



**REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE**

**UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA – BEJAÏA
FACULTE DE TECHNOLOGIE**

ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

Destiné aux étudiants

TROISIEME ANNEE LMD ELECTRONIQUE ET AUTOMATIQUE

Préparé par :

M. Said AISSOU

Maître de Conférences B

OBJECTIFS DU COURS

1. Connaître les principes de base de l'électronique de puissance :
 - Comprendre les concepts fondamentaux tels que la puissance, l'énergie, la tension, le courant et leur relation avec les systèmes électriques.
 - Comprendre les différents types de circuits électriques, tels que les circuits en série, en parallèle et mixtes.
 - Comprendre les différents types de signaux électriques, tels que les signaux sinusoïdaux, triangulaires et carrés.

2. Connaître le principe de fonctionnement et l'utilisation des composants de puissance :
 - Comprendre les différents types de composants de puissance tels que les diodes, les transistors, les thyristors, les IGBTs, les MOSFETs, les GTOs, etc.
 - Comprendre le principe de fonctionnement de ces composants de puissance et leur utilisation dans les circuits de puissance.
 - Comprendre les caractéristiques électriques des composants de puissance, telles que la tension de claquage, la tension de seuil, la résistance thermique, etc.

3. Maîtriser le fonctionnement des principaux convertisseurs statiques :
 - Comprendre les différents types de convertisseurs statiques tels que les convertisseurs AC-DC, les convertisseurs DC-DC, les convertisseurs DC-AC, etc.
 - Comprendre le fonctionnement des principaux convertisseurs statiques, tels que les redresseurs à diodes, les convertisseurs abaisseurs, éleveurs et les onduleurs monophasés et triphasés.
 - Comprendre les avantages et les inconvénients de chaque type de convertisseur statique.

4. Acquérir les connaissances de base pour un choix technique suivant le domaine d'applications d'un convertisseur de puissance :
 - Comprendre les différents domaines d'application des convertisseurs de puissance, tels que l'industrie, les énergies renouvelables, l'automobile, etc.
 - Comprendre les spécifications techniques importantes pour le choix d'un convertisseur de puissance, telles que la puissance, le rendement, la fréquence, la tension, le courant, la température, etc.
 - Savoir évaluer les performances d'un convertisseur de puissance en fonction de ses spécifications techniques et des contraintes d'application

CONTENU DE LA MATIERE

I. Chapitre 1. Introduction à l'électronique de puissance

1. Introduction à l'électronique de puissance, son rôle dans les systèmes de conversion d'énergie électrique.
2. Introduction aux convertisseurs statiques.
3. Classification des convertisseurs statiques (selon le mode de commutation, selon le mode de conversion).
4. Grandeurs périodiques non sinusoïdales (valeurs efficaces, moyennes, facteur de forme, taux d'ondulation).

II. Chapitre 2. Convertisseurs courant alternatif - courant continu

1. Eléments de puissance (diodes et thyristors),
2. Redressement monophasé, type de charge R, RL, RLE., Redresseurs-triphasé, types de charge R, RL, RLE.
3. Analyse du phénomène de commutation (d'empiètement) dans les convertisseurs statiques de redressement non commandés et commandés.

III. Chapitre 3. Convertisseurs courant continu - courant continu

1. Eléments de puissance (thyristor GTO, transistor bipolaire, transistor MOSFET, transistor IGBT),
2. Hacheur dévolteur Série, avec charge R, RL et RLE
3. Survolteur parallèle, avec charge R, RL et RLE.

IV. Chapitre 4. Convertisseurs courant continu - courant alternatif

1. Onduleur monophasé (charges R, L), les onduleurs monophasés et triphasés avec charge résistive et résistive inductive.

V. Chapitre 5. Convertisseurs courant alternatif-courant alternatif

1. Eléments de puissance (triacs avec un rappel rapide sur les diodes et thyristors), Gradateur monophasé, avec charge R, RL.
2. Principe du Cyclo convertisseur monophasé

Semestre: 5
Unité d'enseignement: UEF 3.1.1
Matière 2: Electronique de puissance
VHS: 45h00 (Cours: 1h30, TD: 1h30)
Crédits: 4
Coefficient: 2

Objectifs de l'enseignement:

Ce cours fait découvrir à l'étudiant les composants d'électronique de puissance (commandes et protections). Il lui permet également de traiter les différents types de convertisseurs statiques. L'association convertisseurs statiques-machines électriques lui donnera l'opportunité d'assimiler la commande de vitesse des machines électriques.

Connaissances préalables recommandées:

Electronique fondamentale¹, Electrotechnique fondamentale¹.

Contenu de la matière:

Chapitre 1. Eléments semi-conducteurs en électronique de puissance (2 Semaines)

Introduction à l'électronique de puissance, son rôle dans les systèmes de conversion d'énergie électrique, les différents types de semi-conducteurs de puissance (caractéristiques de fonctionnement statique et dynamique): Diodes, thyristors, triac, transistor bipolaire, MOSFET, IGBT, GTO.
 Différentes structures de convertisseurs statiques

Chapitre 2. Convertisseurs courant alternatif - courant continu (4Semaines)

Redressement non commandé monophasé et triphasé charges R, L, Redressement commandé monophasé et triphasé charges R, L, Redressement mixte monophasé et triphasé charges R, L. Analyse du phénomène de commutation (d'empiètement) dans les convertisseurs statiques non commandés et commandés, Impact des convertisseurs statiques sur la qualité d'énergie électrique.

Chapitre 3. Convertisseurs courant continu - courant continu (2 Semaines)

Hacheur série et parallèle.

Chapitre 4. Convertisseurs courant continu - courant alternatif (4Semaines)

Les onduleurs monophasés et triphasés avec charge résistive et résistive inductive.

Chapitre 5. Convertisseurs courant alternatif - courant alternatif (3 semaines)

Gradateur monophasé (charges R, L), Gradateur triphasé (charges R, L), Les variateurs de fréquence (Cycloconvertisseurs).

Mode d'évaluation:

Contrôle continu: 40% ; Examen: 60%.

Références bibliographiques:

1. Luc Lasne, « Electronique de puissance : Cours, études de cas et exercices corrigés », Dunod, 2011.
2. Pierre Agati, Guy Chateigner, Daniel Bouix, et al, « Aide-mémoire Électricité - Électronique de commande et de puissance – Électrotechnique », Dunod, 2006.
3. Jacques Laroche, « Électronique de puissance – Convertisseurs : Cours et exercices corrigés », Dunod, 2005.
4. Guy Séquier, Francis Labrique, Robert Baussière, « Électronique de puissance : Cours et exercices corrigés », Dunod 8e édition, 2004.
5. Dominique Jacob, « Electronique de puissance- Principe de fonctionnement, dimensionnement », Ellipses Marketing, 2008.

Introduction

INTRODUCTION

L'électronique de puissance, également appelée électronique de conversion d'énergie, est une branche de l'électronique qui a moins de 50 ans. Elle permet de convertir l'énergie électrique sous différentes formes avec un minimum de pertes grâce à l'utilisation d'interrupteurs électroniques. Cette technologie est essentielle dans de nombreux domaines, tels que les systèmes à haute puissance, les ordinateurs, les appareils électroniques portables, les véhicules électriques, les énergies renouvelables, et bien d'autres.

Au fil des années, les convertisseurs ont connu une réduction considérable de leur taille, de leur poids et de leur coût, grâce aux avancées technologiques dans le domaine des interrupteurs électroniques. La technique de commutation électronique est basée sur l'exploitation du fait qu'un interrupteur fermé parfait ne dissipe pas d'énergie et ne présente donc aucune perte. En associant des éléments de filtrage passifs et purement réactifs, il est théoriquement possible de modifier la tension et/ou le courant sans perte d'énergie, permettant ainsi une conversion de tension ou de courant tout en conservant l'énergie. Ce processus est réalisé en coupant la tension et/ou le courant à très haute fréquence et en lissant le résultat obtenu pour en extraire la valeur moyenne. Ainsi, la commutation électronique est devenue une technique clé pour la réalisation de convertisseurs de puissance efficaces et économiques.

Ce cours a pour objectif de vous initier aux principes de base de l'électronique de puissance, qui est un domaine essentiel dans de nombreux secteurs industriels et technologiques. Vous allez apprendre les concepts fondamentaux tels que la puissance, l'énergie, la tension et le courant, ainsi que les différents types de circuits électriques, tels que les circuits en série, en parallèle et mixtes. Vous allez également comprendre les différents types de signaux électriques, tels que les signaux sinusoïdaux, triangulaires et carrés, ainsi que le principe de fonctionnement et l'utilisation des composants de puissance tels que les diodes, les transistors, les thyristors, les IGBTs, les MOSFETs, les GTOs.

Ce cours s'adresse aux étudiants de troisième année cycle LMD spécialité Electronique et/ou Automatique qui souhaitent acquérir les compétences nécessaires pour concevoir, dimensionner et mettre en œuvre des systèmes à base de convertisseurs d'électronique de puissance. Il est composé de quatre chapitres. Nous avons commencé par

une introduction à l'électronique de puissance, son rôle dans les systèmes de conversion d'énergie électrique, le deuxième chapitre du cours porte sur les éléments de puissance tels que les diodes et les thyristors, ainsi que sur les différents types de redressement monophasé et triphasé, selon le type de charge R, RL ou RLE. Nous aborderons également l'analyse du phénomène de commutation (d'empiètement) dans les convertisseurs statiques de redressement non commandés et commandés. L'étude de ces éléments de puissance et de leurs modes de fonctionnement est essentielle pour comprendre les principes de base de l'électronique de puissance et de la conversion d'énergie électrique.

Dans le chapitre trois, nous étudierons en détail le fonctionnement du hacheur dévolteur série, avec différents types de charges R, RL et RLE, ainsi que le survolteur parallèle dans les mêmes conditions.

Le dernier chapitre porte sur l'étude des gradateurs monophasés, avec différents types de charges R et RL. Nous analyserons en détail les caractéristiques de ces gradateurs, leurs modes de fonctionnement et les différentes méthodes de contrôle de la puissance.

Chapitre 1. Éléments de semi-conducteurs en électronique de puissance

(2 semaines)

Diodes, Thyristors, Transistor bipolaire, Mosfet, IGBT, GTO

Table des matières

Chapitre 1. Éléments de semi-conducteurs en électronique de puissance	1
I. Introduction à l'électronique de puissance	2
II. Les différents types de semi-conducteurs de puissance	2
a) Diodes	2
b) Thyristor	3
c) Transistor bipolaire	4
d) Transistor MOSFET	5
e) Transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)	6
f) GTO (Turn off Gate Thyristor)	7

I. Introduction à l'électronique de puissance

L'électronique de puissance est une discipline de l'électronique qui se consacre à la conversion statique de l'énergie électrique. Son objectif principal est de transformer de manière efficace l'énergie électrique disponible en une forme adaptée pour alimenter des charges spécifiques. Cette conversion est réalisée au moyen de convertisseurs statiques.

Les convertisseurs statiques présentent plusieurs avantages notables qui les rendent particulièrement attrayants. Tout d'abord, ils offrent un rendement élevé, ce qui se traduit par une conversion d'énergie efficace. En outre, ils se distinguent par leur taille et leur masse réduites, ce qui les rend compacts et faciles à intégrer dans des systèmes existants. De plus, ils fonctionnent de manière silencieuse, évitant ainsi la production de nuisances sonores indésirables.

L'électronique de puissance trouve des applications diversifiées dans de nombreux secteurs. Parmi celles-ci, on peut citer les situations d'urgence, telles que les hôpitaux et les salles informatiques, où une alimentation électrique fiable est cruciale. Elle est également utilisée dans le domaine photovoltaïque, pour exploiter efficacement l'énergie solaire. De plus, elle joue un rôle essentiel dans la gestion, le transport et la distribution de l'énergie électrique, garantissant une utilisation optimale des ressources. En outre, l'électronique de puissance est essentielle dans la commande des machines électriques, comme les variateurs de vitesse, permettant un contrôle précis et efficace. Enfin, elle est également présente dans les applications domestiques et industrielles, contribuant à l'amélioration de l'efficacité énergétique et au confort des utilisateurs.

II. Les différents types de semi-conducteurs de puissance

Les interrupteurs utilisés dans le domaine de l'électronique de puissance sont généralement fabriqués à partir de semi-conducteurs tels que des diodes, des transistors, des thyristors (SCR), des GTO (Gate Turn-Off thyristor), des TRIAC, et d'autres dispositifs similaires. Ces composants sont spécifiquement conçus pour fonctionner en mode de commutation, permettant de contrôler le flux d'énergie électrique.

a. Diodes

La diode est un composant électronique qui agit comme un interrupteur unidirectionnel, permettant le passage du courant électrique dans une seule direction. Elle est caractérisée par son fonctionnement non commandable, ce qui signifie qu'elle ne peut pas être contrôlée de manière active pour ouvrir ou fermer le circuit.

Ce comportement unidirectionnel de la diode est dû à sa structure interne, qui comprend une jonction PN. Lorsque la diode est polarisée directement, les porteurs de charge peuvent traverser facilement cette jonction et le courant peut circuler. En revanche, lorsqu'elle est polarisée inversement, la jonction forme une barrière d'énergie qui empêche le courant de circuler.

Ainsi, la diode joue un rôle essentiel dans de nombreuses applications électroniques, son caractère unidirectionnel en fait un composant essentiel dans de nombreux circuits électroniques. Le symbole de la diode est représenté sur la Figure 2 : Caractéristique d'une diode idéale **Figure 1**.

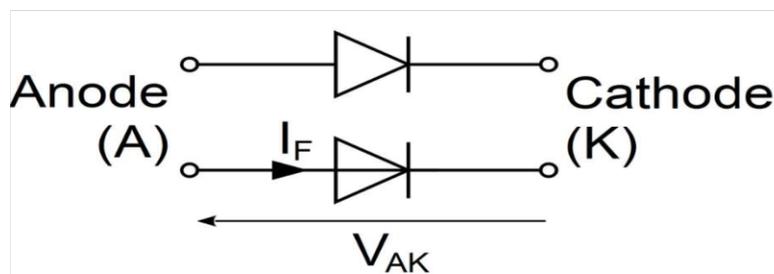


Figure 1: Symbole d'une diode

La Caractéristique de la diode est représentée sur la

Figure 2 : Caractéristique d'une diode idéale

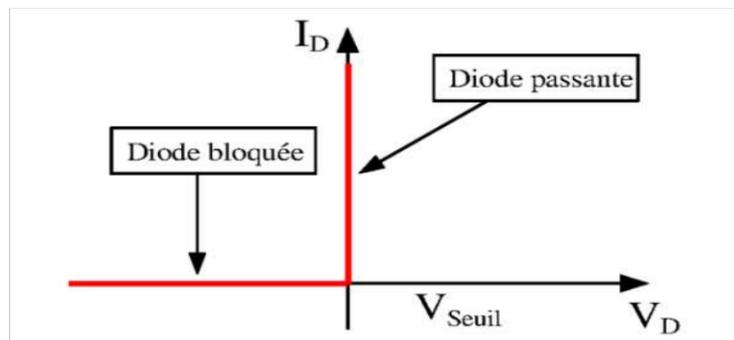


Figure 2 : Caractéristique d'une diode idéale

b. Thyristor

Le thyristor est un interrupteur unidirectionnel qui peut être commandé pour s'ouvrir ou se fermer. Voici les différentes conditions de fonctionnement du thyristor :

- Lorsque la tension V_{AK} est supérieure à zéro et qu'il n'y a pas d'impulsion sur la gâchette, le thyristor est bloqué (thyristor amorçable). Aucun courant ne circule à travers le dispositif dans cette situation.

- Lorsque la tension V_{AK} est supérieure à zéro et qu'un courant de gâchette positif i_G d'une valeur suffisante est appliqué, le thyristor devient passant (thyristor amorcé). Dans cet état, le courant peut circuler à travers le thyristor et le dispositif est conducteur.
- Une fois que le thyristor est passant, il ne se referme que lorsque le courant qui le traverse s'annule. Cela se produit naturellement lorsque le courant atteint zéro dans le circuit.
- Lorsque le thyristor est bloqué et que la tension V_{AK} est inférieure à zéro, l'application d'une impulsion de commande ne permet pas de le débloquer. Le thyristor reste donc bloqué dans cette situation.

Le symbole du thyristor est représenté sur la **Figure 3** : Symbole d'un thyristor

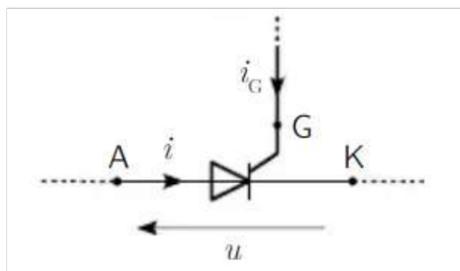


Figure 3 : Symbole d'un thyristor

La Caractéristique du thyristor est représentée sur la **Figure 4**: Caractéristique d'un thyristor

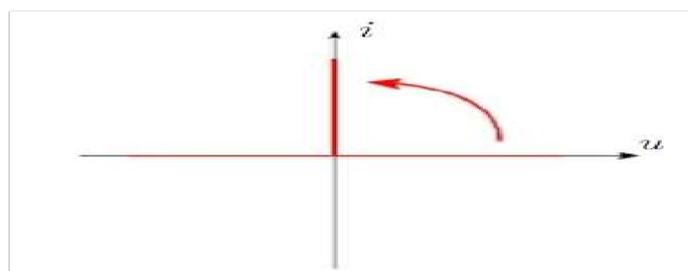


Figure 4: Caractéristique d'un thyristor

c. Transistor bipolaire

Les transistors peuvent fonctionner en mode de commutation ou en mode linéaire, en fonction de l'application. Le mode de commutation est souvent utilisé pour les applications de commutation rapide, tandis que le mode linéaire est plus couramment utilisé pour l'amplification de signaux.

Dans le cas des transistors bipolaires, ils peuvent agir comme des interrupteurs unidirectionnels dont l'état est commandé par le courant de base (I_B) :

- Lorsque le courant de base est annulé ($I_B = 0$), le transistor est bloqué. Cela se traduit par un courant de collecteur nul ($I_C = 0$) et une tension V_{CE} non fixée. On peut assimiler cet état à un commutateur ouvert.
- Lorsque le transistor est saturé, le courant de base (I_B) est suffisamment élevé pour que le transistor impose une tension V_{CE} nulle. Dans cet état, le courant de collecteur (I_C) atteint une valeur limite appelée courant de saturation (I_{Csat}). On peut assimiler cet état à un commutateur fermé.

Il est important de noter que ces modes de fonctionnement du transistor bipolaire sont utilisés dans des circuits de commutation où il est nécessaire de contrôler le passage du courant et de réguler les tensions. La configuration du courant de base détermine si le transistor est bloqué ou saturé, ce qui permet de contrôler l'état de l'interrupteur. Le symbole du Transistor bipolaire est représenté sur la Figure 5 : Symbole du Transistor bipolaire

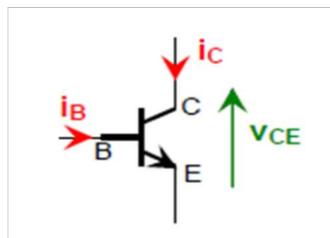


Figure 5 : Symbole du Transistor bipolaire

La Caractéristique du transistor bipolaire est représentée sur la **Figure 6** : Caractéristique du transistor bipolaire

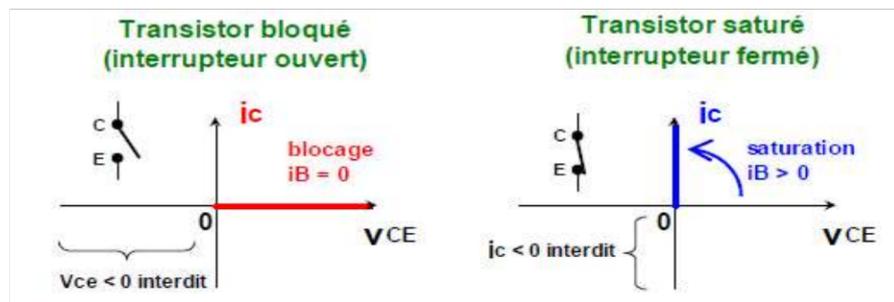


Figure 6 : Caractéristique du transistor bipolaire

d. Transistor MOSFET

Le Mosfet, également connu sous le nom de transistor à effet de champ métal-oxyde-semiconducteur, est un composant électronique très couramment utilisé dans de nombreuses applications. Ces transistors, réputés pour leurs performances supérieures, présentent un comportement similaire à celui des transistors bipolaires, à une différence près : ils sont commandés par une tension plutôt qu'un courant. Cela signifie que le courant de commande nécessaire pour activer un Mosfet est extrêmement faible, ce qui présente de nombreux

avantages en termes d'efficacité énergétique et de réduction des pertes de puissance. Les Mosfets sont souvent privilégiés dans les applications nécessitant une commutation rapide et une gestion précise de la puissance, tels que les amplificateurs audio, les convertisseurs de tension et les circuits de commande de moteurs. Leur large utilisation dans l'industrie électronique témoigne de leur efficacité et de leur fiabilité. La **Figure 7**: Symbole du Transistor Mosfet type N

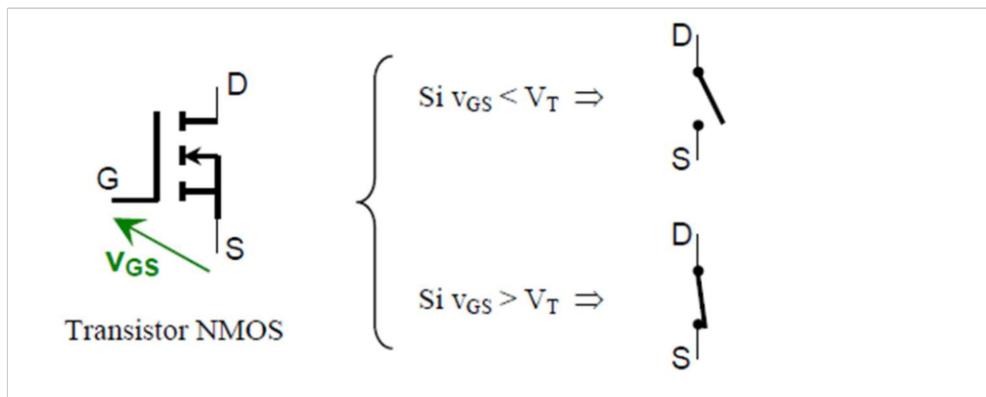


Figure 7: Symbole du Transistor Mosfet type N

La caractéristique du transistor MOSFET est représentée sur la **Figure 8**: Caractéristique du transistor MOSFET

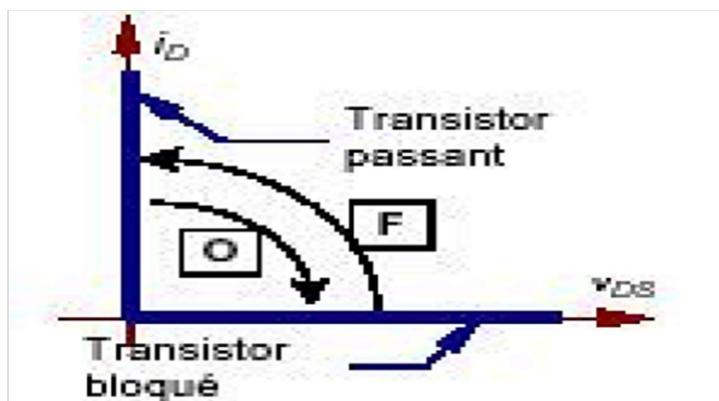


Figure 8: Caractéristique du transistor MOSFET

e. Transistor IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Le transistor IGBT, abréviation de Insulated Gate Bipolar Transistor, est un composant électronique qui combine les avantages des transistors bipolaires et des transistors MOSFET. Il est formé par l'association d'un transistor bipolaire, comprenant un collecteur et un émetteur, et d'un transistor MOSFET. Cette combinaison permet à l'IGBT de bénéficier à la fois des

performances en courant élevées du transistor bipolaire et de la commande en tension du transistor MOSFET.

L'IGBT présente une faible chute de tension entre le collecteur et l'émetteur, généralement d'environ 0,1 V, ce qui le rend efficace pour la transmission de courant. De plus, sa commande en tension s'effectue par l'intermédiaire de sa grille, ce qui nécessite un courant permanent pratiquement nul. Cela signifie que l'IGBT peut être activé et désactivé rapidement en fonction de la tension V_{GE} appliquée à sa grille.

L'IGBT est largement utilisé dans de nombreuses applications telles que les systèmes de conversion d'énergie, les variateurs de vitesse pour les moteurs électriques, les onduleurs de puissance, les alimentations à découpage et bien d'autres. Sa capacité à gérer des courants élevés tout en offrant une commande précise par tension en fait un choix populaire pour les applications nécessitant une commutation rapide et un contrôle précis de la puissance. La

Figure 9: Symbole d'un transistor IGBT.

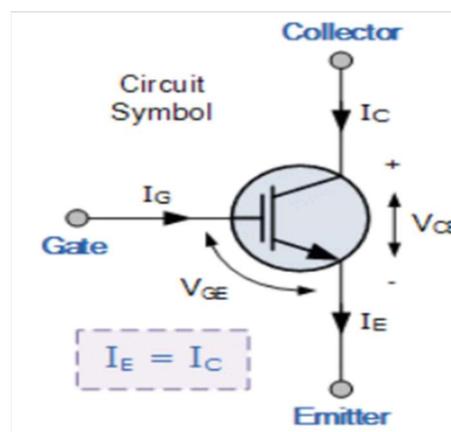


Figure 9: Symbole d'un transistor IGBT

f. GTO (Turn off Gate Thyristor)

Le GTO (Gate Turn-Off) est un type de thyristor, un dispositif semi-conducteur utilisé dans les circuits de puissance pour la commutation et le contrôle des courants élevés. Le GTO est spécifiquement conçu pour être commandé à la fois à la fermeture et à l'ouverture, ce qui le distingue des autres thyristors tels que le thyristor à grille (SCR) qui ne peut être contrôlé qu'à la fermeture.

Lorsqu'un signal de commande est appliqué au GTO, il peut être activé pour permettre le passage du courant dans le circuit. Une fois que le GTO est activé, il continue de conduire le

courant jusqu'à ce que le courant de charge atteigne une valeur nulle. À ce stade, le GTO peut être désactivé en appliquant un signal de commande inverse, ce qui interrompt le courant et éteint le dispositif.

Les GTO sont couramment utilisés dans les applications telles que les convertisseurs de puissance, les onduleurs, les alimentations électriques à haute tension et d'autres systèmes de commande de puissance où la commutation précise et rapide est requise. Cependant, il convient de noter que les GTO nécessitent généralement un refroidissement adéquat en raison de la dissipation de chaleur lors de leur fonctionnement à courant élevé. La **Figure 10: Symbole d'un GTO.**

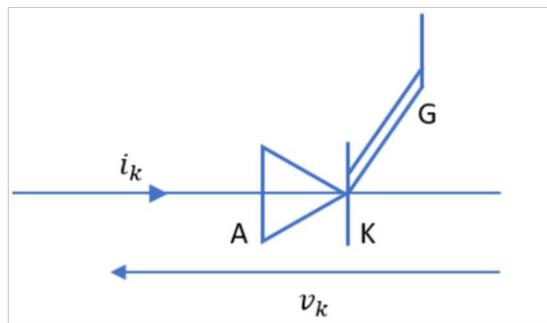


Figure 10: Symbole d'un GTO

Chapitre 2. Convertisseurs courant alternatif - courant continu AC/DC

(3 semaines)

Redressement non commande monophasé et triphasé charges R, L, redressement commande monophasé et triphasé charges R, L, redressement mixte monophasé et triphasé charges R, L.

Partie A:

Convertisseurs non Commandés

I.1. INTRODUCTION

De nombreux équipements à usage industriels ou domestiques font intervenir des circuits électroniques de puissance nécessitant des tensions continues. Pour les dispositifs qui sont reliés à une source de tensions alternatives, il faut procéder à une conversion alternative-continue, cette conversion est appelée redressement. Les redresseurs sont du type simple alternance ou double alternances. Ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie. La Fig. I.1 illustre le schéma symbole de ces convertisseurs:

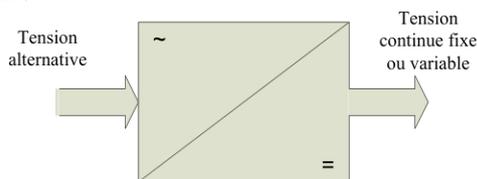


Fig.I.1 Schéma d'un redresseur.

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré (nombre de phases q).

I.2. ETUDE DES REDRESSEURS

L'étude d'un montage doit servir, pour le concepteur, à déterminer les caractéristiques de chaque élément constitutif (transformateur, diodes, thyristors,...). Elle doit également permettre de calculer et définir les protections contre des échauffements dus à des surtensions ou sur-courants (dus à des courts-circuits) éventuels. (Pour cette étude on suppose négligeables les impédances de la source et des éléments du montage, ce qui est réaliste compte tenu des faibles chutes de tension qu'elles occasionnent).

1. **Etude des tensions** : En partant des tensions alternatives à l'entrée, on calcule la tension redressée à vide et la tension maximale aux bornes des semi-conducteurs.

2. **Etude des courants** : A partir du courant débité supposé parfaitement lissé, on calcule la valeur du courant dans les semi-conducteurs ainsi que dans les enroulements secondaires et primaires du transformateur.

I.3. REDRESSEURS NON COMMANDES

Les redresseurs non commandés sont constitués principalement de composants qui s'amorcent et se bloquent naturellement (diodes). Ils permettent d'obtenir un courant continu à partir d'une source alternative, principalement monophasée ou triphasée. En général, le lissage du courant par inductance est utilisé pour les fortes puissances, et le lissage de la tension par condensateur pour les faibles puissances.

3.1 Redresseurs monophasés simple alternance

La diode est bloquée lorsque i_{AK} est négatif, et conductrice lorsque i_{AK} est positif: le courant i_{AK} est redressé. (Fig. I.2)

$$\text{Lorsque : } 0 \leq \omega t \leq \pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_D = v_s - v_0 \approx 0 \\ i_0 = i_s \end{cases}$$

$$\pi \leq \omega t \leq 2\pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = 0 \\ v_D = v_s - v_0 = v_s \\ i_0 = 0 \end{cases}$$

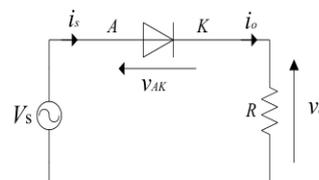


Fig. I.2 Redressement monophasé simple alternance.

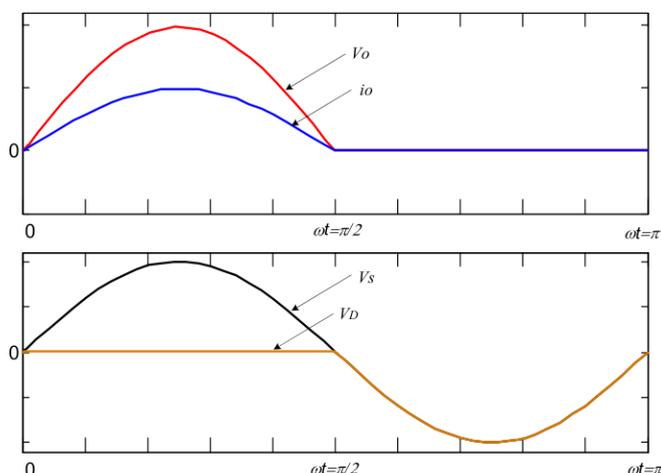


Fig. I.3 Formes d'onde.

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme s'expriment comme suit :

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_e}{\pi}$$

$$\text{D'où : } V_{AV} = \frac{\sqrt{2}V_e}{\pi}$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_s^2(\omega t) d\omega t = \frac{V_e^2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\omega t) d\omega t = \frac{V_e^2}{2\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{V_e^2}{2\pi} \int_0^{\pi} (1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{V_e^2}{2\pi} \left(\omega t - \frac{1}{2} \sin 2(\omega t) \right) \Big|_0^{\pi} = \frac{V_e^2}{2}$$

$$\text{D'où : } V_{RMS} = \frac{\sqrt{2}V_e}{2}$$

Le facteur de forme mesure la proportion d'alternatif dans un signal quelconque relativement à sa valeur moyenne. Apprécie la qualité d'un signal alternatif : ($F \rightarrow \infty$) pour un signal à valeur moyenne nulle.

$$F = \frac{\frac{\sqrt{2}V_e}{2}}{\frac{\sqrt{2}V_e}{\pi}} = \frac{\pi}{2} \approx 1.57$$

Le taux d'ondulation mesure la proportion d'alternatif dans un signal relativement à sa valeur moyenne. Apprécie la qualité d'un signal continu (redressement) : ($\beta \rightarrow 0$) pour un signal continu parfait.

$$\beta = \sqrt{F^2 - 1} = 121\%$$

Lissage du courant de sortie :

Pour lisser le courant de charge, il faut ajouter une inductance en série avec la résistance (Fig. I.4) ce qui permet de prolonger la conduction de la diode au-delà de l'instant $\omega t = \pi$. On suppose dans ce qui suit, que l'annulation du courant de charge survient à l'instant $\omega t = \delta$, (Fig. I.5).

Chapitre II : Conversion Alternative-Continue (AC-DC)

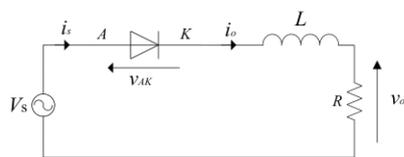


Fig. I.4 Redressement MSA avec lissage du courant.

Lorsque : $0 \leq \omega t \leq \delta \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_D = v_s - v_0 - v_L \\ i_0 = i_s \end{cases}$

$\delta \leq \omega t \leq 2\pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = 0 \\ v_D = v_s - v_0 = v_s \\ i_0 = 0 \end{cases}$

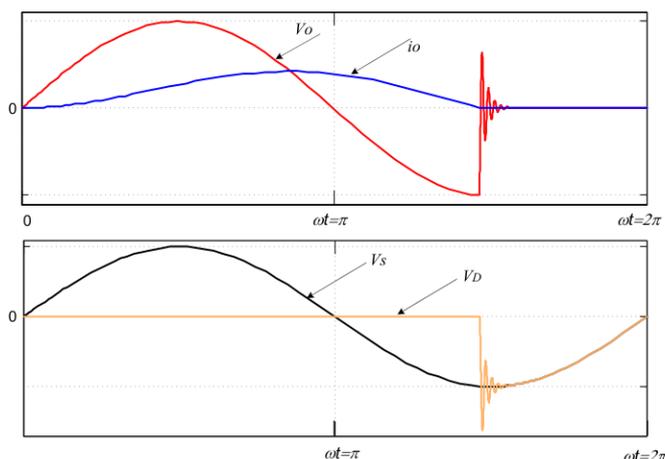


Fig. I.5 Formes d'onde.

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme s'expriment comme suit :

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_0^{\delta} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} (1 - \cos\delta)$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{V_e^2}{\pi} \int_0^{\delta} \sin^2(\omega t) d\omega t =$$

$$\frac{V_e^2}{\pi} \int_0^{\delta} \frac{1}{2} (1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{V_e^2}{2\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_0^{\delta}$$

$$V_{RMS} = \frac{V_e}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2\delta - \sin 2\delta}{2\pi}}$$

$$F = \frac{\frac{\sqrt{2}V_e}{2} \sqrt{\frac{2\delta - \sin 2\delta}{2\pi}}}{\frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} (1 - \cos\delta)} = \pi \frac{\sqrt{\frac{2\delta - \sin 2\delta}{2\pi}}}{1 - \cos\delta}$$

Lorsque : $\delta \rightarrow 2\pi \Rightarrow F \rightarrow +\infty \Rightarrow \beta \rightarrow +\infty$, c'est-à-dire la tension redressée est ondulée d'avantage.

La forme d'onde du courant de charge est améliorée, par contre, celle de la tension est détériorée d'avantage. Pour remédier à cette situation, on rajoute une diode supplémentaire en antiparallèle par rapport à la charge selon le schéma illustré dans la Fig. I.6.

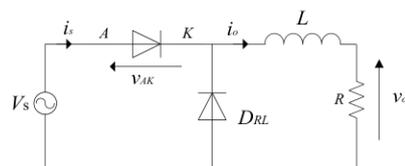


Fig. I.6 Redressement MSA avec diode de roue libre.

La diode de roue libre (Fig. I.7) permet le prolongement du courant i_0 (absence de discontinuité de courant dans l'inductance) lorsque la tension v_s devient négative et, en conséquence, permet le blocage de la diode de redressement. Pendant la conduction de D_{RL} , l'inductance fournit à la résistance de l'énergie précédemment emmagasinée.

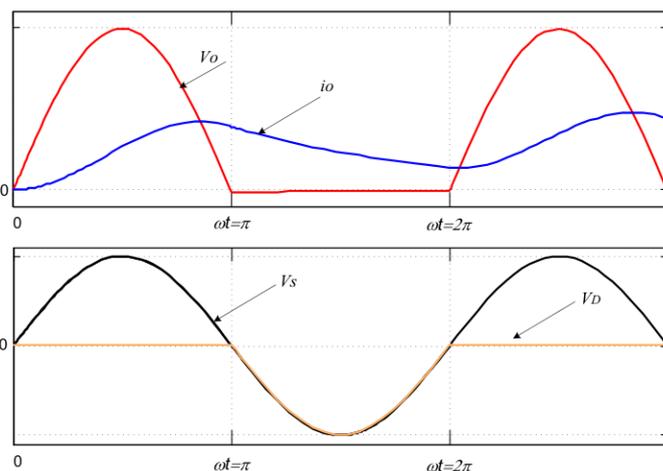


Fig. I.7 Formes d'onde.

Lissage de la tension de sortie :

Pour lisser la tension de sortie, il faut rajouter un condensateur en parallèle avec la résistance (Fig. I.8).

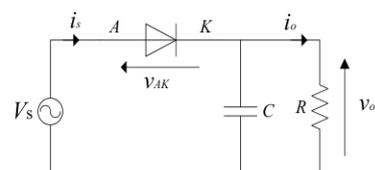


Fig. I.8 Formes d'onde.

Lorsque la diode est bloquée (Fig. I.9) la tension v_0 décroît selon la loi suivante :

$$V_0 = V_{0Max} e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ ou } \tau = RC$$

En effectuant le développement de l'exponentielle au 1er ordre, on obtient :

$$V_0 = V_{0Max} \left(1 - \frac{t}{\tau} \right)$$

En considérant de plus que le temps de décharge Δt est approximativement égal à T, on a :

$$V_{0Min} = V_{0Max} \left(1 - \frac{T}{\tau} \right) \Rightarrow \frac{T}{\tau} \approx \frac{\Delta V_0}{V_{0Max}}$$

$$C \approx \frac{V_{0Max}}{\Delta V_0 R f}$$

Où C est la capacité de lissage en farads (F), R la résistance de charge en ohms (Ω) et $f = 1/T$ la fréquence du signal d'entrée en hertz (Hz). Cette approximation revient à considérer que la tension v_0 est une succession de rampes décroissantes (Fig. I.9).

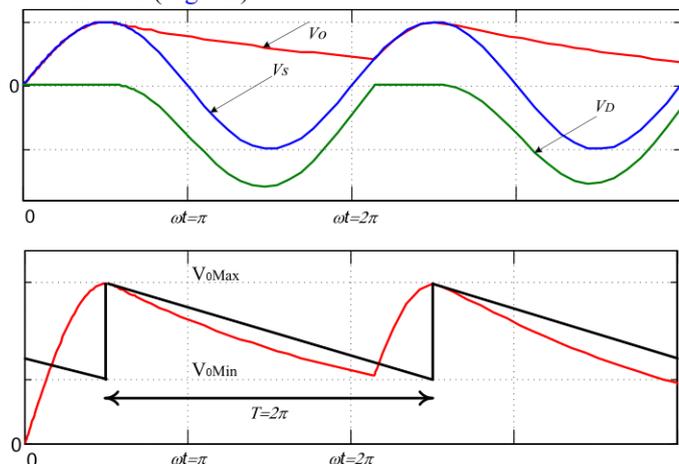


Fig. I.9 Formes d'onde.

Dans l'hypothèse simplificatrice précédente (voir Fig. I.9), on peut exprimer les valeurs moyenne et efficace de la tension v_0 ainsi que le taux d'ondulation comme suit :

$$\begin{cases} V_{0Min} = V_{0Max} \left(1 - \frac{T}{\tau}\right) \\ V_{0AV} = \left(\frac{V_{0Max} + V_{0Min}}{2}\right) \Rightarrow V_{0AV} = V_{0Max} \left(1 - \frac{T}{2\tau}\right) \\ V_{0EF}^2 = \frac{V_{0Max}^2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{\tau}\right)^2 dt = V_{0Max}^2 \left(1 - \frac{T}{\tau} + \frac{T^2}{3\tau^2}\right) \end{cases}$$

La diode conduit uniquement lorsque v_s a tendance à être supérieure à la tension v_0 . En conséquent, le courant débité par la source n'est pas sinusoïdal.

3.2 Redresseurs monophasé double alternance

La Fig. I.10 montre un circuit de redressement double alternances sous forme d'un pont appelé pont de Graëtz, Les quatre diodes doivent avoir les mêmes caractéristiques. Nous supposons dans ce qui suit que les diodes sont de même type, par conséquent la chute de tension à leurs bornes est égale.

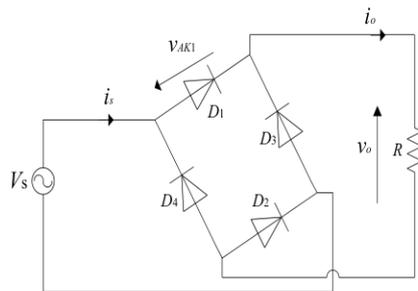


Fig. I.10 Pont de Graëtz.

Lorsque : $0 \leq \omega t \leq \pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_{AK1} = v_{AK2} = \frac{v_s - v_0}{2} \\ i_0 = i_s \end{cases}$

$$\pi \leq \omega t \leq 2\pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = -v_s(\omega t) = -\sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_{AK3} = v_{AK4} = \frac{v_s - v_0}{2} \\ i_0 = -i_s \end{cases}$$

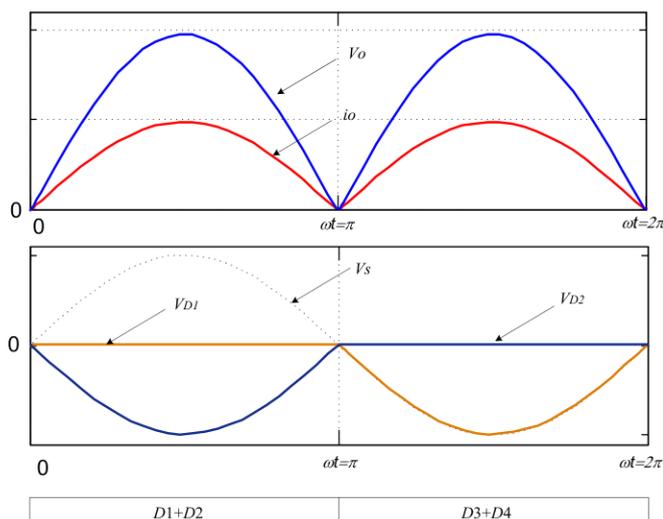


Fig. I.11 Formes d'onde.

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_e}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}V_e}{\pi}$$

$$V_{AV} = \frac{2\sqrt{2}V_e}{\pi}$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{2V_e^2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{2V_e^2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{V_e^2}{\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_0^{\pi}$$

$$V_{0EF} = V_e$$

$$V_{FF} = \frac{V_{RMS}}{V_{AV}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}$$

$$\beta = \sqrt{F^2 - 1} = 48\%$$

Lissage du courant de sortie :

Comme nous l'avons mentionné dans la section précédente, le lissage du courant de charge se fait par l'ajout d'une inductance en série avec la résistance de charge (Fig. I.13-12).

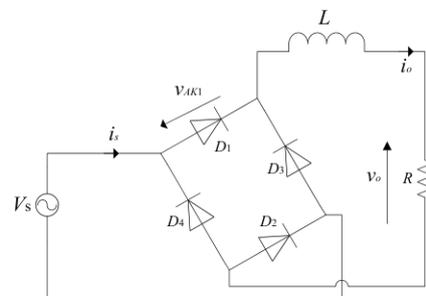


Fig. I.12 Pont de Graëtz avec lissage du courant.

Contrairement au redresseur simple alternance avec lissage du courant, dans ce type de redresseur, la forme d'onde du courant de charge est améliorée, par contre, celle de la tension garde la même forme.

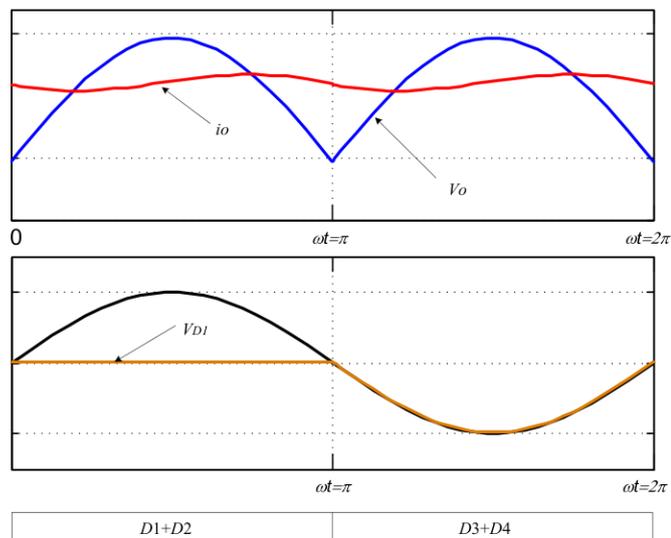


Fig. I.13 Formes d'onde.

I.1. Redresseurs triphasés

Les redresseurs monophasés, sont généralement utilisés dans les applications de faibles puissances en particulier dans les alimentations d'énergie aux circuits électroniques. Ils sont également utilisés pour alimenter des charges à C.C qui n'excède pas les 5 kW. Au dessus de ce niveau de puissance les redresseurs triphasés sont utilisés. La Fig. I.14 présente le circuit de principe d'un redresseur triphasé parallèle.

Dans ce qui suit, la commutation est supposée instantanée.

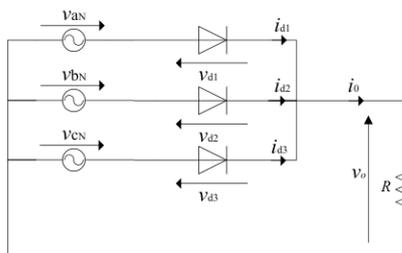


Fig. I.14 Pont triphasé parallèle.

$$\text{Lorsque : } \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6} \Rightarrow \begin{cases} v_o(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin \omega t \\ v_{D1} = v_{aN} - v_o = 0 \\ v_{D2} = v_{bN} - v_o, v_{D3} = v_{cN} - v_o \\ i_o = i_{d1} \end{cases}$$

$$\frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2} \Rightarrow \begin{cases} v_o(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin \omega t \\ v_{D2} = v_{bN} - v_o = 0 \\ v_{D1} = v_{aN} - v_o, v_{D3} = v_{cN} - v_o \\ i_o = i_{D2} \end{cases}$$

$$\frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{13\pi}{6} \Rightarrow \begin{cases} v_o(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin \omega t \\ v_{D3} = v_{cN} - v_o = 0 \\ v_{D1} = v_{aN} - v_o, v_{D2} = v_{bN} - v_o \\ i_o = i_{D3} \end{cases}$$

La valeur moyenne s'exprime comme suit :

$$V_{0AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_e$$

$$V_{0AV} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_e$$

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_o^2(\omega t) d\omega t = \frac{6V_e^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \sin^2(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{6V_e^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{1}{2}(1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{3V_e^2}{\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}}$$

$$V_{RMS} = \left[1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \right]^{1/2} V_e$$

$$V_{FF} = \frac{\sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}}{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}} = 1.017$$

$$\beta = \sqrt{F^2 - 1} = 18.3\%$$

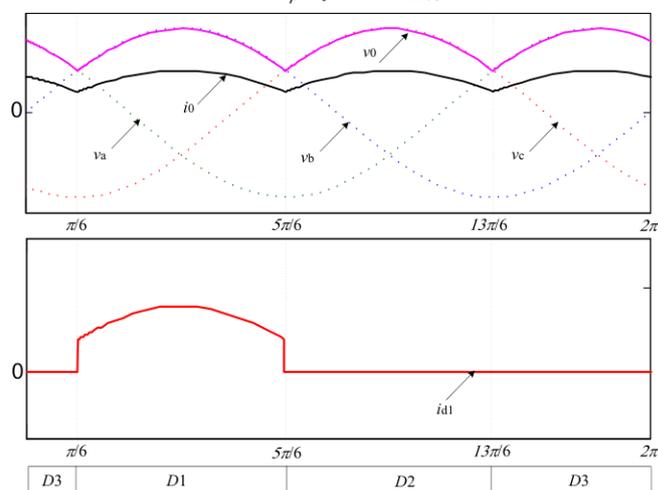


Fig. I.15 Formes d'onde.

On remarque que dans chaque (T/3), une seule diode conduit, les deux autres diodes restent bloquées (Fig. I.15).

Lissage du courant de sortie :

Le redresseur triphasé parallèle avec lissage du courant de charge est illustré dans la Fig. I.16. Les formes d'ondes sont données dans la Fig. I.17.

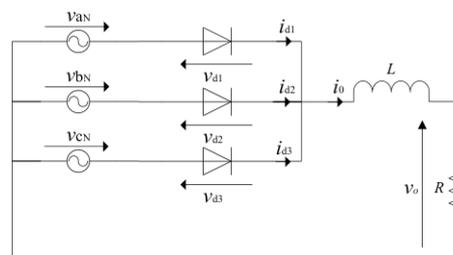


Fig. I.16 Pont triphasé parallèle avec lissage du courant.

Dans ce cas aussi, l'inductance de charge n'a aucun effet sur la forme d'onde de la tension de charge.

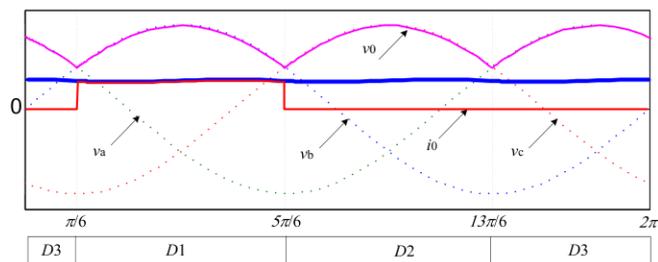


Fig. I.17 Formes d'ondes du courant et tension de charge.

Facteur de puissance du circuit :

Le facteur de puissance d'un circuit alternatif est donné par l'expression :

$$PF = \frac{P}{S}$$

Ou :

FP = facteur de puissance, exprimé par un simple nombre sans dimension, ou en pourcent

P = puissance active du circuit, en watts [W]

S = puissance apparente du circuit, en volts-ampères [VA]

Étant donné que la puissance active P ne peut jamais être supérieure à la puissance apparente, il s'ensuit que le facteur de puissance ne peut pas excéder une valeur de 1 (ou 100 %). Le FP d'une résistance est de 100 % car sa puissance apparente est égale à sa puissance active. Le FP d'une bobine idéale est nul car elle ne consomme aucune puissance active.
En somme, le facteur de puissance d'un circuit est simplement un nombre indiquant le pourcentage de la puissance apparente qui est active.

Nous supposons que le courant de charge est parfaitement lissé (Fig. I.17).

$$I_{aRMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{I_{0AV}^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} 1 \times d\omega t$$

$$= \frac{1}{3} I_{0AV}^2 \Rightarrow I_{aEF} = I_{bEF} = I_{cEF} = I_{EF} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{0AV}$$

D'où :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{0AV} \times I_{0AV}}{3 \times V_e \times I_e}$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V_e \times I_{0AV} = \frac{\sqrt{18}}{2\pi} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi}$$

$PF = 68\%$

Parmi les inconvénients du redressement triphasé parallèle, on peut citer : l'existence des composantes à CC au niveau de l'entrée alternative et des harmoniques d'ordre inférieurs qui nécessitent un filtrage important.

On peut vérifier ce résultat en utilisant les séries de Fourier. Au régime harmonique, le **facteur de puissance** est le produit entre le **facteur de déplacement** et le **facteur de distorsion**. Le facteur de déplacement est le déphasage entre la tension fondamentale et le courant fondamental, par contre, le facteur de distorsion est défini comme suit (c'est le rapport entre la

valeur efficace du fondamental sur la valeur efficace de l'ensemble des harmoniques):

$$PF = DPF \times DF = DPF \times \frac{I_{saRMS1}}{I_{saRMS}}$$

La valeur efficace du fondamental, nous avons les relations suivantes :

$$I_{sRMS_k} = \sqrt{\frac{1}{2} (A_k^2 + B_k^2)}$$

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa_k}(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t$$

$$B_k = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa_k}(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t$$

Pour le fondamental ($k=1$), nous avons alors :

$$I_{sRMS_1} = \sqrt{\frac{1}{2} (A_1^2 + B_1^2)}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa_1}(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{0AV} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{I_{0AV}}{\pi} [-\cos(\omega t)]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{I_{0AV}}{\pi} \left[2 \times \frac{\sqrt{3}}{2} \right] = \frac{\sqrt{3} \times I_{0AV}}{\pi}$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa_1}(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{0AV} \cos(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{I_{0AV}}{\pi} [\sin(\omega t)]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{I_{0AV}}{\pi} [0.5 - 0.5] = 0$$

D'où, la valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{sRMS_1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi}$$

On peut alors calculer le facteur de distorsion par :

$$DF = \frac{I_{sRMS_1}}{I_{sRMS}} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi}}{\frac{I_{0AV}}{\sqrt{3}}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi}$$

Le facteur de déplacement peut être obtenu par :

$$\phi = \arctg\left(\frac{B_1}{A_1}\right) = 0 \Leftrightarrow DPF = \cos(\phi) = 1$$

Enfin, le facteur de puissance est :

$$PF = DPF \times DF = 1 \times DF = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi}$$

Le résultat est identique par rapport à la première méthode.

Le redresseur triphasé parallèle double est préféré par rapport au redresseur triphasé parallèle. Le circuit du redresseur parallèle double est représenté dans la Fig. I.18.

Lorsque $\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6}$:

Nous avons v_{aV} la tension la plus positive des trois tensions et puisque elle est associée à l'anode de la diode D_1 , par conséquent, cette diode est polarisée en directe. Le courant traversant la diode D_1 entre par la borne positive de la charge et ressort par la borne négative. Pour permettre une circulation complète du courant, une diode parmi (D_4 D_5 D_6) assurera le

retour du courant à la source triphasée. Ces trois diodes ont toutes une tension nulle au niveau de leurs anodes, donc la diode qui assurera le retour du courant est la diode qui a une tension la plus négative au niveau de sa cathode (principe de la polarisation en directe). Il vient alors :

Lorsque $\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}$:

Dans cet intervalle le retour du courant va être assuré par la diode D_5 , d'où :

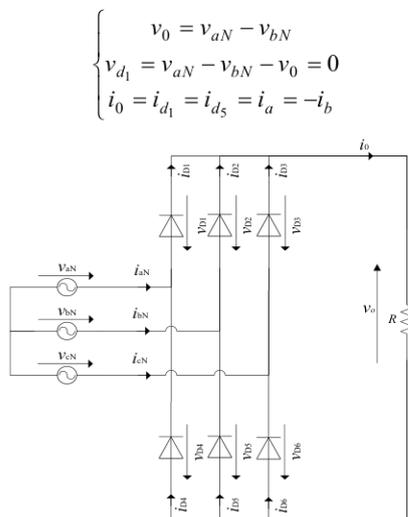


Fig. I.18 Pont triphasé parallèle double.

Lorsque $\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{5\pi}{6}$:

Dans cet intervalle le retour du courant vers la source triphasée va être assuré par la diode D_6 , d'où :

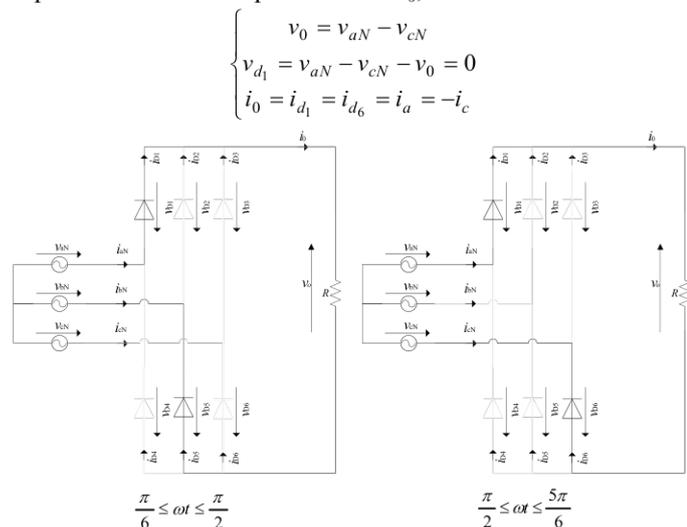


Fig. I.19 Schémas équivalents.

L'analyse du fonctionnement du circuit se fait de la même manière pour le reste de la période.

Lorsque $\frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{7\pi}{6}$:

Dans cet intervalle, c'est la diode D_2 qui conduit et le retour du courant va être assuré par la diode D_6 , d'où :

$$\begin{cases} v_0 = v_{bN} - v_{cN} \\ v_{d1} = v_{aN} - v_{bN} \\ i_0 = i_{d2} = i_{d6} = i_b = -i_c \end{cases}$$

Lorsque $\frac{7\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{3\pi}{2}$:

Dans cet intervalle, c'est la diode D_2 qui conduit et le retour du courant va être assuré par la diode D_4 , d'où :

$$\begin{cases} v_0 = v_{bN} - v_{aN} \\ v_{d1} = v_{aN} - v_{bN} \\ i_0 = i_{d2} = i_{d4} = i_b = -i_a \end{cases}$$

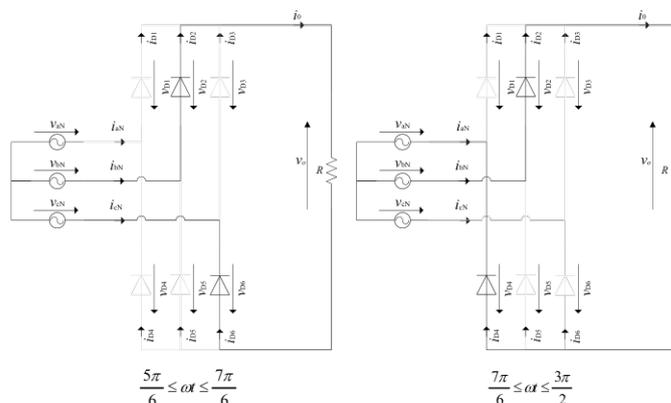


Fig. I.20 Schémas équivalents

Lorsque $\frac{3\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{11\pi}{6}$:

Dans cet intervalle, c'est la diode d_3 qui conduit et le retour du courant va être assuré par la diode d_4 , d'où :

$$\begin{cases} v_0 = v_{cN} - v_{aN} \\ v_{d1} = v_{aN} - v_{bN} \\ i_0 = i_{d3} = i_{d4} = i_c = -i_a \end{cases}$$

Lorsque $\frac{11\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$:

Dans cet intervalle c'est la diode D_3 qui conduit et le retour du courant va être assuré par la diode D_5 , d'où :

$$\begin{cases} v_0 = v_c - v_b \\ v_{D1} = v_a - v_c \\ i_0 = i_{D3} = i_{D5} = i_c = -i_b \end{cases}$$

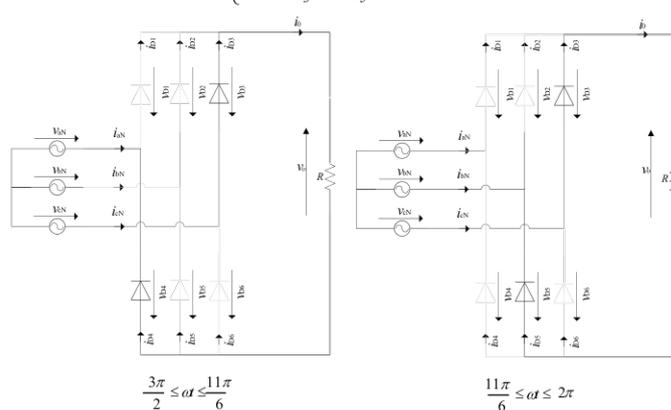


Fig. I.21 Schémas équivalents

Les valeurs moyenne et efficace de la tension de charge s'expriment comme suit :

$$V_{OAV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{6\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left[\sin(\omega t) - \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \right] d\omega t$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{6\sqrt{2}}{2\pi} V_e \left[-\cos(\omega t) \Big|_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} + \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \Big|_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_e \left[-\cos\left(\frac{\pi}{2}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) - \cos\left(-\frac{\pi}{2}\right) \right] \\
 V_{0AV} &= \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_e \\
 V_{0RMS}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{6 \times V_e^2}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left[\sin^2(\omega t) - \sin^2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\omega t \\
 &= \frac{6}{2\pi} V_e^2 \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \left[1 - \cos(2\omega t) - 1 + \cos 2\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \right] d\omega t \\
 &= \frac{6}{2\pi} V_e^2 \left[\frac{\pi}{3} - \cos \pi + \cos \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{3} + \cos \frac{\pi}{3} - \cos - \pi \right] \\
 &= \frac{6}{2\pi} V_e^2 \left[2 + 2 \cos \frac{\pi}{3} \right] \\
 \Rightarrow V_{0RMS} &= V_e \sqrt{\frac{3}{\pi}}
 \end{aligned}$$

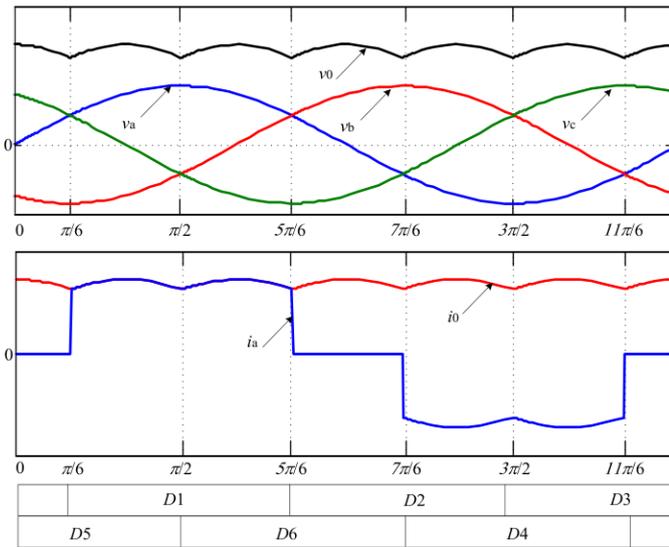


Fig. 1.22 Formes d'onde.

Le facteur de puissance peut être calculé aisément en supposant que le courant de charge est parfaitement lissé, la valeur efficace du courant débité par la source est le suivant :

$$\begin{aligned}
 I_{aRMS}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{2I_{0AV}^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} 1 \times d\omega t \\
 &= \frac{2}{3} I_{0AV}^2 \Rightarrow I_{aEF} = I_{bEF} = I_{cEF} = I_{EF} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{0AV}
 \end{aligned}$$

D'où :

$$\begin{aligned}
 PF = \frac{P}{S} &= \frac{V_{0AV} \times I_{0AV}}{3 \times V_e \times I_e} = \frac{\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_e \times I_{0AV}}{3 \times V_e \times \sqrt{\frac{2}{3}} I_{0AV}} = \frac{3}{\pi} \\
 PF &= 95.54\%
 \end{aligned}$$

Pour calculer le facteur de déplacement et de distorsion, on calcule le courant efficace, on utilisant les composantes de Fourier.

$$\begin{aligned}
 I_{sRMS1} &= \sqrt{\frac{1}{2} (A_1^2 + B_1^2)} \\
 A_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sq1}(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t \\
 &= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{0AV} \sin(\omega t) d\omega t - \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} I_{0AV} \sin(\omega t) d\omega t \right] \\
 &= \frac{I_{0AV}}{\pi} \left[\left[-\cos(\omega t) \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} + \left[\cos(\omega t) \right]_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} \right] = \frac{I_{0AV} \sqrt{3}}{\pi} \\
 B_1 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sq1}(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{0AV} \cos(\omega t) d\omega t = 0
 \end{aligned}$$

D'où, la valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{sRMS1} = \sqrt{6} \frac{I_{0AV}}{\pi}$$

On peut alors calculer le facteur de distorsion par :

$$DF = \frac{I_{sRMS1}}{I_{sRMS}} = \frac{\sqrt{6} \frac{I_{0AV}}{\pi}}{\sqrt{\frac{2}{3}} I_{0AV}} = \frac{3}{\pi}$$

Le facteur de déplacement peut être obtenu par :

$$\phi = \arctg\left(\frac{B_1}{A_1}\right) = 0 \Leftrightarrow DPF = \cos(\phi) = 1$$

Enfin, le facteur de puissance est :

$$PF = DPF \times DF = 1 \times \frac{3}{\pi} = \frac{3}{\pi}$$

I.4. CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons vu quatre topologies de redresseurs à diode à savoir : monophasé simple et double alternances, triphasé parallèle et triphasé parallèle double. Les redresseurs à diode sont simples à mettre en œuvre, néanmoins, ils présentent beaucoup d'inconvénients :

La tension de charge est incontrôlable, lorsque les paramètres de la source et de la charge sont fixes.

Ces inconvénients peuvent être surmontés par l'utilisation des redresseurs commandés à thyristor.

Chapitre 2. Convertisseurs courant alternatif - courant continu AC/DC (3 semaines)

Redressement non commande monophasé et triphasé charges R, L, redressement commande monophasé et triphasé charges R, L, redressement mixte monophasé et triphasé charges R, L.

Partie B: Convertisseurs Commandés

1. REDRESSEURS COMMANDES

Les redresseurs commandés sont constitués de composant contrôlable. Ils permettent d'obtenir un courant et une tension continus variables à partir d'une source alternative.

2.1 Redresseur simple alternance commandé

Le thyristor conduit lorsque les deux conditions d'amorçage sont satisfaites : ($v_{AK} > 0$ et $i_G > 0$) (Fig. I.23).

$$\text{Lorsque : } 0 \leq \omega t \leq \alpha \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = 0 \\ v_{AK} = v_s - v_0 = v_s \\ i_0 = 0 \end{cases}$$

$$\alpha \leq \omega t \leq \pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_{AK} = v_s - v_0 \\ i_0 = i_s \end{cases}$$

$$\pi \leq \omega t \leq 2\pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = 0 \\ v_{AK} = v_s - v_0 = v_s \\ i_0 = 0 \end{cases}$$

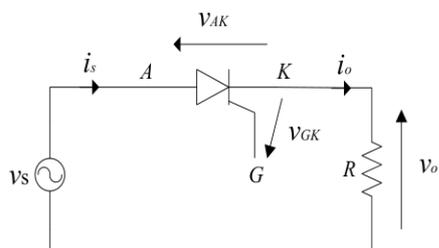


Fig. I.23 Redressement monophasé simple alternance débitant sur une charge purement résistive.

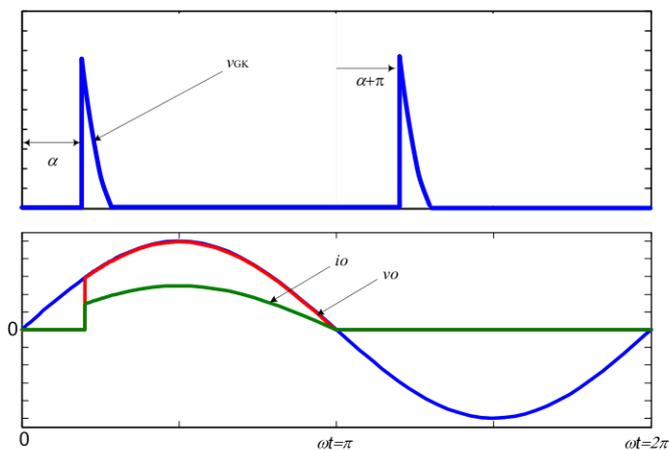


Fig. I.24 Formes d'onde du redressement simple alternance commandé débitant sur une charge purement résistive.

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme s'expriment comme suit :

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} (1 + \cos\alpha)$$

$$V_{ORMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{V_e^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{V_e^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{V_e^2}{2\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_{\alpha}^{\pi}$$

$$= \frac{V_e^2}{2\pi} \left[\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right]$$

$$= \frac{V_e^2}{2} \left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right]$$

$$V_{RMS} = \frac{V_e}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

$$V_{FF} = \frac{V_{RMS}}{V_{AV}} = \frac{\frac{V_e}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}}{\frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} (1 + \cos\alpha)}$$

Pour lisser le courant de charge, on rajoute une inductance en série avec la résistance de charge (Fig. I.25). Dans ce cas, le courant de charge s'annule au-delà de l'instant $\omega t = \pi$. On suppose dans ce qui suit, que l'annulation du courant de charge survient à l'instant $\omega t = \delta > \pi$ (Fig. I.26).

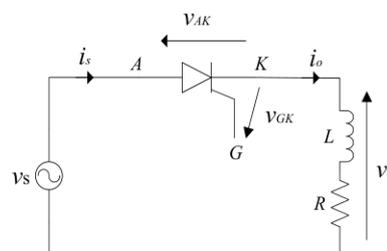


Fig. I.25 Redressement monophasé simple alternance débitant sur charge RL.

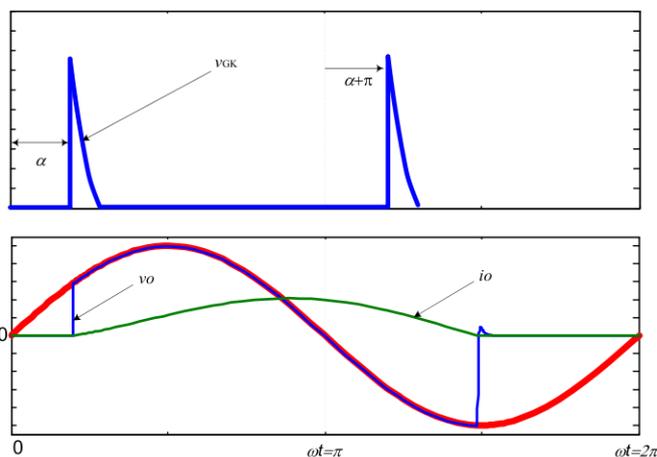


Fig. I.26 Formes d'onde du redressement simple alternance commandé débitant sur une charge RL.

$$\text{Lorsque : } \alpha \leq \omega t \leq \delta \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_{AK} = v_s - v_0 \\ i_0 = i_s \end{cases}$$

$$\delta \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = 0 \\ v_{AK} = v_s - v_0 = v_s \\ i_0 = 0 \end{cases}$$

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme s'expriment comme suit :

$$V_{0AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{\sqrt{2}V_e}{2\pi} (\cos\alpha - \cos\beta)$$

$$V_{0RMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{V_e^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \sin^2(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{V_e^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{1}{2}(1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{V_e^2}{2\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_{\alpha}^{\beta}$$

$$V_{0RMS} = \frac{V_e}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2\beta - 2\alpha - \sin 2\beta + \sin 2\alpha}{2\pi}}$$

$$V_{FF} = \frac{V_{0RMS}}{V_{0AV}} = \pi \sqrt{\frac{2\beta - \sin \beta}{2\pi(\cos\alpha - \cos\beta)^2}}$$

Pour lisser le courant de charge d'avantage, une diode de roue libre est placée en antiparallèle avec l'ensemble résistance et inductance (Fig. I.27).

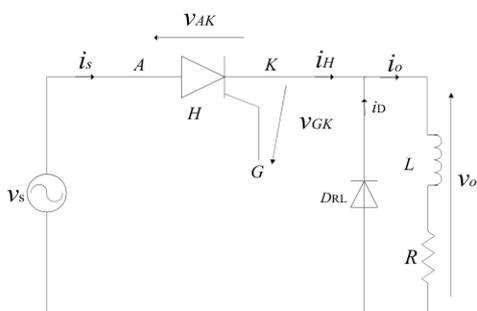


Fig. I.27 Redressement monophasé simple alternance débitant sur charge RL.

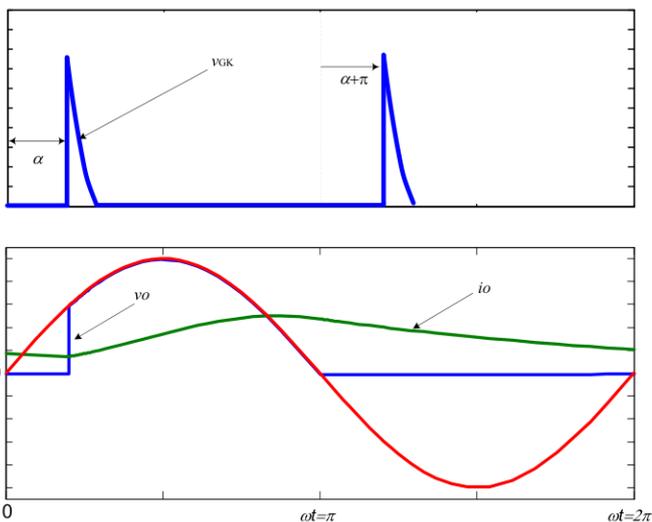


Fig. I.28 Formes d'onde du redressement simple alternance commandé débitant sur une charge RL avec DRL.

Lorsque : $\alpha \leq \omega t \leq \pi$, l'inductance se charge à partir de la source v_s à travers le thyristor H et la résistance R (Fig. I.29), le courant dans la charge est croissant (Fig. I.28).

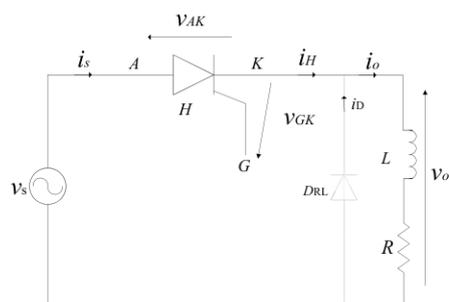


Fig. I.29 Circuit équivalent du redresseur lorsque : $\alpha \leq \omega t \leq \pi$.

Lorsque : $\pi \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha$, l'inductance se décharge à travers la résistance R et la diode DRL (Fig. I.30), le courant dans la charge est décroissant (Fig. I.28).

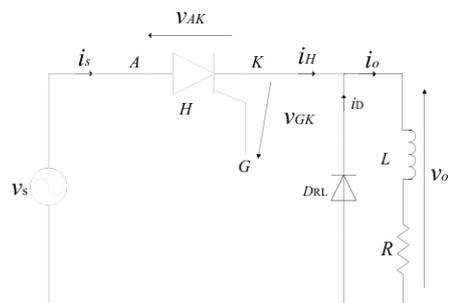


Fig. I.30 Circuit équivalent du redresseur lorsque : $\pi \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha$.

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme sont les mêmes que dans le cas d'une charge purement résistive, par contre, le courant de charge est plus lissé.

2.2 Redresseur double alternance commandé

Le circuit de principe d'un redresseur monophasé double alternance est illustré dans la Fig. I.31. Dans le but d'obtenir une tension de charge symétrique par rapport à l'angle π . L'amorçage de H_1 et H_4 se fait à l'angle α , par contre, l'amorçage de H_2 et H_3 se fait à l'angle $\alpha + \pi$.

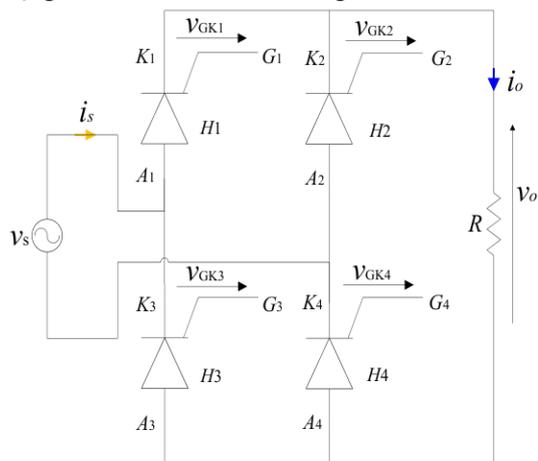


Fig. I.31 Redressement monophasé double alternances débitant sur une charge purement résistive.

Lorsque : $0 \leq \omega t \leq \pi$, la tension v_s est positive, par conséquent, l'anode A_1 du thyristor H_1 est portée au potentiel positif de la source v_s , par conséquent, H_1 est polarisé en direct. Lorsque ce dernier est amorcé à $\omega t = \alpha$, le courant qui sera débité par la source traverse la charge R et regagne la source à travers le thyristor H_4 qu'est polarisé aussi en directe, en effet, la cathode K_4 est portée au potentiel négatif. Le schéma équivalent est illustré dans (Fig. I.32). Lorsque H_1 et H_4 sont contrôlés à l'amorçage dans cet intervalle, ils conduisent simultanément. Les thyristors H_1 et H_4 se bloquent à l'angle $\omega t = \pi$, puisque le courant i_s s'annule à cet instant. Dans ce cas on a : ($v_0 = v_s$ et $i_0 = i_s$)

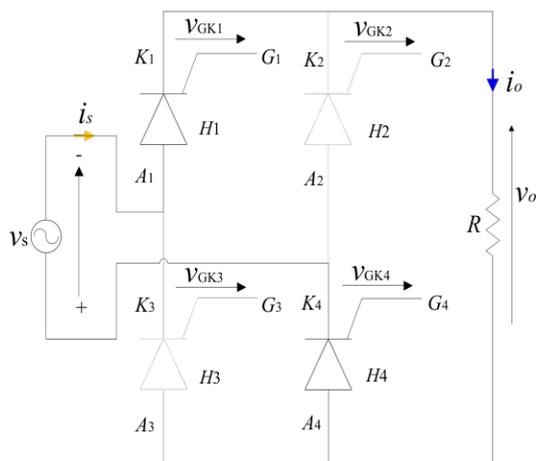


Fig. I.32 Circuit équivalent du redresseur lorsque : $\alpha \leq \omega t \leq \pi$.

Lorsque : $\pi \leq \omega t \leq 2\pi$, la tension v_s est négative, par conséquent, l'anode A_2 de H_2 est portée au potentiel positif de la source v_s , par conséquent, H_2 est polarisé en direct. Lorsque ce dernier est amorcé à $\omega t = \alpha + \pi$, le courant qui sera débité par la source traverse la charge R et regagne la source à travers le thyristor H_3 qu'est polarisé aussi en directe, en effet, la cathode K_3 est portée au potentiel négatif. Le schéma équivalent est illustré dans (Fig. I.33). Lorsque H_2 et H_3 sont contrôlés à l'amorçage dans cet intervalle, ils conduisent simultanément. Les thyristors H_2 et H_3 se bloquent à l'angle $\omega t = 2\pi$, puisque le courant i_s s'annule à cet instant. Dans ce cas on a : ($v_0 = -v_s$ et $i_0 = -i_s$).

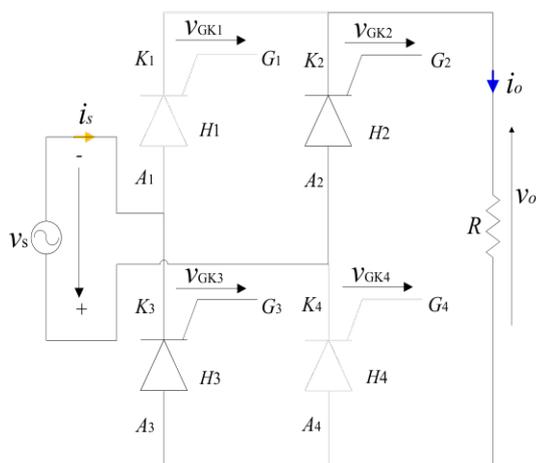


Fig. I.33 Circuit équivalent du redresseur lorsque : $\alpha + \pi \leq \omega t \leq 2\pi$.

Lorsque : $0 \leq \omega t \leq \alpha$, la tension v_s est positive, par conséquent, l'anode A_1 de H_1 est portée au potentiel positif de la source v_s , par conséquent, H_1 est polarisé en direct, c'est le même cas lorsque : $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ par rapport à la polarisation en directe de H_2 . La conduction n'est pas permise dans les deux, étant donné que les tensions $v_{GK1} = v_{GK2} = 0$ (Fig. I.34).

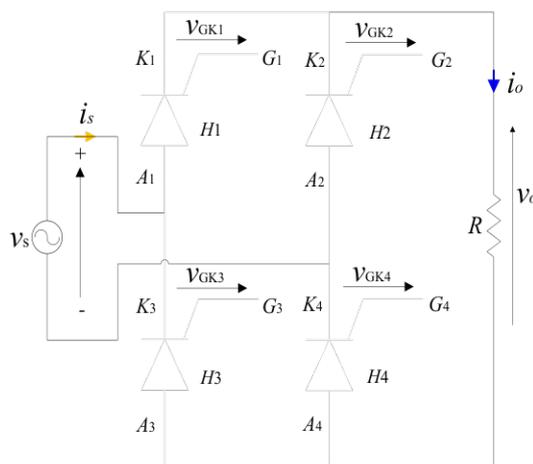


Fig. I.34 Circuit équivalent du redresseur lorsque : $\alpha \leq \omega t \leq \pi$ ou $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$.

Les formes d'ondes pour $\alpha = 30^\circ$ sont illustrées dans (Fig. I.35).

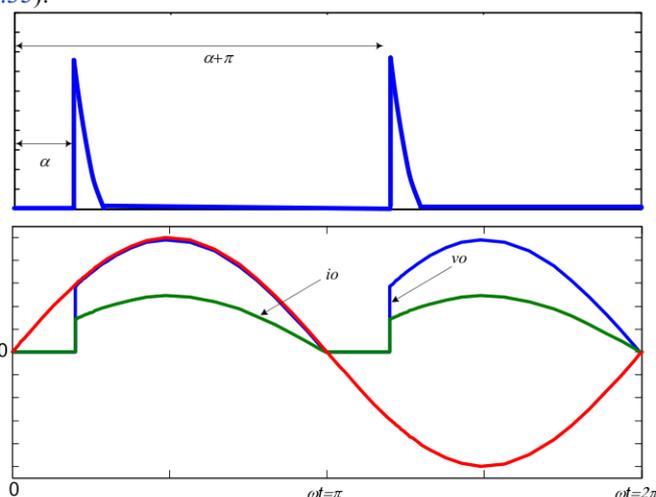


Fig. I.35 Formes d'onde du redressement double alternances commandé débitant sur une charge purement résistive.

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme s'expriment comme suit :

$$\begin{aligned}
 V_{0AV} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_\alpha^\pi \sin(\omega t) d\omega t \\
 &= \frac{2\sqrt{2}V_e}{2\pi} (-\cos \pi + \cos \alpha) = \frac{\sqrt{2}V_e}{\pi} (1 + \cos \alpha) \\
 V_{0AV} &= \frac{\sqrt{2}V_e}{\pi} (1 + \cos \alpha) \\
 V_{0RMS}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{2V_e^2}{\pi} \int_\alpha^\pi \sin^2(\omega t) d\omega t \\
 &= \frac{2V_e^2}{\pi} \int_\alpha^\pi \frac{1}{2} (1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{V_e^2}{\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_\alpha^\pi
 \end{aligned}$$

$$= \frac{V_e^2}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)$$

$$V_{0RMS} = V_e \sqrt{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right)}$$

$$V_{FF} = \frac{V_{0RMS}}{V_{0AV}} = \pi \sqrt{\frac{\left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)}{2(1 + \cos \alpha)}}$$

Dans le cas d'une charge de type RL (Fig. I.36), le principe d'amorçage des quatre thyristors reste le même par contre, le fonctionnement diffère du cas lorsque la charge est une résistance pure. Nous considérons dans ce qui suit que le **régime permanent**, nous supposons aussi que la valeur de l'inductance L est suffisante pour assurer une conduction continue (le courant de charge ne s'annule pas durant la période).

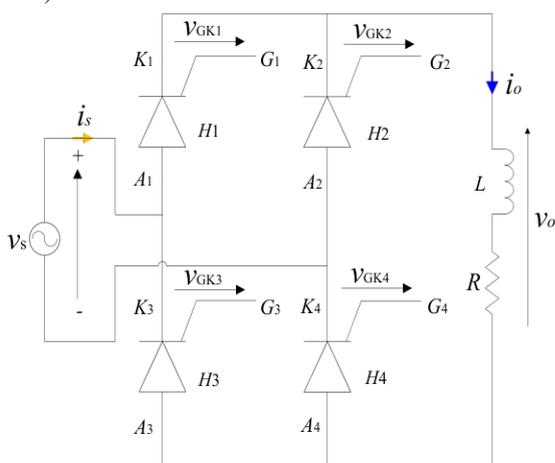


Fig. I.36 Redressement monophasé double alternance débitant sur une charge purement résistive.

Comme le courant i_s est en retard par rapport à la tension v_s , la conduction des thyristors H_1 et H_4 est prolongée jusqu'à l'instant $\omega t = \pi + \alpha$, idem pour les thyristors H_2 et H_3 qui conduisent aussi jusqu'à l'instant $\omega t = 2\pi + \alpha$. Cette situation est imposée par la décharge de l'inductance L imposant aux thyristors de conduire malgré l'inversion de la tension de la source v_s (Fig. I.37).

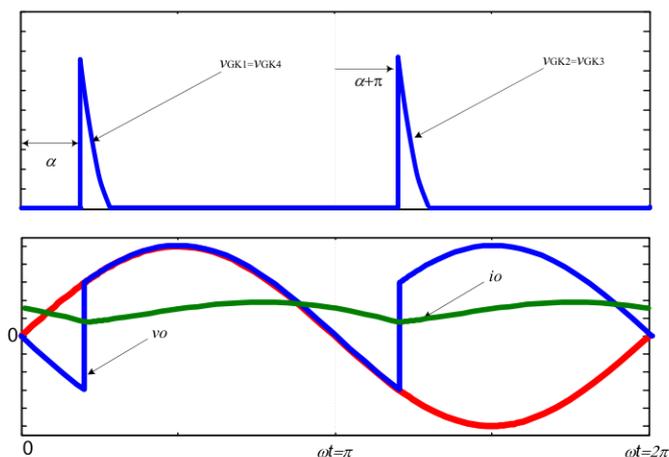


Fig. I.37 Formes d'onde du redressement double alternance commandé débitant sur une charge RL.

$$\text{Lorsque : } \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \pi \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_s(\omega t) = \sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_{TH1} = v_{TH4} = v_s - v_0 = 0 \\ i_0 = i_{TH1} = i_{TH4} \end{cases}$$

Lorsque :

$$\alpha + \pi \leq \omega t \leq 2\pi + \alpha \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = -v_s(\omega t) = -\sqrt{2}V_e \sin(\omega t) \\ v_{TH1} = v_s \\ i_0 = i_{TH2} = i_{TH3} \end{cases}$$

La valeur moyenne de la tension v_0 s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} V_{0AV} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{2\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \sin(\omega t) d\omega t \\ &= \frac{2\sqrt{2}V_e}{2\pi} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \pi)) = \frac{2\sqrt{2}V_e}{\pi} \cos \alpha \end{aligned}$$

La tension moyenne peut être négative (Fig. I.38), tandis que le courant garde toujours la même direction, par conséquent, la puissance active peut être positive (source → charge) ou négative (charge → source).

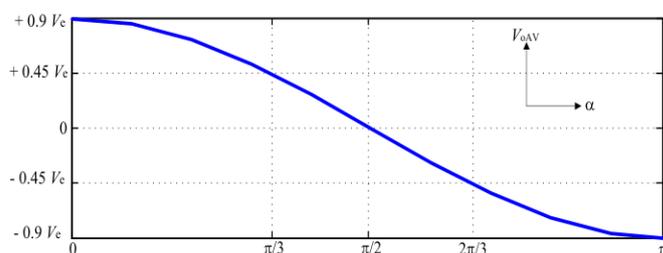


Fig. I.38 Variation de la tension moyenne en fonction de l'angle d'amorçage α .

$$\begin{aligned} V_{0RMS}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{2V_e^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \sin^2(\omega t) d\omega t = \\ &= \frac{2V_e^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2(\omega t)) d\omega t = \frac{V_e^2}{\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_{\alpha}^{\alpha+\pi} \\ &= \frac{V_e^2}{2\pi} [2\pi - \sin 2(\alpha + \pi) + \sin 2\alpha] = V_e^2 \left(1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right) \\ V_{0RMS} &= V_e \sqrt{\left(1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \end{aligned}$$

$$V_{FF} = \frac{V_{0RMS}}{V_{0AV}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \sqrt{\frac{\left(1 + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)}{\cos \alpha}}$$

Dans le but d'étudier le courant i_s (Fig. I.39) débité par la source v_s , nous supposons que le courant de charge i_o est parfaitement lissé ($I_{0AV} = i_0$). La Fig. I.40 illustre la forme d'onde de ce courant (courbe de couleur rouge).

La valeur efficace I_{sEF} du courant i_s peut être déterminé par la relation suivante :

$$\begin{aligned} I_{sRMS}^2 &= \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} i_0^2(\omega t) d\omega t + \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} i_0^2(\omega t) d\omega t \right] \\ &= \frac{I_{0AV}^2}{2\pi} [\pi + \pi] = I_{0AV}^2 \\ \Rightarrow I_{sRMS} &= I_{0AV} \end{aligned}$$

$$PF = \frac{P_{out}}{S_{in}} = \frac{V_{0AV} \times I_{0AV}}{V_e \times I_e} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_e \cos \alpha \times I_{0AV}}{V_e \times I_{0AV}}$$

$$PF = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$$

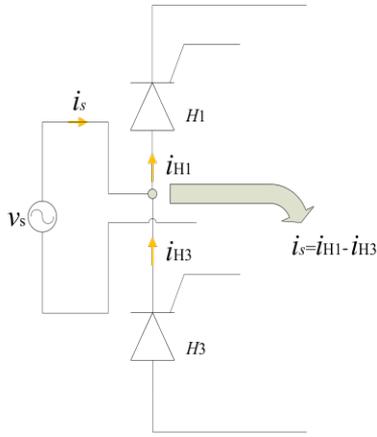


Fig. I.39 Circuit équivalent du 1^{er} bras du redresseur.

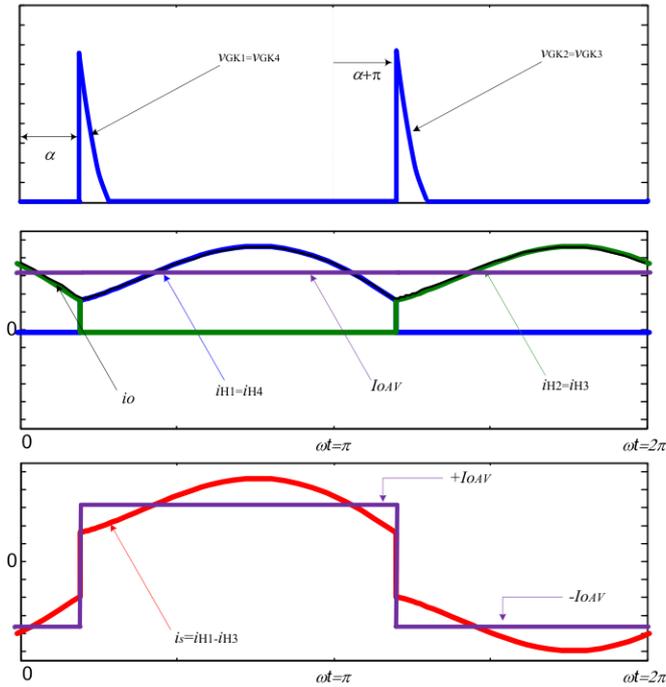


Fig. I.40 Formes d'onde des courants.

La valeur efficace de la composante fondamentale du courant i_s s'exprime comme suit :

$$I_{sRMS} = \sqrt{\frac{1}{2}(A_1^2 + B_1^2)}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sq}(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} I_{0AV} \sin(\omega t) d\omega t - \int_{\alpha+\pi}^{2\pi+\alpha} I_{0AV} \sin(\omega t) d\omega t \right]$$

$$= 4 \frac{I_{0AV}}{\pi} \cos \alpha$$

$$A_1 = 4 \frac{I_{0AV}}{\pi} \cos \alpha$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sq}(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\alpha+\pi} I_{0AV} \cos(\omega t) d\omega t - \int_{\alpha+\pi}^{2\pi+\alpha} I_{0AV} \cos(\omega t) d\omega t \right]$$

$$B_1 = -4 \frac{I_{0AV}}{\pi} \sin \alpha$$

D'où, la valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{sRMS} = \sqrt{\frac{1}{2}(A_1^2 + B_1^2)} = \frac{2\sqrt{2} \times I_{0AV}}{\pi}$$

On peut alors calculer le facteur de distorsion par :

$$DF = \frac{I_{sRMS}}{I_{sRMS}} = \frac{2\sqrt{2} \times I_{0AV}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}$$

Le facteur de déplacement peut être obtenu par :

$$\phi = \arctg\left(\frac{B_1}{A_1}\right) = \arctg\left(\frac{-\sin \alpha}{\cos \alpha}\right)$$

$$DPF = \cos(\phi) = \cos \alpha$$

Enfin, le facteur de puissance est :

$$PF = DPF \times DF = 1 \times DF = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha$$

La puissance réactive absorbée par le montage est celle transportée par le fondamental du courant. Comme le déphasage du fondamental par rapport à la tension n'est pas nul, la puissance réactive peut s'exprimer comme suite :

$$Q = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_e I_{0AV} \sin \alpha$$

Un montage redresseur comportant que des thyristors consomme de la puissance réactive.

Enfin, la puissance déformante peut être calculée par la formule des puissances mise en jeu suivante :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \Rightarrow D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \Rightarrow$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = S \sqrt{1 - \frac{P^2}{S^2} - \frac{Q^2}{S^2}}$$

$$= S \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2} \cos^2 \alpha - \frac{8}{\pi^2} \times \sin^2 \alpha}$$

$$= V_e I_{0AV} \sqrt{1 - \frac{8}{\pi^2}}$$

$$D = 0.44 \times V_e I_{0AV}$$

2.3 Redressement triphasé parallèle commandé

Le circuit de principe d'un redresseur triphasé est illustré dans la Fig. I.41. L'amorçage de H_1 , H_2 et H_3 se fait à l'angle α , $\alpha+2\pi/3$ et $\alpha+4\pi/3$, respectivement.

Le principe de fonctionnement consiste à contrôler chaque thyristor H_1 , H_2 ou H_3 à l'amorçage lorsque les tensions v_{s1} , v_{s2} et v_{s3} qui leurs sont associées sont positives par rapport aux autres.

Lorsque $\omega t \in [\pi/6, 5\pi/6]$, la tension v_{s1} est plus positive par rapport à v_{s2} et v_{s3} , dans cet intervalle, l'anode A_1 du thyristor

H_1 est portée au potentiel positif de la source v_{s1} , par conséquent, lorsque le thyristor H_1 est contrôlé à la fermeture (amorcé), les deux cathodes K_2 et K_3 des thyristors H_2 et H_3 respectivement seront aussi portées au potentiel positif de la source v_{s1} , ce qui bloquent ces deux derniers.

Dans ce genre de redresseurs, l'angle d'amorçage est imposé à $\alpha = \alpha_1 + \alpha_0$ ($\alpha_0 = \pi/6$).

Dans le cas d'une charge purement résistive, lorsque $\alpha < \pi/3$, la conduction est toujours continue, puisque l'amorçage du deuxième bras survient à $\alpha < 2\pi/3 + \pi/3$, c'est-à-dire, inférieure à l'angle π qui correspond à l'annulation de la tension v_{s1} de même pour le troisième bras, puisque l'amorçage survient à $\alpha < 4\pi/3 + \pi/3$, c'est-à-dire, inférieure à l'angle $5\pi/3$, qui correspond à l'annulation de la tension v_{s2} par contre au-delà de cet angle, la conduction est discontinue. Le courant s'annule aux angles $\pi \rightarrow v_{s1}=0$, $5\pi/3 \rightarrow v_{s2}=0$ et $2\pi + \pi/3 \rightarrow v_{s3}=0$.

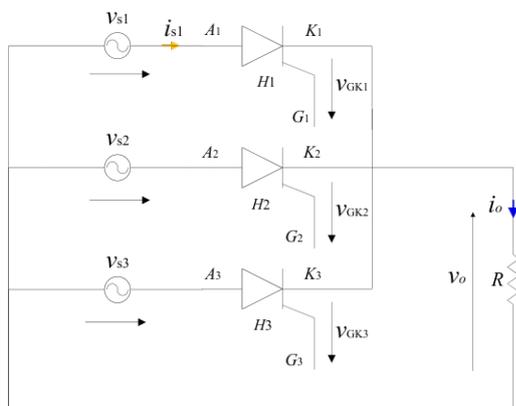


Fig. I.41 Redressement triphasé parallèle débitant sur une charge purement résistive.

Comme nous l'avons souligné au dessus, lorsque $\omega t \in [\alpha + \pi/6, \alpha + 5\pi/6]$, le thyristor H_1 est polarisé en directe, par conséquent ce dernier est amorcé (Fig. I.42):

$$\alpha + \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \alpha + \frac{5\pi}{6} \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_{s1} \\ v_{AK1} = v_{s1} - v_0 = 0 \\ i_0 = i_{s1} = i_{H1} \end{cases}$$

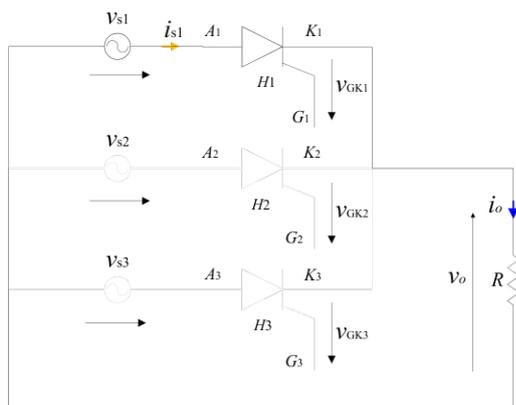


Fig. I.42 Circuit équivalent du redresseur triphasé parallèle lorsque $\omega t \in [\alpha + \pi/6, \alpha + 5\pi/6]$.

Lorsque $\omega t \in [\alpha + \pi/6, \alpha + 5\pi/6]$, le thyristor H_2 est polarisé en directe, par conséquent ce dernier est amorcé (Fig. I.43):

$$\alpha + \frac{5\pi}{6} \leq \omega t \leq \alpha + \frac{13\pi}{6} \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_{s2} \\ v_{AK2} = v_{s2} - v_0 = 0 \\ i_0 = i_{s2} = i_{H2} \end{cases}$$

Lorsque $\omega t \in [\alpha + \pi/6, \alpha + 5\pi/6]$, le thyristor H_3 est polarisé en directe, par conséquent ce dernier est amorcé (Fig. I.44):

$$\alpha + \frac{13\pi}{6} \leq \omega t \leq \alpha + 2\pi + \frac{\pi}{6} \Rightarrow \begin{cases} v_0(\omega t) = v_{s3} \\ v_{AK3} = v_{s3} - v_0 = 0 \\ i_0 = i_{s3} = i_{H3} \end{cases}$$

Les formes d'ondes de la tension et courant de charge (v_0 , i_0) ainsi que le courant circulant à travers la première phase i_{s1} sont représentés dans la Fig. I.45.

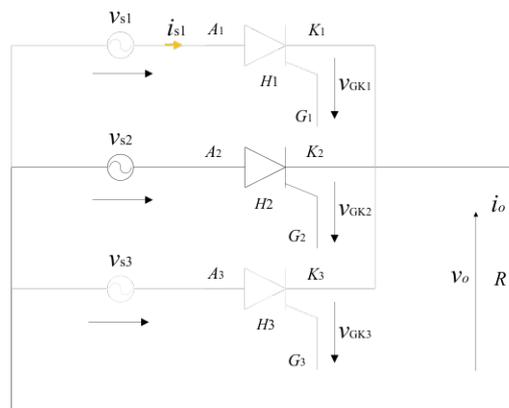


Fig. I.43 Circuit équivalent du redresseur triphasé parallèle lorsque $\omega t \in [\alpha + 5\pi/6, \alpha + 13\pi/6]$.

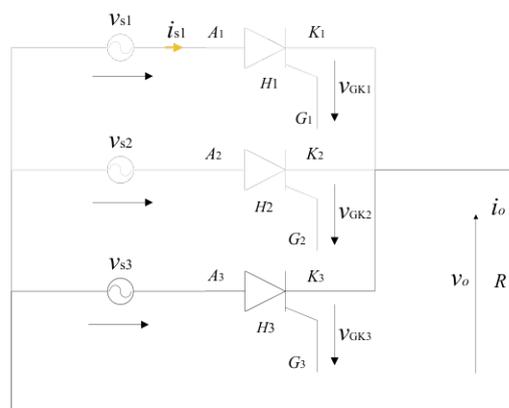


Fig. I.44 Circuit équivalent du redresseur triphasé parallèle lorsque $\omega t \in [\alpha + 13\pi/6, \alpha + 2\pi + \pi/6]$.

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme s'expriment comme suit :

$$V_{0AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{3\sqrt{2}V_e}{2\pi} [-\cos(\omega t)]_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{5\pi}{6}} = \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}V_e}{2\pi} \cos \alpha$$

$$V_{0AV} = \frac{3\sqrt{6}V_e}{2\pi} \cos \alpha$$

$$V_{0EF}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{3V_e^2}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} \sin^2(\omega t) d\omega t$$

$$V_{0EF}^2 = \frac{3V_e^2}{\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} \frac{1}{2} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t = \frac{3V_e^2}{2\pi} \left[\omega t - \frac{1}{2} \sin 2\omega t \right]_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}}$$

$$V_{0EF} = V_e \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4\pi}}$$

$$V_{FF} = \frac{V_{0RMS}}{V_{0AV}} = \frac{\sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3} \cos 2\alpha}{4\pi}}}{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} \cos \alpha}$$

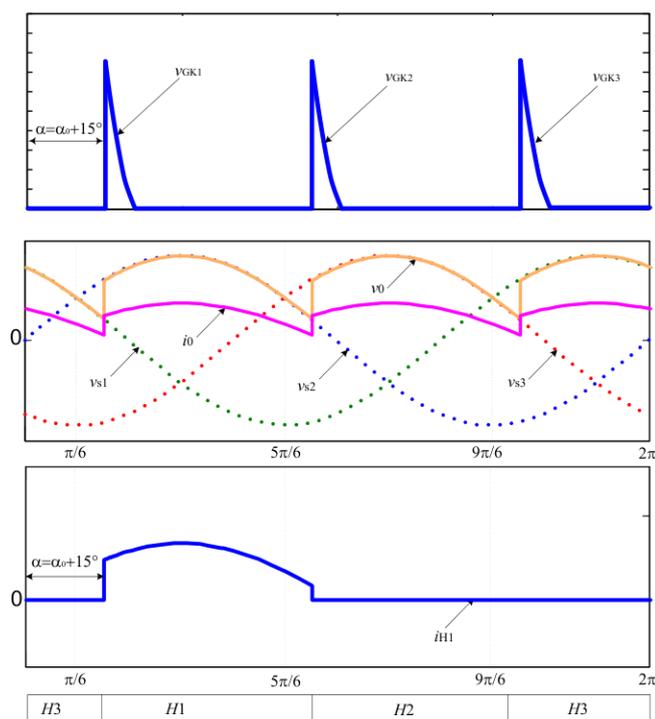


Fig. I.45 Formes d'onde du redressement triphasé parallèle débitant sur une charge purement résistive ($\alpha=45^\circ$).

Lorsque $\alpha > \pi/3$, la conduction est discontinue, puisque l'amorçage du deuxième bras survient à un angle $\alpha > 2\pi/3 + \pi/3$, c'est-à-dire, au delà de l'angle π qui correspond à l'annulation de la tension v_{s1} et du courant i_{s1} de même pour le troisième bras, puisque l'amorçage survient à $\alpha > 4\pi/3 + \pi/3$, c'est-à-dire, au-delà de l'angle $5\pi/3$, qui correspond à l'annulation de la tension v_{s2} et du courant i_{s2} .

Lorsque : $\omega t \in [\pi, 5\pi/6 + \alpha] \cup [5\pi/3, 9\pi/6 + \alpha] \cup [\pi/3, \pi/6 + \alpha]$, le courant de charge s'annule, par conséquent, aucun des trois thyristors ne conduit.

La tension moyenne aux bornes de la charge s'exprime comme suit :

$$V_{0AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{2}V_e}{2\pi} \int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\pi} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{3\sqrt{2}V_e}{2\pi} [-\cos(\omega t)]_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\pi}$$

$$= \frac{3\sqrt{2}\sqrt{3}V_e}{2\pi} \left(1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right)$$

$$V_{0AV} = \frac{3\sqrt{6}V_e}{2\pi} \left(1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right)$$

Pour un angle d'amorçage $\alpha=60^\circ$, les formes d'onde de la tension et courant de charge sont illustrés dans la Fig. I.46. Dans ce cas, le courant de charge s'annule.

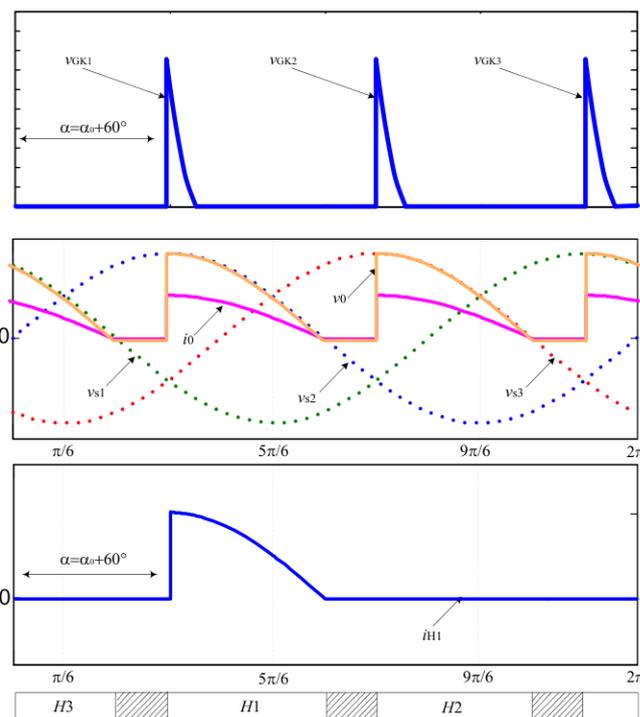


Fig. I.46 Formes d'onde du redressement triphasé parallèle débitant sur une charge purement résistive ($\alpha=90^\circ$).

Dans le cas d'une charge de type RL (Fig. I.47). On peut distinguer deux cas : conduction discontinue et conduction continue.

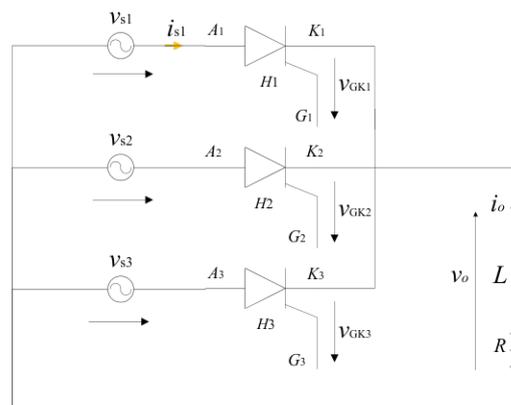


Fig. I.47 Redressement triphasé parallèle débitant sur une charge purement résistive.

La Fig. I.48 illustre les formes d'ondes de la tension de charge, lorsque la conduction est discontinue. Lorsque l'inductance L n'est pas suffisante pour assurer une conduction continue, le courant de charge s'annule, par conséquent, le thyristor K_1 se bloque avant l'amorçage de K_2 et le thyristor K_2 se bloque avant l'amorçage de K_3 .

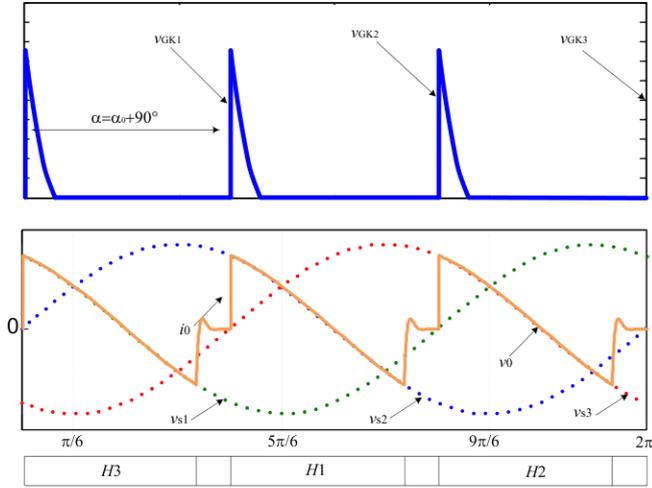


Fig. I.48 Formes d'onde du redressement triphasé parallèle, cas d'une conduction discontinue ($\alpha=150^\circ$).

Dans le cas de la conduction continue (Fig. I.49), le courant est continu dans la charge. La valeur moyenne de la tension de charge est la même que celle obtenue dans la cas d'une charge purement résistive.

$$V_{0AV} = \frac{3\sqrt{6}V_e}{2\pi} \left(1 + \cos\left(\alpha + \frac{\pi}{6}\right) \right)$$

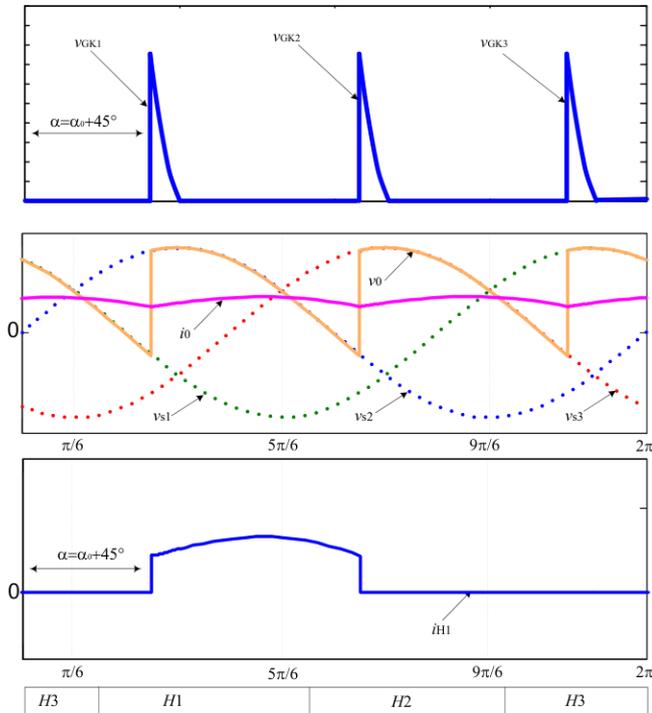


Fig. I.49 Formes d'onde du redressement triphasé parallèle, cas d'une conduction continue ($\alpha=105^\circ$).

Dans le but d'étudier le courant débité par la source, nous considérons dans ce qui suit que le régime est permanent, nous supposons aussi que la valeur de l'inductance L est

suffisante pour assurer un lissage parfait. Dans ce cas, le facteur de puissance peut être déterminé comme suite :

$$I_{aRMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{I_{0AV}^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} 1 \times d\omega t$$

$$= \frac{1}{3} I_{0AV}^2 \Rightarrow I_{aEF} = I_{bEF} = I_{cEF} = I_{EF} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{0AV}$$

D'où :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{0AV} \times I_{0AV}}{3 \times V_e \times I_e}$$

$$= \frac{3\sqrt{6} V_e \cos\alpha \times I_{0AV}}{3 \times V_e \times \frac{I_{0AV}}{\sqrt{3}}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cos\alpha$$

La valeur efficace de l'harmonique fondamental du courant est exprimée comme suit :

$$I_{sRMS1} = \sqrt{\frac{1}{2} (A_1^2 + B_1^2)}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa1}(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{0AV} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{I_{0AV}}{\pi} \left[-\cos(\omega t) \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{I_{0AV}}{\pi} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$$

$$A_1 = \frac{I_{0AV} \sqrt{3}}{\pi} \cos\alpha$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa1}(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{0AV} \cos(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{I_{0AV}}{\pi} \left[\sin(\omega t) \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{I_{0AV} \sqrt{3}}{\pi} \sin\alpha$$

$$B_1 = \frac{I_{0AV} \sqrt{3}}{\pi} \sin\alpha$$

D'où, la valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{sRMS1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi}$$

On peut alors calculer le facteur de distorsion par :

$$DF = \frac{I_{sRMS1}}{I_{sRMS}} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi}}{\frac{I_{0AV}}{\sqrt{3}}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi}$$

Le facteur de déplacement peut être obtenu par :

$$\phi = \arctg\left(\frac{B_1}{A_1}\right) = \arctg\left(\frac{\sin\alpha}{\cos\alpha}\right) = \alpha \Leftrightarrow DPF = \cos\alpha$$

Enfin, le facteur de puissance est :

$$PF = DPF \times DF = \cos\alpha \times DF = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cos\alpha$$

La puissance réactive absorbée par le montage est celle transportée par le fondamental du courant. Comme le déphasage du fondamental par rapport à la tension n'est pas nul, la puissance réactive peut s'exprimer comme suite :

$$Q = 3V_e I_e \sin\alpha = 3V_e \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi} \sin\alpha$$

La puissance déformante peut être calculée par la formule des puissances mise en jeu suivante :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \Rightarrow D^2 = S^2 - P^2 - Q^2$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(3V_e I_e)^2 - (3V_e I_e \cos \alpha)^2 - (3V_e I_e \sin \alpha)^2}$$

$$= 3V_e I_e \sqrt{1 - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2 \cos^2 \alpha - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2 \sin^2 \alpha}$$

$$= 3V_e I_e \sqrt{1 - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2} = \frac{\sqrt{3}}{3} V_e I_{0AV} \sqrt{1 - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2}$$

$$D = 0.14 \times V_e I_{0AV}$$

2.4 Redressement triphasé parallèle double commandé

Le circuit de principe d'un redresseur triphasé parallèle double commandé est illustré dans la Fig. I.50. L'amorçage de H_1 , H_2 et H_3 se fait à l'angle $\alpha + \alpha_0$, $\alpha + \alpha_0 + 2\pi/3$ et $\alpha + \alpha_0 + 4\pi/3$, respectivement, par contre, L'amorçage de H_6 , H_4 et H_5 se fait à l'angle $\alpha + \alpha_0 + \pi/3$, $\alpha + \alpha_0 + 2\pi/3$ et $\alpha + \alpha_0 + 4\pi/3$, respectivement. L'angle $\alpha_0 = \pi/6$.

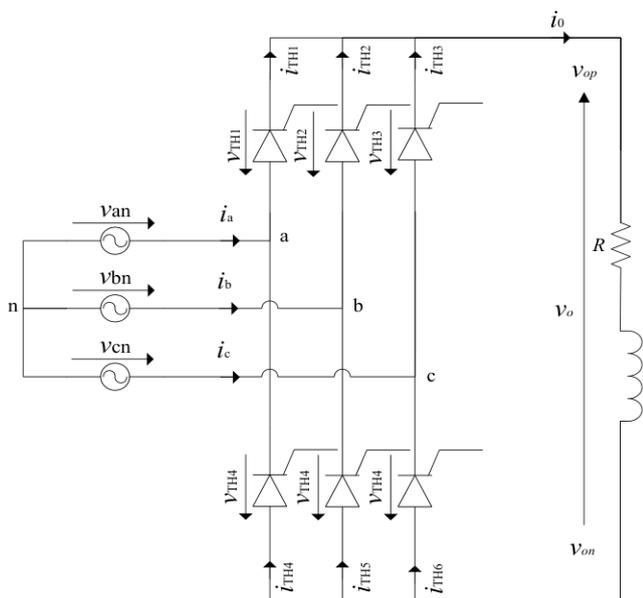


Fig. I.50 Redressement triphasé parallèle double commandé débitant sur une charge purement résistive.

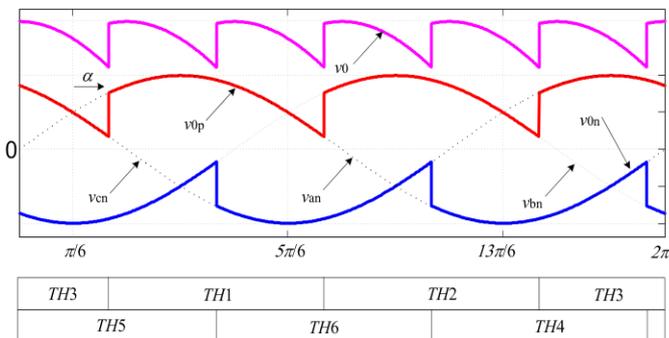


Fig. I.51 Formes d'onde du redressement triphasé parallèle double commandé débitant sur une charge RL ($\alpha=20^\circ$).

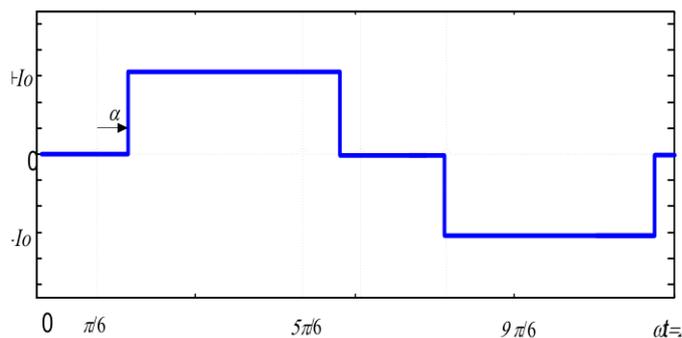


Fig. I.52 Formes d'onde du courant du secondaire pour un courant de charge parfaitement laissé.

La Fig. I.53 illustre la forme d'onde de la tension redressée pour un angle d'amorçage de 60° .

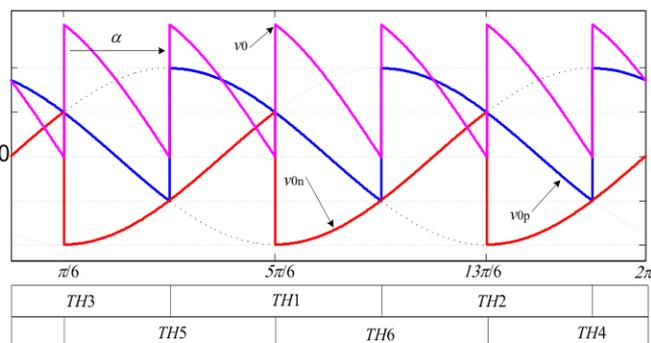


Fig. I.53 Formes d'onde du redressement triphasé parallèle double commandé débitant sur une charge RL ($\alpha=60^\circ$).

La valeur moyenne, efficace ainsi que le facteur de forme s'expriment comme suit :

$$V_{0AV} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) d\omega t$$

$$V_{0AV} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos \alpha$$

$$V_{eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (v_0(\omega t))^2 d\omega t = \frac{3V_m^2}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\alpha + \frac{2\pi}{3}} 3 \left(\sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \right)^2 d\omega t$$

$$V_{0AV} = \sqrt{3}V_m \sqrt{1 - \frac{3}{4\pi} \left(2\alpha - \cos \left(2\alpha + \frac{\pi}{6} \right) \right)}$$

Si nous supposons que le courant de charge est parfaitement lissé (Fig. I.17).

$$I_{aRMS}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} i_0^2(\omega t) d\omega t = \frac{2 \times I_0^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} 1 d\omega t$$

$$= \frac{2}{3} I_{0AV}^2 \Rightarrow I_{aEF} = I_{bEF} = I_{cEF} = I_{EF} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_0$$

D'où :

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{0AV} \times I_{0AV}}{3 \times V_e \times I_e}$$

$$= \frac{3\sqrt{6} V_e \cos \alpha \times I_{0AV}}{3 \times V_e \times \frac{I_{0AV}}{\sqrt{3}}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cos \alpha$$

La valeur efficace de l'harmonique fondamental du courant est exprimée comme suit :

$$I_{sRMS_1} = \sqrt{\frac{1}{2}(A_1^2 + B_1^2)}$$

$$A_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa_1}(\omega t) \sin(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha + \frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_{0AV} \sin(\omega t) d\omega t$$

$$\frac{I_{0AV}}{\pi} \left[-\cos(\omega t) \right]_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} = \frac{I_{0AV}}{\pi} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$$

$$A_1 = \frac{I_{0AV} \sqrt{3}}{\pi} \cos \alpha$$

$$B_1 = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_{sa_1}(\omega t) \cos(\omega t) d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_{0AV} \cos(\omega t) d\omega t$$

$$= \frac{I_{0AV}}{\pi} \left[\sin(\omega t) \right]_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} = \frac{I_{0AV} \sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha$$

$$B_1 = \frac{I_{0AV} \sqrt{3}}{\pi} \sin \alpha$$

D'où, la valeur efficace du courant fondamental est :

$$I_{sRMS_1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi}$$

On peut alors calculer le facteur de distorsion par :

$$DF = \frac{I_{sRMS_1}}{I_{sRMS}} = \frac{\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi}}{\frac{I_{0AV}}{\sqrt{3}}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi}$$

Le facteur de déplacement peut être obtenu par :

$$\phi = \arctg\left(\frac{B_1}{A_1}\right) = \arctg\left(\frac{\sin \alpha}{\cos \alpha}\right) = \alpha \Leftrightarrow DPF = \cos \alpha$$

Enfin, le facteur de puissance est :

$$PF = DPF \times DF = \cos \alpha \times DF = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cos \alpha$$

La puissance réactive absorbée par le montage est celle transportée par le fondamental du courant. Comme le déphasage du fondamental par rapport à la tension n'est pas nul, la puissance réactive peut s'exprimer comme suite :

$$Q = 3V_e I_e \sin \alpha = 3V_e \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{I_{0AV}}{\pi} \sin \alpha$$

La puissance déformante peut être calculée par la formule des puissances mise en jeu suivante :

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \Rightarrow D^2 = S^2 - P^2 - Q^2 \Rightarrow$$

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{(3V_e I_e)^2 - (3V_e I_e \cos \alpha)^2 - (3V_e I_e \sin \alpha)^2}$$

$$= 3V_e I_e \sqrt{1 - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2 \cos^2 \alpha - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2 \sin^2 \alpha}$$

$$= 3V_e I_e \sqrt{1 - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2} = \frac{\sqrt{3}}{3} V_e I_{0AV} \sqrt{1 - \left(\frac{I_{e1}}{I_e}\right)^2}$$

$$D = 0.14 \times V_e I_{0AV}$$

1. CONCLUSION

Dans cette partie, nous avons vu plusieurs topologies de redresseurs à thyristor. Ces redresseurs trouvent leurs applications dans le domaine où la fréquence de commutation n'est pas importante. On cite par exemple, le transport de l'énergie à courant continu ou des redresseurs triphasés à thyristors sont souvent utilisés.

La tension de charge est incontrôlable, lorsque les paramètres de la source et de la charge sont fixes.

Ces inconvénients peuvent être surmontés par l'utilisation des redresseurs commandés à thyristor.

Chapitre 3. Convertisseurs courant continu - courant continu

(2 semaines)

Hacheur a thyristors (charges R, L).

Conversion Continue - Continue
DC-DC

II. HACHEURS

Un hacheur permet de régler le transfert d'énergie d'une source continue vers une charge de tension continue avec un rendement élevé. Selon la structure, il peut être abaisseur (série) ou/et élévateur de tension et, dans certaines conditions, renvoyer de l'énergie à l'alimentation.

II.1. Hacheur série (Buck Converter)

Un hacheur série (abaisseur de tension, dévolteur) permet de régler le transfert d'énergie d'une source de tension continue (ou alimentation capacitive) vers une source de courant continu (ou charge inductive) en liaison directe (Fig. II.1), c'est-à-dire sans élément intermédiaire d'accumulation.

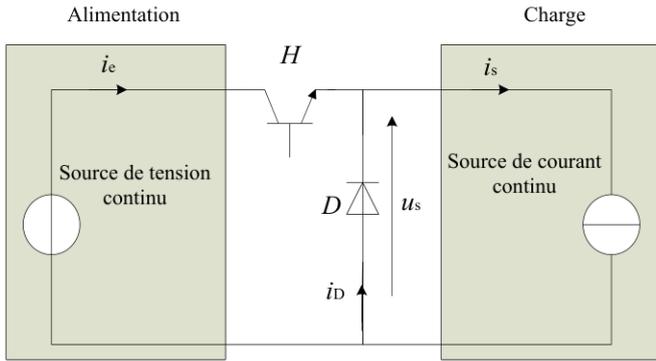


Fig. II.1 Circuit de principe d'un hacheur série.

En pratique, on ajoute une inductance de lissage du courant, lorsque la charge ne se comporte pas comme une source de courant continu (Fig. II.2).

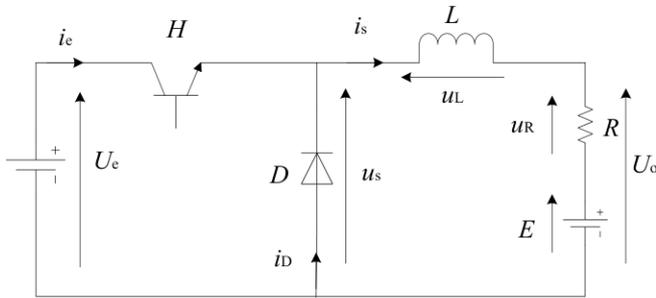


Fig. II.2 Hacheur série.

Fonctionnement ininterrompue (conduction continue)

L'interrupteur électronique H, placé en série avec la source de tension, est périodiquement fermé pendant une durée αT et ouvert pendant $(1-\alpha)T$, où T est la période.

Le rapport cyclique α est défini comme étant le rapport entre la durée T_{ON} de conduction du transistor et la période de commutation T.

$$\alpha = \frac{T_{ON}}{T}$$

De $t=0$ à $t=\alpha T$, l'interrupteur électronique T est fermé et la diode D bloquée. L'alimentation fournit de l'énergie à la charge à travers l'inductance (Fig. II.3). On a :

$$\begin{aligned} u_s &= U_e = V_L + U_o \\ u_s &= U_e = L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + E \\ \Leftrightarrow \frac{U_e - E}{R} &= \tau \frac{di_s}{dt} + i_s \end{aligned}$$

C'est une équation différentielle de premier ordre avec second nombre. La solution générale d'une telle équation s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \Leftrightarrow 0 &= \tau \frac{di_s}{dt} + i_s \\ \Leftrightarrow i_s &= Ae^{-\frac{t}{\tau}} \end{aligned}$$

L'intégration s'effectue entre $[0, t]$, tel que $t \in [0, \alpha T]$. La solution particulière est :

$$\Leftrightarrow i_s = Ae^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_e - E}{R}$$

En appliquant la condition initiale, à $t=0$, il vient :

$$\begin{aligned} i_s(t=0) &= I_{sMin} = A + \frac{U_e - E}{R} \\ \Leftrightarrow A &= I_{sMin} - \frac{U_e - E}{R} \end{aligned}$$

D'où :

$$i_s(t) = I_{sMin} e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U_e - E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

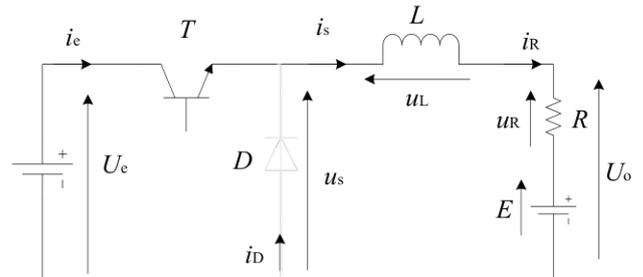


Fig. II.3 Schéma équivalent lorsque $t \in [0, \alpha T]$.

De $t = \alpha T$ à $t = T$, l'interrupteur électronique H est ouvert et la diode D conduit. L'inductance fournit de l'énergie à la charge précédemment emmagasinée (Fig. II.4).

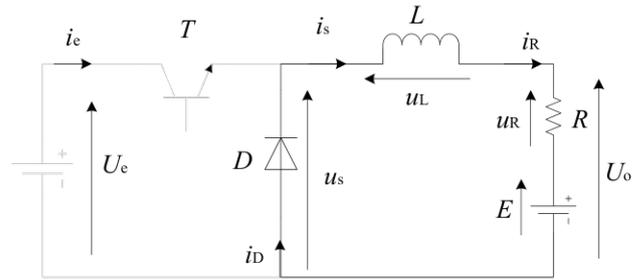


Fig. II.4 Schéma équivalent lorsque $t \in [\alpha T, T]$.

On a :

$$\begin{aligned} u_s &= 0 = V_L + U_o \\ 0 &= L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + E \\ \Leftrightarrow -\frac{E}{R} &= \tau \frac{di_s}{dt} + i_s \end{aligned}$$

La solution générale d'une telle équation s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \Leftrightarrow 0 &= \tau \frac{di_s}{dt} + i_s \\ \Leftrightarrow i_s &= Be^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \end{aligned}$$

L'intégration s'effectue entre $[\alpha T, t]$, tel que $t \in [\alpha T, T]$. La solution générale est :

$$\Leftrightarrow i_s = B e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} - \frac{E}{R}$$

En appliquant la condition initiale, à $t = \alpha T$, il vient :

$$i_s(t = \alpha T) = I_{sMax} = B - \frac{E}{R}$$

$$\Leftrightarrow B = I_{sMax} + \frac{E}{R}$$

D'où :

$$i_s(t) = I_{sMax} e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \right)$$

Les formes d'ondes de la tension aux bornes de l'inductance et du courant de charge sont illustrées dans la Fig. II.5.

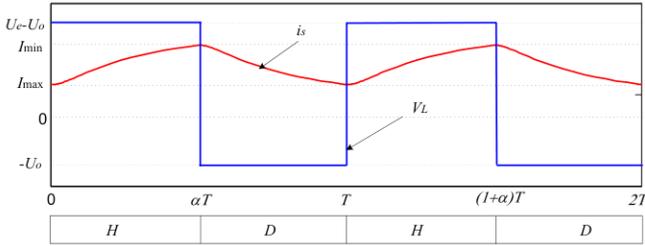


Fig. II.5 Formes d'ondes.

La valeur moyenne de la tension peut être obtenue par le calcul de la tension moyenne aux bornes de l'inductance.

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (U_e - U_o) dt + \int_{\alpha T}^T (-U_o) dt \right]$$

$$= \alpha \times (U_e - U_o) + (1 - \alpha) \times (-U_o)$$

Au régime permanent cette tension est nulle, d'où :

$$V_{Lmoy} = 0 \Rightarrow \alpha \times (U_e - U_o) + (1 - \alpha) \times (-U_o) = 0 \Rightarrow$$

$$U_o = \alpha U_e$$

Or :

$$U_o = R i_s + E$$

$$\Leftrightarrow \alpha U_e = R I_{smoy} + E$$

$$\Leftrightarrow I_{smoy} = \frac{\alpha U_e - E}{R}$$

L'ondulation du courant est la différence entre la valeur maximale et minimale de ce dernier, sachant que : $i_s(t=T) = I_{max}$ et $i_s(t=\alpha T) = I_{min}$ (Fig. II.5), on trouve :

$$I_{smax} = \frac{U_e}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) - \frac{E}{R}$$

$$\text{et } I_{smin} = \frac{U_e}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} - \frac{E}{R}$$

D'où :

$$\Delta I_s = I_{smax} - I_{smin} = \frac{U_e}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \left(1 - e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \right)$$

Supposons que $\tau \gg T$, ce qui nous permet d'effectuer un développement limité au premier ordre des exponentielles, comme suite :

$$\Delta I_s = I_{smax} - I_{smin} = \frac{U_e}{R} \alpha \frac{(1-\alpha)T}{\tau}$$

La valeur moyenne de la tension peut être obtenue par le calcul de la tension moyenne aux bornes de l'inductance.

$$U_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_o(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (U_e - U_o) dt + \int_{\alpha T}^T (-U_o) dt \right]$$

$$= \alpha \times U_e - U_o$$

Au régime permanent cette tension est nulle, d'où :

$$U_o = \alpha U_e$$

Pour démontrer la validité de l'approximation, nous utilisons le circuit du hacheur précédent en négligeant la résistance R (Fig. II.7), les formes d'ondes des différents courants sont illustrées dans la Fig. II.8.

De $t = 0$ à $t = \alpha T$, l'interrupteur électronique H est fermé et la diode D bloquée. L'alimentation fournit de l'énergie à l'inductance. On a :

$$u_s = u_L + U_o \Rightarrow \frac{di_s}{dt} = \frac{U_e - U_o}{L}$$

$$\Rightarrow \int_0^t di_s = \int_0^t \frac{U_e - U_o}{L} dt = \frac{U_e - U_o}{L} t + I(0)$$

$$i_s(t) = \frac{U_e - U_o}{L} (t - 0) + I_{smin}$$

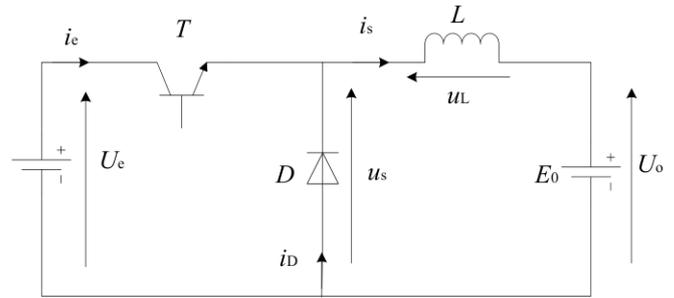


Fig. II.6 Hacheur série.

De $t = \alpha T$ à $t = T$, l'interrupteur électronique H est ouvert et la diode D conduit. L'inductance fournit de l'énergie à la charge précédemment emmagasinée. On a :

$$0 = U_L + U_o \Rightarrow \frac{di_s}{dt} = \frac{-U_o}{L}$$

$$\Rightarrow \int_{\alpha T}^t di_s = \int_{\alpha T}^t \frac{-U_o}{L} dt + I(\alpha T)$$

$$i_s(t) = \frac{-U_o}{L} (t - \alpha T) + I_{smax}$$

Comme la conduction est continue, I_{Max} est égal à la valeur de i_s à la fin du premier intervalle. En remplaçant t par αT dans la première équation, on aura :

$$I_{smax} = (1 - \alpha) \frac{U_e}{L} \alpha T + I_{smin} \dots \dots \dots (*)$$

En remplaçant l'expression de I_{smax} dans la deuxième équation, on obtient ce qui suit:

$$i_s(t) = \frac{-\alpha \times U_e}{L} (t - \alpha T) + (1 - \alpha) \frac{U_e}{L} \alpha T + I_{smin}$$

$$= I_{smin} + \alpha \frac{U_e}{L} [(\alpha T - t) + (1 - \alpha) T]$$

$$i_s(t) = I_{smin} - \frac{\alpha \times U_e}{L} (t - T)$$

La valeur moyenne du courant de charge peut être obtenue par l'expression suivante :

$$I_{smoy} = \frac{1}{T} \int_0^T i_s(t) dt = \frac{1}{T} \left[\underbrace{\int_0^{\alpha T} \left(I_{smin} + (1-\alpha) \frac{U_e}{L} t \right) dt}_{I_{emoy}} + \underbrace{\int_{\alpha T}^T \left(I_{smin} - \alpha \frac{U_e}{L} (t-T) \right) dt}_{I_{Dmoy}} \right]$$

La valeur moyenne du courant débité par la source i_T peut être obtenue par :

$$I_{emoy} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_s(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} \left(I_{smin} + (1-\alpha) \frac{U_e}{L} t \right) dt \right]$$

$$= \alpha I_{smin} + (1-\alpha) \frac{U_e}{2L} T \alpha^2$$

$$I_{emoy} = \alpha \left(I_{smin} + (1-\alpha) \frac{U_e}{2L} T \alpha \right)$$

La valeur moyenne du courant traversé par la diode i_D peut être aussi obtenue de la même manière :

$$I_{Dmoy} = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T i_s(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_{\alpha T}^T \left(I_{smin} - \alpha \frac{U_e}{L} (t-T) \right) dt \right]$$

$$= (1-\alpha) I_{smin} - \alpha \frac{U_e}{2L} \left[\frac{t^2}{2} \right]_{\alpha T}^T - T^2 (1-\alpha)$$

$$= (1-\alpha) I_{smin} - \alpha \frac{U_e}{2L} T [(1-\alpha^2) - 2(1-\alpha)]$$

$$= (1-\alpha) \times \left(I_{smin} - \alpha \frac{U_e}{2L} T [(1+\alpha) - 2] \right)$$

$$= (1-\alpha) \times \left(I_{smin} - \alpha \frac{U_e}{2L} T [-1+\alpha] \right)$$

$$= (1-\alpha) \times \left(I_{smin} + \alpha \frac{U_e}{2L} T (1-\alpha) \right)$$

$$I_{smoy} = I_{smin} + \alpha \frac{U_e}{2L} T (1-\alpha)$$

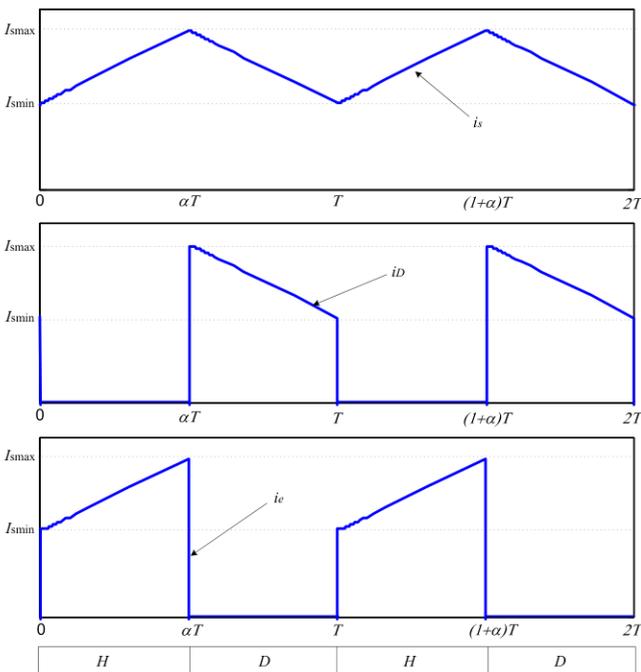


Fig. II.7 Formes d'ondes.

L'ondulation du courant peut être déterminée à partir de l'équation (*) pour le hacheur série comme suit :

$$(*) \Leftrightarrow I_{smax} - I_{smin} = (1-\alpha) \frac{U_e}{L} \alpha T$$

$$\Leftrightarrow \frac{\Delta I_s}{U_e/L} = (1-\alpha) \alpha T \Leftrightarrow \frac{\Delta I_s}{U_e/L} L f = (1-\alpha) \alpha$$

Pour étudier les variations de l'ondulation du courant en fonction de rapport cyclique, en étudiant la dérivée de cette dernière par rapport à α .

$$\frac{d\Delta I_s}{d\alpha} = (1-2\alpha) \frac{U_e}{L} T$$

Cette dérivée s'annule pour $\alpha = 0.5$ et comme l'ondulation est par définition positive et qu'elle est nulle pour $\alpha = 0$ et $\alpha = 1$, elle présente un maximum pour $\alpha = 0.5$ (Fig. II.7).

Pour diminuer l'ondulation maximale, il suffit d'augmenter la valeur de l'inductance de lissage ou la fréquence de commutation, cependant, plusieurs facteurs limitent cette augmentation. Enfin, le dimensionner de la valeur de L se fait à partir de la valeur du rapport cyclique correspondant à l'ondulation maximale, afin d'être sur que l'ondulation ΔI_L n'excédera jamais la valeur spécifiée. En effet, tout dimensionnement de L se fait à partir d'une valeur de ΔI_L imposée.

$$L \geq \frac{U_e}{4f\Delta I_{smax}}$$

α	0	0.5	1
$\frac{d\Delta I_s}{d\alpha}$	+	0	-
ΔI_s	0	$\frac{U_e T}{4L}$	0

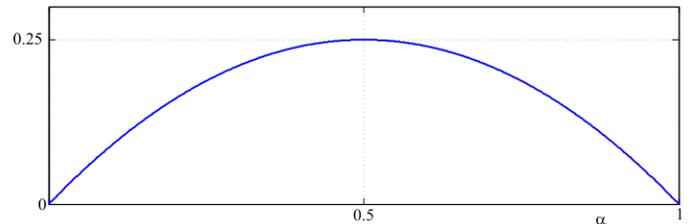


Fig. II.8 Ondulation du courant de charge.

Dans le but de lisser la tension de sortie, on rajoute un condensateur en parallèle avec la charge, (Fig. II.8)

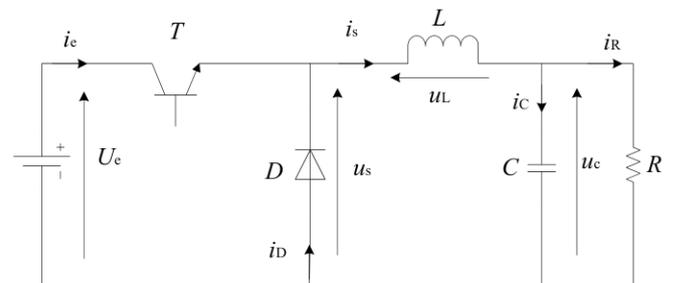


Fig. II.9 Hacheur série.

La forme d'onde de la tension de charge illustrée dans la Fig. II.9, correspond à la charge et à la décharge du

condensateur C sur trois périodes (uniquement le régime permanent est représenté).

La tension aux bornes de la charge peut s'exprimer comme suite :

$$i_C = C \frac{du_c}{dt} = i_s - i_R$$

Puisque u_c constitue la tension aux bornes de la charge et aux bornes du condensateur C, son ondulation Δu_c doit être faible, par conséquent, on peut négliger son influence sur la forme d'onde i_s . L'équation précédente devient alors comme suite :

$$i_C = C \frac{du_c}{dt} = i_s - I_{smoy}$$

Les équations exprimant le courant i_s sur la période de commutation T, sont:

$$t \in [0, \alpha T]: i_s(t) = I_{smin} + (1 - \alpha) \frac{U_e}{L} t$$

$$t \in [\alpha T, T]: i_s(t) = I_{smin} - \frac{\alpha \times U_e}{L} (t - T)$$

Or, l'expression du courant moyen est :

$$I_{smoy} = I_{smin} + \alpha \frac{U_e}{2L} T(1 - \alpha) \Leftrightarrow I_{smin} = I_{smoy} - \alpha \frac{U_e}{2L} T(1 - \alpha)$$

Remplaçant le courant I_{smin} dans les deux équations précédentes, les expressions du courant i_s s'écrivent :

$$t \in [0, \alpha T]:$$

$$i_s(t) = I_{smoy} - \alpha(1 - \alpha)T \frac{U_e}{2L} + (1 - \alpha) \frac{U_e}{L} t = I_{smoy} + (1 - \alpha) \frac{U_e}{L} \left[t - \frac{T}{2} \alpha \right]$$

$$t \in [\alpha T, T]:$$

$$i_s(t) = I_{smoy} - \alpha(1 - \alpha)T \frac{U_e}{2L} - \frac{\alpha \times U_e}{L} (t - T) = I_{smoy} - \alpha \frac{U_e}{L} \left[(t - T) + (1 - \alpha) \frac{T}{2} \right]$$

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \int_0^t (1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \left[t - \frac{T}{2} \alpha \right] dt + u_c(t=0) \\ &= (1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \left[\frac{t^2}{2} \Big|_0^t - \frac{T}{2} \alpha t \Big|_0^t \right] + u_c(t=0) \\ &= (1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \left[\frac{t^2}{2} - t \frac{T}{2} \alpha \right] + u_c(t=0) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} u_c(t) &= -\alpha \frac{U_e}{CL} \int_{\alpha T}^t \left[(t - T) + (1 - \alpha) \frac{T}{2} \right] dt + u_c(t = \alpha T) \\ &= -\alpha \frac{U_e}{CL} \int_{\alpha T}^t \left[t - (1 + \alpha) \frac{T}{2} \right] dt + u_c(t = \alpha T) \\ &= -\alpha \frac{U_e}{CL} \left[\frac{t^2}{2} \Big|_{\alpha T}^t - (1 + \alpha) \frac{T}{2} t \Big|_{\alpha T}^t \right] + u_c(t = \alpha T) \\ &= -\alpha \frac{U_e}{CL} \left[\frac{t^2}{2} - \frac{(\alpha T)^2}{2} - (1 + \alpha) \frac{T}{2} t + (1 + \alpha) \frac{\alpha T^2}{2} \right] + u_c(t = \alpha T) \\ &= -\alpha \frac{U_e}{CL} \left[\frac{t^2}{2} - (1 + \alpha) \frac{T}{2} t + \frac{\alpha T^2}{2} \right] + u_c(t = \alpha T) \end{aligned}$$

Puisque : $u_c(t=0) = u_c(t = \alpha T) = 0$, donc :

$$t \in [0, \alpha T], u_c(t) = (1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \left[\frac{t^2}{2} - t \frac{T}{2} \alpha \right]$$

$$t \in [\alpha T, T], u_c(t) = -\alpha \frac{U_e}{CL} \left[\frac{t^2}{2} - (1 + \alpha) \frac{T}{2} t + \frac{\alpha T^2}{2} \right]$$

Les instants où les dérivées de la tension u_c sont nulles correspondent aux valeurs minimale et maximale, elles sont obtenues comme suite :

$$\frac{du_c(t)}{dt} = 0 \Leftrightarrow (1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \left[t - \frac{T}{2} \alpha \right] = 0 \Leftrightarrow t = \frac{\alpha T}{2}$$

$$\frac{du_c(t)}{dt} = 0 \Leftrightarrow -\alpha \frac{U_e}{CL} \left[t - (1 + \alpha) \frac{T}{2} \right] = 0 \Leftrightarrow t = (1 + \alpha) \frac{T}{2}$$

$$u_c \left(t = \frac{\alpha T}{2} \right) = U_{cmin}$$

$$= (1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \left[\frac{(\alpha T)^2}{8} - \frac{(\alpha T)^2}{4} \right]$$

$$= -(1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \frac{(\alpha T)^2}{8}$$

$$u_c \left(t = (1 + \alpha) \frac{T}{2} \right) = U_{cmax}$$

$$= \alpha \frac{U_e}{CL} \left[-(1 + \alpha)^2 \frac{T^2}{8} + (1 + \alpha)^2 \frac{T^2}{4} - \frac{\alpha T^2}{2} \right]$$

$$= \alpha \frac{U_e}{CL} \left[(1 + \alpha)^2 \frac{T^2}{8} - \frac{\alpha T^2}{2} \right]$$

$$= \alpha \frac{U_e}{CL} \frac{T^2}{8} [(1 + \alpha)^2 - 4\alpha]$$

$$= \alpha \frac{U_e}{CL} \frac{T^2}{8} (1 - \alpha)^2$$

$$U_{cmax} - U_{cmin} = \alpha \frac{U_e}{CL} \frac{T^2}{8} (1 - \alpha)^2 - (1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \frac{(\alpha T)^2}{8}$$

$$= \alpha(1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \frac{T^2}{8} [(1 + \alpha) - \alpha]$$

$$= \alpha(1 - \alpha) \frac{U_e}{CL} \frac{T^2}{8}$$

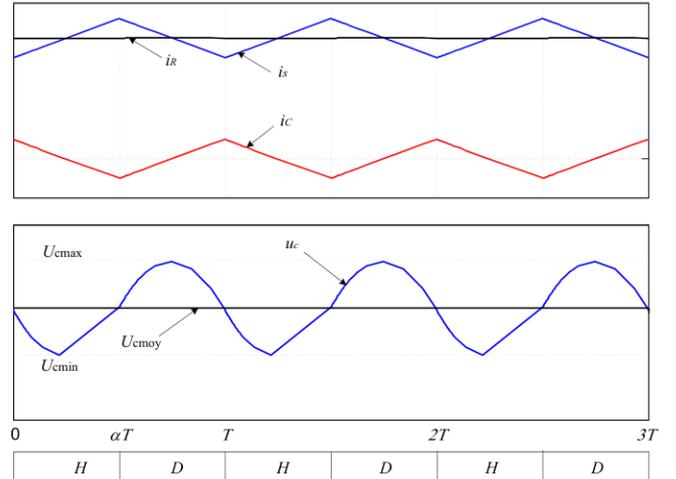


Fig. II.10 Formes d'ondes.

Pour $\alpha=0.5$ Δu_c est maximale :

$$U_{cmax} - U_{cmin} = \frac{U_e}{CL} \frac{T^2}{32}$$

Pour assurer une ondulation acceptable de la tension vs, la valeur du condensateur doit être :

$$C \geq \frac{U_e T^2}{32.L \Delta U_{cmax}}$$

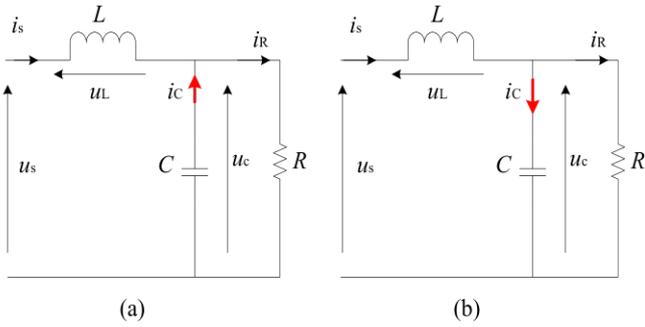


Fig. II.11 Schémas équivalents, (a) lors que : $t \in [\alpha T/2, (1+\alpha)T/2]$, (b) lors que : $t \in [0, \alpha T/2]$ et $[(1+\alpha)T/2, T]$

Fonctionnement interrompue (conduction discontinue)

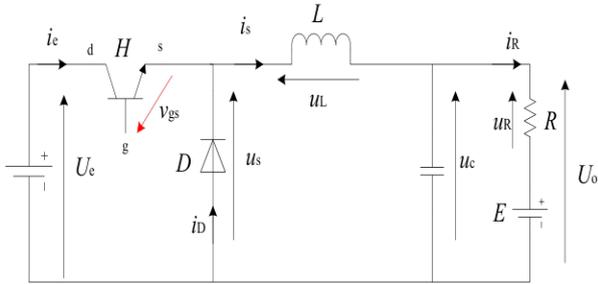


Fig. II.12 Circuit de principe d'un hacheur série.

De $t = 0$ à $t = \alpha T$, l'interrupteur électronique T est fermé et la diode D bloquée. L'alimentation fournit de l'énergie à l'inductance. On a :

$$u_s = U_e = V_L + U_o$$

$$u_s = U_e = L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + E$$

$$\Leftrightarrow \frac{U_e - E}{R} = \tau \frac{di_s}{dt} + i_s$$

D'où :

$$i_s(t) = \frac{U_e - E}{R} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$$

De $t = \alpha T$ à $t = t_0 T$, l'interrupteur électronique T est ouvert et la diode D conduit. L'inductance fournit de l'énergie à la charge précédemment emmagasinée. On a :

$$u_s = 0 = V_L + U_o$$

$$0 = L \frac{di_s}{dt} + Ri_s + E$$

$$\Leftrightarrow -\frac{E}{R} = \tau \frac{di_s}{dt} + i_s$$

D'où :

$$i_s(t) = I_{sMax} e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} - \frac{E}{R} \left(1 - e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} \right)$$

De $t = t_0 T$ à $t = T$, l'interrupteur électronique T est ouvert et la diode D est bloquée.

Les formes d'onde de la tension aux bornes de la diode et le courant de charge sont illustrés dans la Fig.II.13. Le courant de charge s'annule à $t_0 T$.

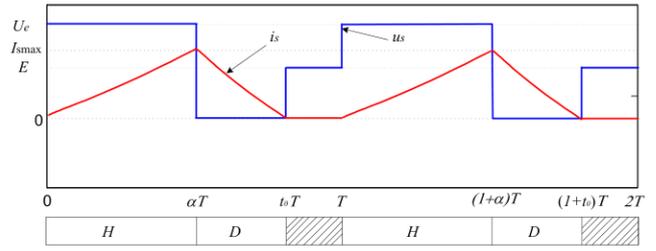


Fig. II.13 Formes d'ondes.

II.2. Hacheur parallèle (Boost Converter)

Un hacheur parallèle permet de régler le transfert d'énergie d'une source de courant continu (ou alimentation inductive) vers une source de tension continue (ou charge capacitive) (Fig.II.14).

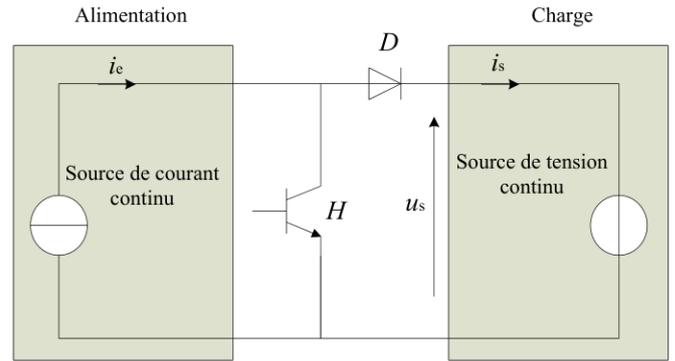


Fig. II.14 Circuit de principe d'un hacheur parallèle.

L'interrupteur électronique H , placé en parallèle par rapport à la source de courant, est périodiquement ouvert pendant une durée αT et fermé pendant $(T-\alpha T)$, où T est la période.

En pratique, on ajoute une capacité de lissage de la tension, lorsque la charge ne se comporte pas comme une source de tension continue (Fig.II.15).

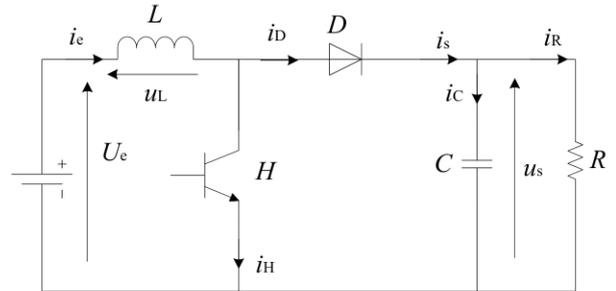


Fig. II.15 Hacheur parallèle.

Nous supposons dans ce qui suit que la source d'alimentation et les composants semi-conducteurs sont parfaits.

L'interrupteur électronique H , placé en parallèle avec la source U_e , est périodiquement fermé pendant une durée αT et ouvert pendant $(1-\alpha)T$.

De $t = 0$ à $t = \alpha T$, l'interrupteur électronique H est fermé et la diode D bloquée. L'alimentation fournit de l'énergie à l'inductance. On a :

$$U_e = u_L$$

$$\Rightarrow \int_0^t di_s = \int_0^t \frac{U_e}{L} dt = \frac{U_e}{L} t + I(0)$$

$$i_s(t) = \frac{U_e}{L}(t-0) + I_{s,\min}$$

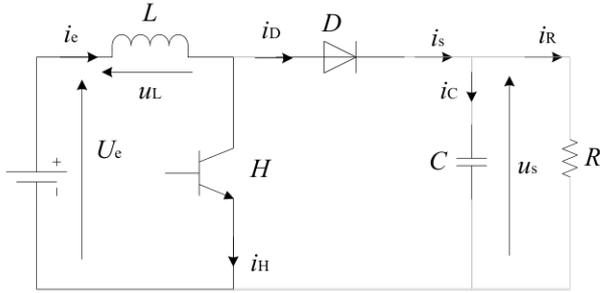


Fig. II. 16 Schéma équivalent Hacheur parallèle $t \in [0, \alpha T]$.

De $t = \alpha T$ à $t = T$, l'interrupteur électronique H est ouvert et la diode D conduit. L'inductance fournit de l'énergie à la charge précédemment emmagasinée (Fig. II. 17).

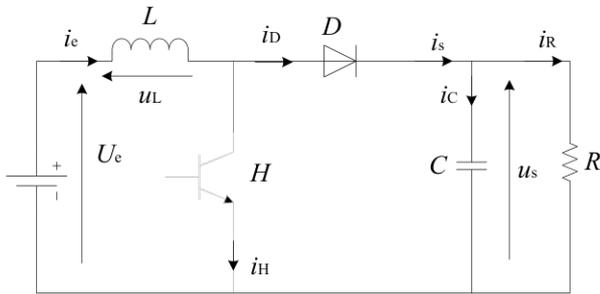


Fig. II. 17 Schéma équivalent Hacheur parallèle $t \in [\alpha T, T]$.

$$U_e = u_L + U_s$$

$$\Rightarrow \int_{\alpha T}^t di_s = \int_{\alpha T}^t \left(\frac{U_e - U_s}{L} \right) dt = \left(\frac{U_e - U_s}{L} \right) (t - \alpha T) + I(0)$$

$$i_s(t) = \frac{(U_e - U_s)}{L} (t - \alpha T) + I_{e,\max}$$

Les formes d'ondes de la tension aux bornes de l'inductance et du courant de charge sont illustrées dans la Fig. II. 18.

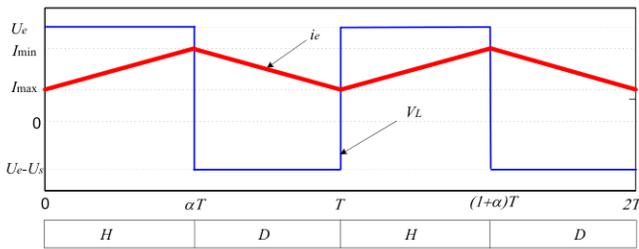


Fig. II. 18 Formes d'ondes.

La valeur moyenne de la tension de charge peut être obtenue par le calcul de la tension moyenne aux bornes de l'inductance L .

$$V_{Lmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (U_e) dt + \int_{\alpha T}^T (U_e - U_s) dt \right]$$

$$= \alpha \times (U_e) + (1 - \alpha) \times (U_e - U_s)$$

$$U_s = U_{smoy} = \left(\frac{1}{1 - \alpha} \right) \times U_e$$

Reprenons les équations du courant de charge dans les deux intervalles de commutations illustrées dans le tableau

précédent, en tenant compte de l'expression de la tension moyenne aux bornes de la charge.

Lorsque : $t \in [0, \alpha T]$

$$i_e(t) = (1 - \alpha) \frac{U_s}{L} t + I_{e,\min}$$

En désignant par $I_{e,\min}$ la valeur du courant i_e à l'instant $t=0$.

Lorsque : $t \in [\alpha T, T]$

$$i_e(t) = -\alpha \frac{U_s}{L} (t - \alpha T) + I_{e,\max}$$

En désignant par $I_{e,\max}$ la valeur du courant i_e à l'instant $t = \alpha T$.

Comme la conduction est continue, $I_{e,\max}$ est égal à la valeur de i_e à la fin de l'intervalle, on a alors :

$$i_e(t = \alpha T) = I_{e,\max} = (1 - \alpha) \frac{U_s}{L} \alpha T + I_{e,\min}$$

$$i_e(t) = \frac{-\alpha \times U_s}{L} (t - \alpha T) + (1 - \alpha) \frac{U_s}{L} \alpha T + I_{e,\min}$$

$$= I_{e,\min} + \alpha \frac{U_s}{L} [(\alpha T - t) + (1 - \alpha) T]$$

$$i_e(t) = I_{e,\min} - \frac{\alpha \times U_s}{L} (t - T)$$

Par conséquent, les deux équations du courant de charge qui régissent le fonctionnement du convertisseur dans les deux intervalles sont :

$$i_e(t) = I_{e,\min} + (1 - \alpha) \frac{U_s}{L} t \rightarrow t \in [0, \alpha T]$$

$$i_e(t) = I_{e,\min} - \frac{\alpha \times U_s}{L} (t - T) \rightarrow t \in [\alpha T, T]$$

La valeur moyenne du courant de charge peut être obtenue par l'expression suivante :

$$I_{emoy} = \frac{1}{T} \int_0^T i_e(t) dt = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left(I_{e,\min} + (1 - \alpha) \frac{U_s}{L} t \right) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left(I_{e,\min} - \alpha \frac{U_s}{L} (t - T) \right) dt \right]$$

$$I_{Tmoy} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} i_e(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} \left(I_{e,\min} + (1 - \alpha) \frac{U_s}{L} t \right) dt$$

$$= \alpha I_{e,\min} + (1 - \alpha) T \frac{U_s}{2L} \alpha^2$$

$$= \alpha \left(I_{e,\min} + (1 - \alpha) T \frac{U_s}{2L} \alpha \right)$$

$$I_{smoy} = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T i_e(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T \left(I_{e,\min} - \alpha \frac{U_s}{L} (t - T) \right) dt$$

$$= (1 - \alpha) I_{e,\min} - \alpha \frac{U_s}{2L} \left[\frac{t^2}{2} \right]_{\alpha T}^T - T^2 (1 - \alpha)$$

$$= (1 - \alpha) I_{e,\min} - \alpha \frac{U_s}{2L} T \left[(1 - \alpha^2) - 2(1 - \alpha) \right]$$

$$= (1 - \alpha) \times \left(I_{e,\min} - \alpha \frac{U_s}{2L} T [(1 + \alpha) - 2] \right)$$

$$= (1 - \alpha) \times \left(I_{e,\min} - \alpha \frac{U_s}{2L} T [-1 + \alpha] \right)$$

$$= (1 - \alpha) \times \left(I_{e,\min} + \alpha \frac{U_s}{2L} T [1 - \alpha] \right)$$

$$I_{emoy} = I_{Tmoy} + I_{smoy} = I_{e,\min} + \alpha \frac{U_s}{2L} T [1 - \alpha]$$

L'ondulation du courant peut être déterminée de la même manière que dans le cas du hacheur série.

$$I_{eMax} - I_{eMin} = (1-\alpha) \frac{U_s}{L} \alpha T$$

$$\Delta I_{eMax} = \frac{U_s}{4fL}$$

II.3. Etude des puissances mises en jeu

Nous supposons dans ce qui suit, que l'ensemble de pertes au niveau des composants sont négligeables. Par conséquent, les puissances moyennes peuvent s'exprimer comme suite :

- Hacheur série :

$$P_{moy_sortie} = U_{smoy} \times I_{smoy} = \alpha \times U_e \times I_{smoy}$$

$$P_{moy_entrée} = U_e \times I_{emoy} = \alpha \times U_e \times I_{smoy}$$

- Hacheur Parallèle :

$$P_{moy_sortie} = U_{smoy} \times I_{smoy} = (1-\alpha) \times U_{smoy} \times I_{emoy}$$

$$P_{moy_entrée} = U_e \times I_{emoy} = (1-\alpha) \times U_{smoy} \times I_{emoy}$$

II.4. Condition de conduction continue

L'étude qui précède n'est valable dans sa généralité que pour une conduction continue (le courant circulant dans la charge ne s'annule pas), par conséquent, la valeur minimale I_{Min} est strictement positive. Ainsi la relation donnant la valeur moyenne du courant de charge s'écrit comme suit :

$$I_{Min} > 0 \Leftrightarrow I_{smoy} - \alpha \frac{U_e}{2L} T(1-\alpha) > 0$$

$$\Leftrightarrow I_{smoy} > \alpha \frac{U_e}{2L} T(1-\alpha)$$

La limite entre les conductions continue et discontinue est obtenue pour :

$$I_{smoy} = \alpha \frac{U_e}{2L} T(1-\alpha)$$

Dans le cas de la conduction continue $U_s = \alpha U_e$, on peut tracer dans le plan $(L \times I_{Lmoy} / U_e, U_s / U_e)$ la courbe marquant la frontière entre la conduction continue et la conduction discontinue (Fig. II.19).

$$\frac{I_{smoy} \times L}{U_e} = T \left[\frac{U_s}{U_e} - \left(\frac{U_s}{U_e} \right)^2 \right]$$

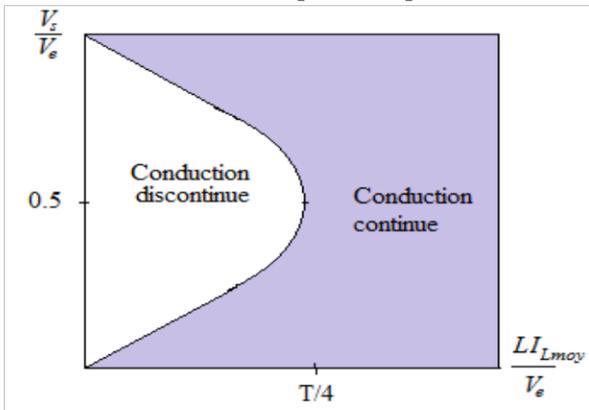


Fig. II.19 Caractéristique de fonctionnement d'un hacheur série ou parallèle.

II.3. Hacheur bidirectionnel en courant (Buck-Boost Converter)

Un hacheur bidirectionnel en courant permet de régler le transfert d'énergie d'une source de courant continu (ou

alimentation inductive) vers une source de tension continue (ou charge capacitive) ou vis-versa (Fig.II.20).

Lorsque le courant est positif, l'interrupteur H_1 et la diode D_1 assurent le fonctionnement d'un hacheur série, par contre, lorsque le courant est négatif, l'interrupteur H_2 et la diode D_2 assurent le fonctionnement d'un hacheur parallèle. Toutes les propriétés des hacheurs série et parallèle sont valables pour cet hacheur.

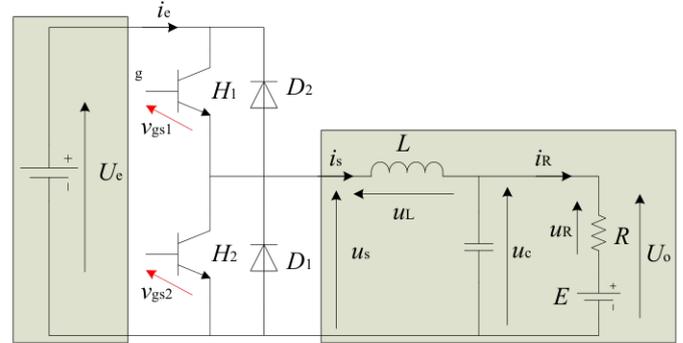


Fig. II. 20 Circuit de principe d'un hacheur bidirectionnel en courant.

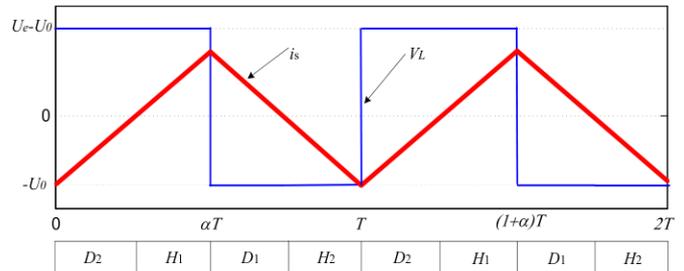


Fig. II. 21 Formes d'onde du courant de charge et de la tension aux bornes de l'inductance.

II.4. Hacheur bidirectionnel en tension

Un hacheur bidirectionnel en tension permet de régler le transfert d'énergie d'une source de tension continu (ou alimentation capacitive) vers une source de courant continu (ou charge inductive) ou vis-versa (Fig. II.21).

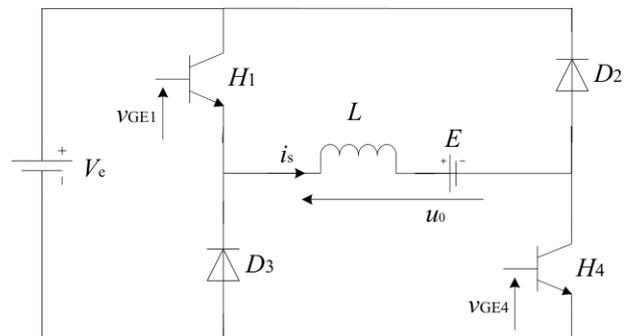


Fig. II. 21 Circuit de principe d'un hacheur bidirectionnel en tension.

Le principe de fonctionnement de cet hacheur repose sur le fait que : les interrupteurs H_1 et H_2 conduisent simultanément de $t=0$ à $t=\alpha T$ par contre les diodes D_1 et D_2 conduisent simultanément de $t=\alpha T$ à $t=T$.

La forme d'onde de la tension aux bornes de l'inductance est illustrée dans la Fig. II.22.

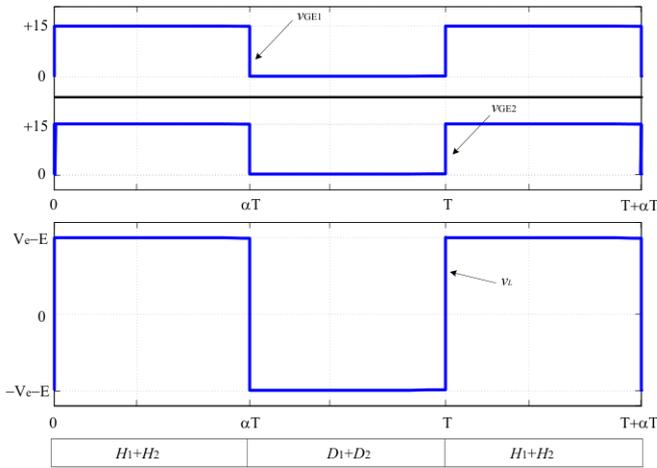


Fig. II. 22 Tension aux bornes de l'inductance L.

La valeur moyenne de la tension peut être obtenue par le calcul de la tension moyenne aux bornes de l'inductance.

$$U_{Lmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\alpha T} (V_e - E) dt + \int_{\alpha T}^T 0 dt + \int_T^{T+\alpha T} -(V_e + E) dt \right]$$

$$= (2\alpha - 1) \times U_e - E$$

Au régime permanent cette tension est nulle, d'où :

$$U_o = (2\alpha - 1) \times U_e + E$$

Lorsque $\alpha < 0.5$: le transfère d'énergie s'effectue de la charge vers la source par conséquent $E < 0$. Par contre, lorsque $\alpha > 0.5$: le transfère de la puissance s'effectue de la charge vers la source, par conséquent $E > 0$.

En régulant le rapport cyclique α , le hacheur réversible en tension permet de récupérer l'énergie par inversion du sens de rotation de la machine à courant continu sans inverser le signe du couple (ascenseur, levage, ... etc).

II.5. Hacheur bidirectionnel en tension et encourant

Un hacheur bidirectionnel en tension et en courant ou hacheur à quatre quadrants est constitué de deux bras (Fig. II.23), chaque'un est constitué de deux cellules de commutations. Pour ce type de convertisseur, on distingue deux types de commandes : commande séquentielle et commande continue.

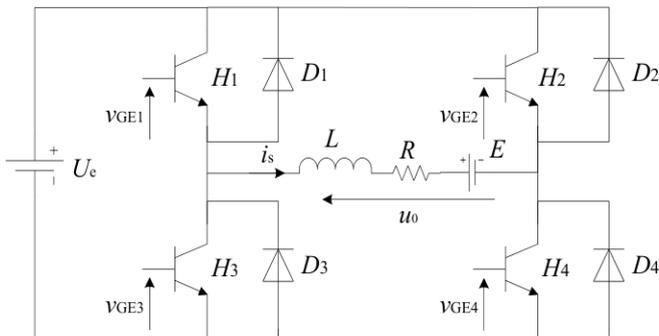


Fig. II. 23 Circuit de principe d'un hacheur à quatre quadrants.

La commande séquentielle consiste à la commande de chaque cellule d'une manière séparée pour assurer un fonctionnement spécifique de la machine à courant continu. Les différents modes de fonctionnement sont résumés dans le repère tension-courant de la Fig. II.24.

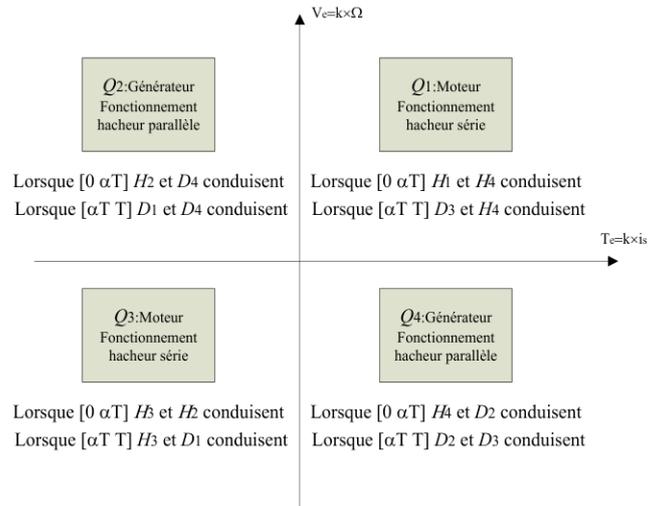


Fig. II. 24 Fonctionnement dans les quatre quadrants.

Dans la commande continue, la commande des quatre interrupteurs sont commandés d'une manière continue quelque soit la polarité du courant. En agissant sur la valeur du rapport cyclique pour imposer une tension moyenne négative ou positive.

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons vu les différentes topologies de convertisseurs continu-continu. Un dimensionnement détaillé des éléments de lissage de la tension et du courant a été présenté.

Chapitre 4. Convertisseurs courant continu - courant alternatif

(2 semaines)

Onduleur monophasé (charges R, L), les onduleurs monophasés et triphasés avec charge résistive et résistive inductive.

Conversion Continue - Alternative Onduleurs

1. ONDULEURS AUTONOMES

Un onduleur est un convertisseur statique qui, à partir d'une source de tension continue, permet le transfert et le contrôle de l'énergie vers une charge, en transformant la tension aux bornes de celle-ci en tension alternative.

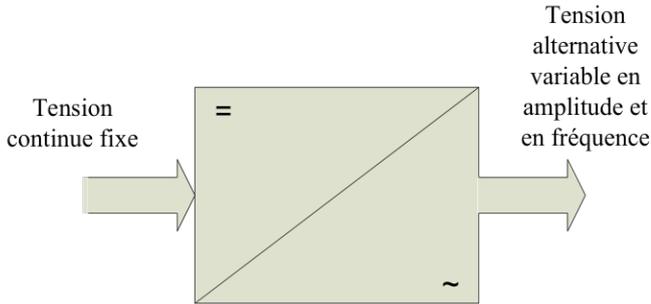


Fig. III.1 Schéma de principe d'un onduleur.

Un onduleur est dit autonome si sa fréquence est indépendante de la source de sortie. Autrement dit, la fréquence de la source de sortie peut être choisie à tout moment par l'utilisateur.

Les onduleurs sont utilisés principalement dans deux types de systèmes :

- Les alimentations sans interruption, (UPS : Uninterruptible Power Supply). Elles servent le plus souvent comme des alimentations de secours pour des systèmes informatiques. La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont fixes.
- Les variateurs de vitesse pour machines asynchrone. La fréquence et l'amplitude de la tension de sortie sont variables.

III.1 Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension monophasé :

On considère le montage de la Fig. III.2, c'est un montage à quatre cellules de commutations.

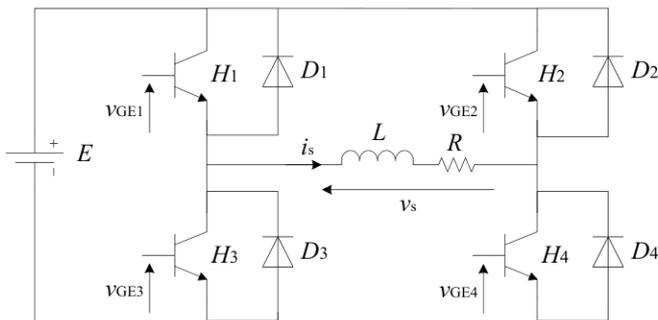


Fig. III.2 Circuit d'un onduleur de tension monophasé.

La tension d'entrée E représente une tension continue idéale, les composants H1, H2, H3 et H4 sont des interrupteurs électroniques commandables à l'ouverture et à la fermeture, chaque un d'eux est muni d'une diode en anti-parallèle.

La charge est de type RL, les grandeurs au niveau de celle-ci sont la tension vs et le courant is. Comme, la charge est inductive implique un déphasage du courant is par rapport à la tension vs.

Dans ce qui suit, trois types de commande d'un onduleur de tension monophasé sont présentées : la commande symétrique,

la commande décalée et la commande MLI : Modulation de la largeur d'impulsion.

A. Commande Symétrique :

Dans cette commande, sur la première demi-période (0 < t < T/2), les interrupteurs H1 et H4 sont contrôlés à la fermeture par contre les interrupteurs H3 et H4 sont contrôlés à l'ouverture. Dans cette durée de fonctionnement, on aura aux bornes de la charge :

$$0 \leq t \leq \frac{T}{2} \Rightarrow v_s = +E$$

Sur la deuxième demi-période (0 < t < T/2), les interrupteurs H1 et H4 sont contrôlés à l'ouverture par contre les interrupteurs H3 et H4 sont contrôlés à la fermeture. Dans cette durée de fonctionnement, on aura aux bornes de la charge :

$$\frac{T}{2} \leq t \leq T \Rightarrow v_s = -E$$

Les formes d'ondes de la tension et le courant de charge sont illustrés dans la Fig. III.3.

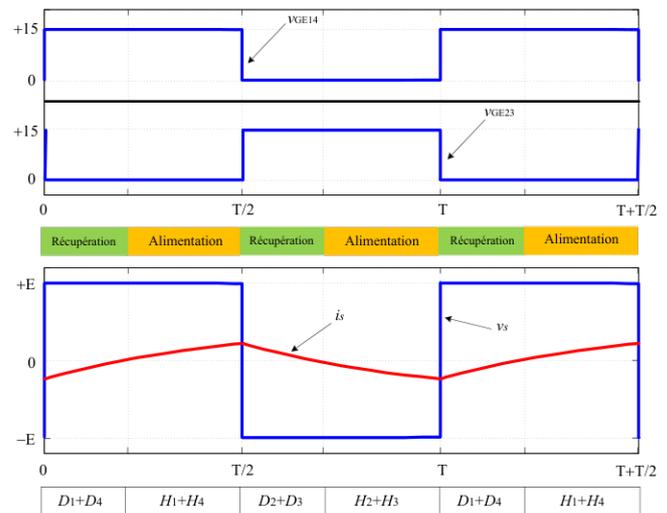


Fig. III.3 Formes d'onde de la tension et courant de charge d'un onduleur de tension monophasé (commande symétrique).

Lorsque les interrupteurs H1, H2, H3 et H4 conduisent, la source E fournit de la puissance à la charge. Il s'agit de **phases d'alimentation**. Par contre, lorsque c'est les diodes qui conduisent, la charge fournit de la puissance à l'alimentation. Il s'agit de **phases de récupération**.

Ces phases de récupération nécessitent d'utiliser des alimentations en tension réversible en courant.

La décomposition en série de Fourier de la fonction vs(t) est présentée dans ce qui suit :

La fonction vs(t) est impaire, puisque : vs(t) = -vs(-t), par conséquent :

$$A_n = 0$$

En plus, la fonction présente une symétrie de glissement, donc, les termes de rang pairs sont nuls.

$$B_{2p+1} = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} v_s(t) \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} E \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2E}{\pi(2p+1)} [-\cos(2p+1)\omega t]_0^{\pi}$$

$$B_{2p+1} = \frac{4E}{\pi(2p+1)}$$

$$v_s(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{\pi(2p+1)} \sin(2p+1)\omega t$$

$$v_s(t) = \frac{4E}{\pi} \left[\sin \omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \frac{\sin 5\omega t}{5} + \dots + \frac{\sin(2p+1)\omega t}{(2p+1)} + \dots \right]$$

B. Commande Décalée :

Dans cette commande, la commande des interrupteurs H_1 et H_3 est décalée d'un temps τ , en fait, le décalage concerne le 1^{er} bras de l'onduleur.

Lorsque : $t \in [0, \tau]$, H_4 et H_3 sont contrôlés à la fermeture, la conduction sera assurée par H_3 et D_4 , la charge est court-circuitée, c'est la **phase de roue libre**. Dans cette durée de fonctionnement, le courant de charge est négatif, par contre, celui de la source est nul.

$$0 \leq t \leq \tau \Rightarrow v_s = 0$$

$$i_s < 0$$

$$i_e = 0$$

Lorsque : $t \in [\tau, T/2]$, H_1 et H_4 sont contrôlés à la fermeture, dans ce cas, nous avons :

$$\tau \leq t \leq \frac{T}{2} \Rightarrow v_s = +E$$

La conduction sera assurée par D_1 et D_4 depuis l'instant $t = \tau$ jusqu'à l'instant où le courant s'annule $i_s = 0$, c'est la **phase de récupération**, nous avons :

$$i_s < 0$$

$$i_e = i_s < 0$$

Par la suite, les interrupteurs : H_1 et H_4 vont reprendre le relais jusqu'à l'instant $t = T/2$. La charge est alors alimentée par la source E , c'est la **phase d'alimentation**. Dans cette durée de fonctionnement, le courant de charge est positif.

$$i_e = i_s > 0$$

Lorsque : $t \in [T/2, \tau + T/2]$, H_1 et H_2 sont contrôlés à la fermeture, la conduction sera assurée par H_1 et D_2 , la charge est court-circuitée, c'est la **phase de roue libre**. Dans cette durée de fonctionnement, le courant de charge est négatif, par contre, celui de la source est nul.

$$\frac{T}{2} \leq t \leq \tau + \frac{T}{2} \Rightarrow v_s = 0$$

$$i_s > 0$$

$$i_e = 0$$

Lorsque : $t \in [\tau + T/2, T]$, H_2 et H_3 sont contrôlés à la fermeture, dans ce cas, nous avons :

$$\tau + \frac{T}{2} \leq t \leq T \Rightarrow v_s = -E$$

La conduction sera assurée par D_3 et D_2 depuis l'instant $t = \tau + T/2$ jusqu'à l'instant où le courant s'annule $i_s = 0$, c'est la **phase de récupération**, nous avons :

$$i_s > 0$$

$$i_e < 0$$

Par la suite, les interrupteurs : H_2 et H_3 vont reprendre le relais jusqu'à l'instant $t = T$. La charge est alors alimentée par la source E , c'est la **phase d'alimentation**. Dans cette durée de fonctionnement, le courant de charge est positif.

$$i_s < 0$$

$$i_e > 0$$

Les formes d'ondes de la tension et le courant de charge sont illustrés dans la Fig. III.4. La forme d'onde du courant débité par la source E est illustré dans la Fig. III.5.

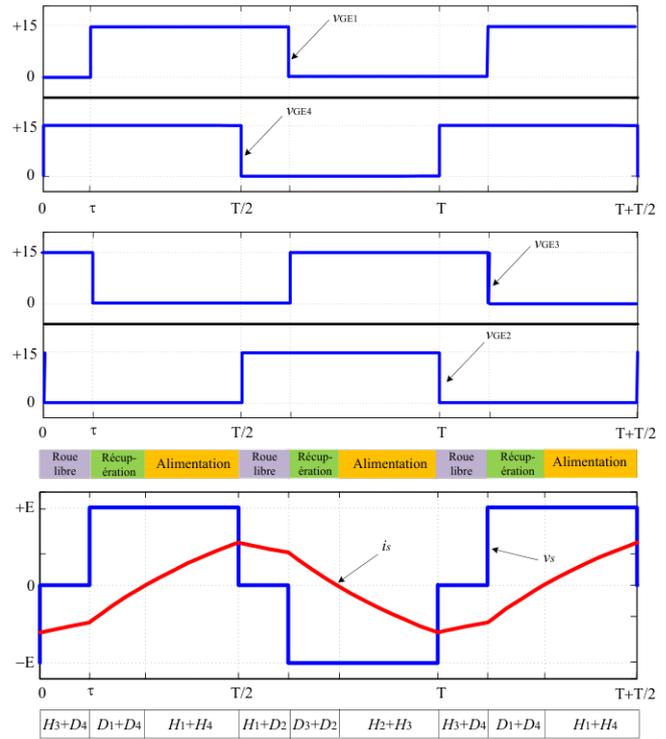


Fig. III.4 Formes d'onde de la tension et courant de charge d'un onduleur de tension monophasé (commande décalée).

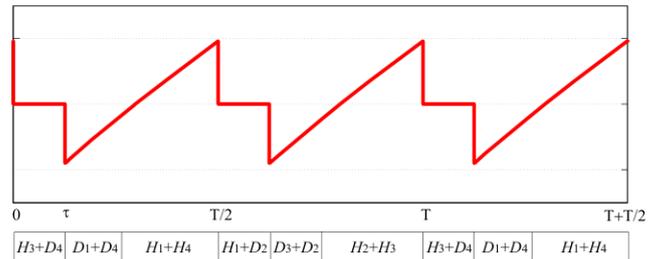


Fig. III.5 Formes d'onde du courant de source (commande décalée).

La décomposition en série de Fourier de la fonction $v_s(t)$ est présentée dans ce qui suit :

La fonction $v_s(t)$ est impaire, puisque : $v_s(t) = -v_s(-t)$, par conséquent :

$$A_n = 0$$

En plus, la fonction présente une symétrie de glissement, donc, les termes de rang pairs sont nuls.

$$B_{2p+1} = \frac{4}{T} \int_{\tau}^{\tau+T/2} v_s(t) \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_{\tau}^{\tau+\pi} E \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2E}{\pi(2p+1)} [-\cos(2p+1)\omega t]_{\tau}^{\tau+\pi}$$

$$B_{2p+1} = \frac{4E}{\pi(2p+1)} \cos((2p+1)\tau)$$

$$v_s(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{\pi(2p+1)} \cos((2p+1)\tau) \sin((2p+1)\omega t)$$

$$v_s(t) = \frac{4E}{\pi} \left[\cos(\tau)\sin\omega t + \frac{\cos(3\tau)\sin 3\omega t}{3} + \frac{\cos(5\tau)\sin 5\omega t}{5} + \dots \right. \\ \left. + \frac{\cos((2p+1)\times\tau)\sin(2p+1)\omega t}{(2p+1)} + \dots \right]$$

La carte d'harmonique illustrée dans la Fig. III.6 montre que si l'angle τ est réglé à $\pi/6$ l'harmonique de rang 3 et ces multiples s'annulent, d'où l'intérêt de cette commande.

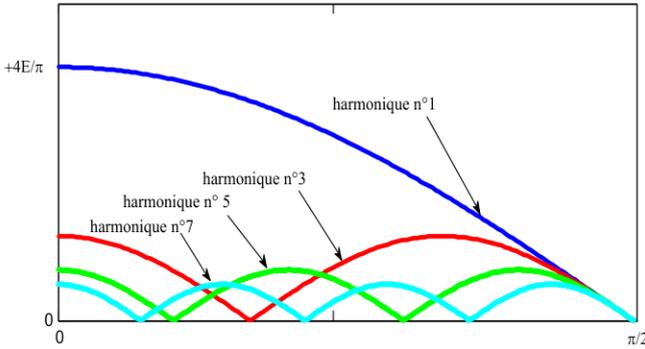


Fig. III.6 Carte d'harmoniques en fonction de τ .

C. Commande MLI:

La commande MLI : (Modulation de largeur d'impulsion) est une commande conçue pour obtenir une tension et un courant plus en moins sinusoïdaux. On distingue plusieurs types :

- MLI pré-calculée :

Cette commande permet de supprimer les harmoniques en commutant les interrupteurs à des instants pré-calculés, dans cette commande, on distingue aussi 2 types : onde à 2 niveaux et onde à 3 niveaux.

Dans la commande à 2 niveaux Fig. III.7, les interrupteurs électronique sont contrôlés tous simultanément, on a soit H_1 et H_4 sont contrôlés à la fermeture et H_2 et H_3 sont contrôlés à l'ouverture, soit H_1 et H_4 sont contrôlés à l'ouverture et H_2 et H_3 sont contrôlés à la fermeture.

Dans le but de simplifier le calcul de la décomposition en série de Fourier de la fonction $v_s(t)$, nous utilisons des fonctions intermédiaires v_{s0} , v_{s1} et v_{s2} , telle que :

$$v_s = v_{s0} - 2 \times v_{s1} + 2 \times v_{s2}$$

Pour un nombre de l'angle α égal à m , l'expression de v_s peut s'exprimer comme suite :

$$v_s = v_{s0} + 2 \sum_{i=1}^m v_{si}$$

Compte tenu du développement en série de Fourier dans les deux sections précédentes, la tension v_s peut être exprimée par la relation suivante :

$$v_s(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \left(1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos((2p+1)\alpha_i) \right) \frac{\sin((2p+1)\omega t)}{(2p+1)}$$

Si on suppose, que nous avons quatre angles de décalage ($m=4$), les angles suivants : α_1 , α_2 , α_3 , et α_4 vérifient l'équation suivante :

$$v_s(t) = \frac{4E}{\pi} \left[(1 - 2\cos\alpha_1)\sin\omega t + (1 - 2\cos 3\alpha_1)\frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots \right. \\ \left. + (1 - 2\cos n\alpha_1)\frac{\sin n\omega t}{n} + \dots \right]$$

$$+ \frac{4E}{\pi} \left[(1 + 2\cos\alpha_2)\sin\omega t + (1 + 2\cos 3\alpha_2)\frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots \right. \\ \left. + (1 + 2\cos n\alpha_2)\frac{\sin n\omega t}{n} + \dots \right]$$

$$+ \frac{4E}{\pi} \left[(1 - 2\cos\alpha_3)\sin\omega t + (1 - 2\cos 3\alpha_3)\frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots \right. \\ \left. + (1 - 2\cos n\alpha_3)\frac{\sin n\omega t}{n} + \dots \right]$$

$$+ \frac{4E}{\pi} \left[(1 + 2\cos\alpha_4)\sin\omega t + (1 + 2\cos 3\alpha_4)\frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots \right. \\ \left. + (1 + 2\cos n\alpha_4)\frac{\sin n\omega t}{n} + \dots \right]$$

On peut réécrire l'expression de la tension v_s par la formulation suivante :

$$v_s(t) = \frac{4E}{\pi} \left[(1 - 2\cos\alpha_1) + (1 + 2\cos\alpha_2) \right] \sin\omega t \\ + \frac{4E}{3\pi} \left[(1 - 2\cos 3\alpha_1) + (1 + 2\cos 3\alpha_2) \right] \sin 3\omega t \\ + \frac{4E}{5\pi} \left[(1 - 2\cos 5\alpha_1) + (1 + 2\cos 5\alpha_2) \right] \sin 5\omega t \\ + \frac{4E}{7\pi} \left[(1 - 2\cos 7\alpha_1) + (1 + 2\cos 7\alpha_2) \right] \sin 7\omega t \\ + \dots$$

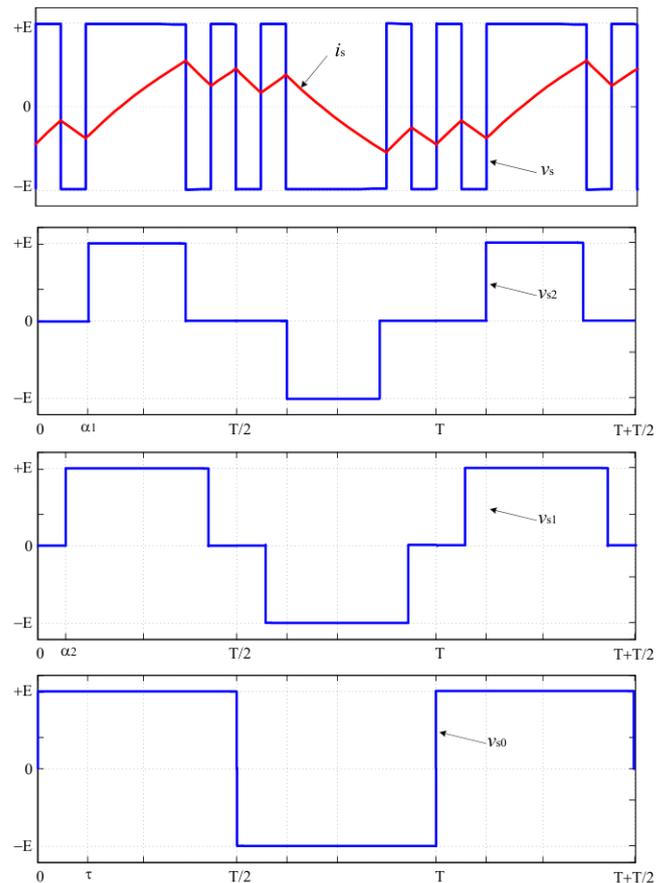


Fig. III.7 Formes d'onde de la tension (commande MLI pré-calculée) onde à deux niveaux.

Pour que les harmoniques 3, 5 et 7 soient nuls, il faut que le système d'équation suivant vérifié ce qui suit :

$$(1 - 2 \cos 3\alpha_1) + (1 + 2 \cos 3\alpha_2) + (1 - 2 \cos 3\alpha_3) + (1 + 2 \cos 3\alpha_4) = 0$$

$$(1 - 2 \cos 5\alpha_1) + (1 + 2 \cos 5\alpha_2) + (1 - 2 \cos 5\alpha_3) + (1 + 2 \cos 5\alpha_4) = 0$$

$$(1 - 2 \cos 7\alpha_1) + (1 + 2 \cos 7\alpha_2) + (1 - 2 \cos 7\alpha_3) + (1 + 2 \cos 7\alpha_4) = 0$$

Enfin, la valeur efficace du fondamental se règle par l'équation suivante :

$$V_{seff1} = \frac{V_{smax}}{\sqrt{2}} = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}} \sum_{p=0}^{\infty} \left(1 + 2 \sum_{i=1}^m (-1)^i \cos((2p+1)\alpha_i) \right)$$

- MLI Simple :

Dans cette commande, les tensions de commande sont obtenues par comparaison entre une tension de référence d'amplitude A_r variable et d'une tension triangulaire d'amplitude A_p fixe.

La (Fig. III.8) montre la génération des tensions de commande et la tension obtenue aux bornes d'une charge pour un onduleur monophasé complet en utilisant la commande MLI simple.

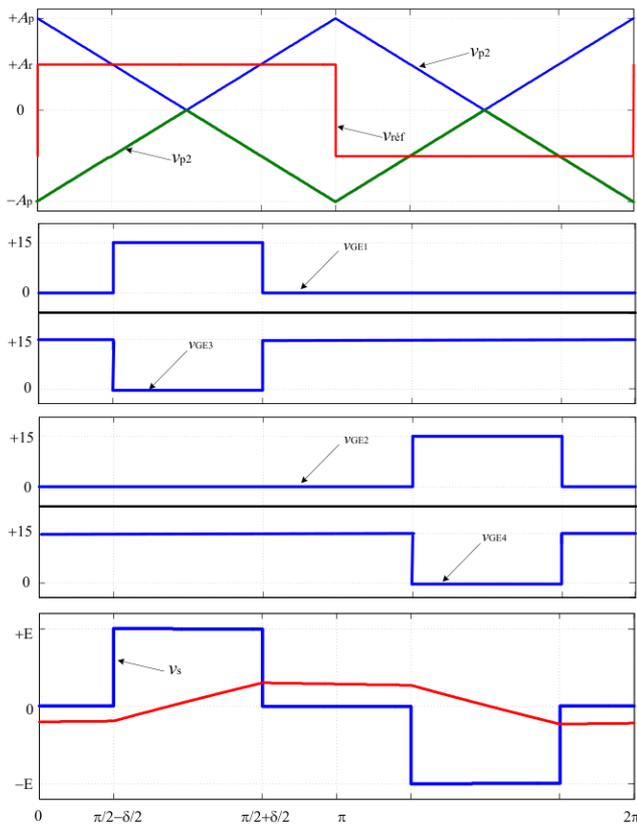


Fig. III.8 Formes d'onde de la tension de charge dans le cas MLI simple.

La fonction $v_s(t)$ est impaire, puisque : $v_s(t) = -v_s(-t)$, par conséquent :

$$A_n = 0$$

La fonction présente une symétrie de glissement, donc, les termes de rang pairs sont nuls.

$$B_{2p+1} = \frac{2}{T} \int_0^T v_s(t) \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_{\frac{\delta}{2}}^{\frac{\pi}{2}} E \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2E}{\pi(2p+1)} \left[-\cos(2p+1)\omega t \right]_{\frac{\delta}{2}}^{\frac{\pi}{2}}$$

$$= \frac{2E}{\pi(2p+1)} \left[-\cos(2p+1)\left(\frac{\delta}{2} + \frac{\pi}{2}\right) + \cos(2p+1)\left(\frac{\delta}{2} - \frac{\pi}{2}\right) \right]$$

$$= \frac{2E}{\pi(2p+1)} \left[\sin(2p+1)\left(\frac{\delta}{2}\right) + \sin(2p+1)\left(\frac{\delta}{2}\right) \right]$$

$$= \frac{4E}{\pi(2p+1)} \left[\sin(2p+1)\left(\frac{\delta}{2}\right) \right]$$

$$v_s(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{\pi(2p+1)} \sin\left((2p+1)\frac{\delta}{2}\right) \sin((2p+1)\omega t)$$

Dans cette commande aussi si $\delta=2\pi/3$, toutes les harmoniques d'ordre 3 et ses multiples seront nulles.

- MLI multiple:

Le principe de cette commande repose sur la MLI simple à part que la fréquence de la tension triangulaire est importante.

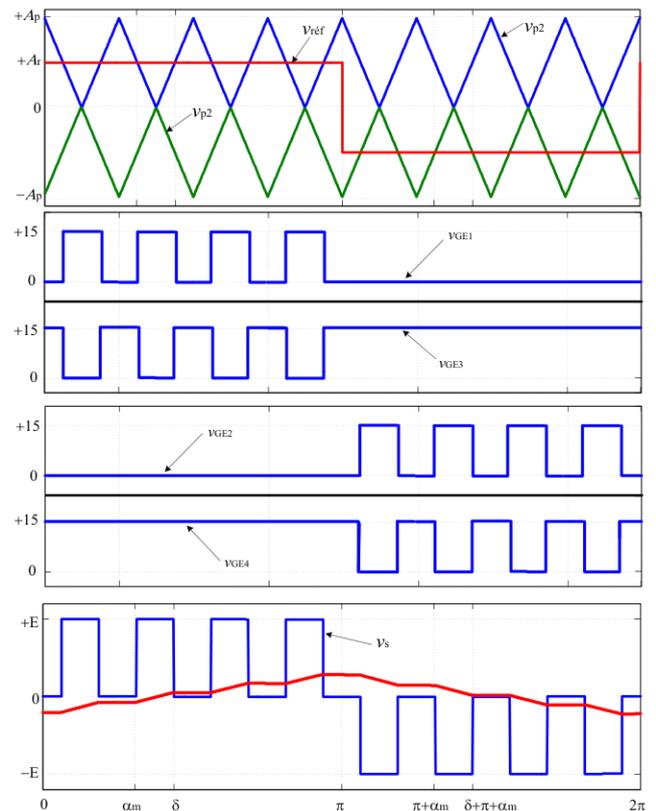


Fig. III.8 Formes d'onde de la tension de charge dans le cas MLI multiple.

Le développement en série de Fourier de la tension peut être obtenu de la même manière :

Si l'impulsion positive de la $m^{\text{ième}}$ impulsion positive démarre de α_m et s'annule à $\alpha_m + \pi$, le coefficient de la série de Fourier pour une paire d'impulsions est :

$$B_{2p+1} = \frac{2}{T} \int_0^T v_s(t) \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta} E \times \sin[(2p+1)\omega t] dt$$

$$= \frac{2E}{\pi(2p+1)} \left[-\cos(2p+1)\left(\alpha_m + \frac{\delta}{2}\right) + \cos(2p+1)\left(\alpha_m - \frac{\delta}{2}\right) \right]$$

$$= \frac{4E}{\pi(2p+1)} \left[\sin((2p+1)\alpha_m) \times \sin\left((2p+1)\left(\frac{\delta}{2}\right)\right) \right]$$

D'où :

$$v_s(t) = \sum_{p=0}^{\infty} \frac{4E}{\pi(2p+1)} \sin((2p+1)\alpha_m) \sin\left((2p+1)\frac{\delta}{2}\right) \sin((2p+1)\omega t)$$

L'ordre des harmoniques est le même que pour le cas précédent étudié, mais le facteur de distorsion est considérablement réduit. Néanmoins, à cause du nombre élevé de commutations (n fois), les pertes augmentent également de n fois. Pour un nombre d'impulsions, les amplitudes des harmoniques d'ordre inférieur sont réduites tandis que les mêmes amplitudes pour les harmoniques d'ordre élevé augmentent.

- MLI sinus-triangle :

Le principe de cette commande consiste à comparer une tension de référence v_{sref} appelée (modulante) à une tension triangulaire v_{tr} appelée (porteuse) de fréquence élevée par rapport à la fréquence de la modulante (Fig. III.9).

La tension résultante est modulée en largeur d'impulsions, sert à commander les interrupteurs électroniques de l'onduleur.

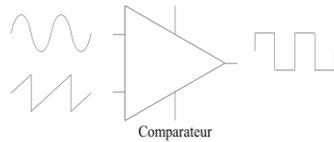


Fig. III.9 Principe de la MLI.

Si la tension de référence est une tension constante, la tension obtenue aux bornes de la charge est une sécession de créneaux positifs et négatifs (Fig. III.10). Dans ce cas, on a soit H_1 et H_4 sont contrôlés à la fermeture, lorsque la tension de référence est supérieure à la tension triangulaire et H_2 et H_3 sont contrôlés à l'ouverture, soit H_2 et H_3 sont contrôlés à l'ouverture, lorsque la tension de référence est inférieure à la tension triangulaire et H_1 et H_4 sont contrôlés à l'ouverture.

La tension moyenne de $v_s(t)$ en fonction du rapport cyclique α , est la suivante :

$$V_{smoy} = (2 \times \alpha - 1)E$$

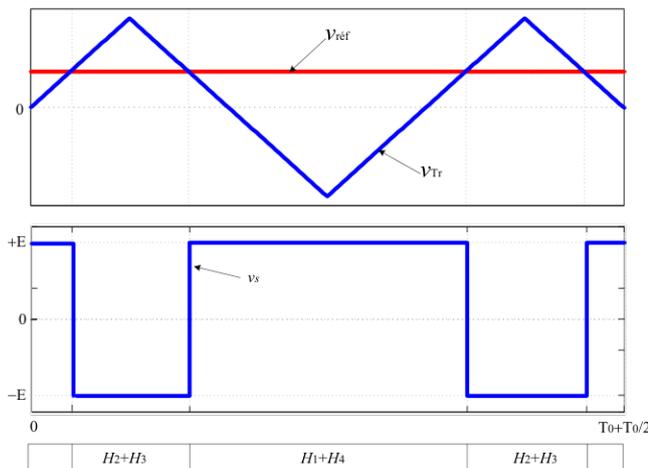


Fig. III.10 Formes d'onde de la tension de charge (v_{ref} =constante).

Maintenant, Si l'on fait varier le rapport cyclique en fonction du temps selon une formule $\alpha(t)$, on obtiendra entre les bornes de la charge une tension composée d'une série d'impulsions modulées en largeur. Chaque intervalle T contient une tension moyenne $v_s(t)$ donnée par:

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{V_{smoy}}{E} \right]$$

Supposons que l'on désire générer une tension sinusoïdale donnée par l'expression suivante:

$$V_{smoy} = V_{smax} \sin \omega t$$

$$\alpha(t) = \frac{1}{2} [1 + k \sin \omega t]$$

Telle que : k est appelé rapport de modulation d'amplitude (Amplitude modulation ratio).

La commande MLI permet d'élaborer n'importe quelle forme d'onde, et de repousser les harmoniques autour de la fréquence de la porteuse et ses multiples ce qui facilite le filtrage.

La Fig. III.11 illustre le principe de commande MLI pour un onduleur monophasé avec quatre cellules de commutation. La tension de commande v_{GE1} est issue de la comparaison entre v_{m1} (première tension de référence) et la tension de la porteuse et v_{GE2} est issue de la comparaison entre v_{m2} (deuxième tension de référence) et la tension de la porteuse.

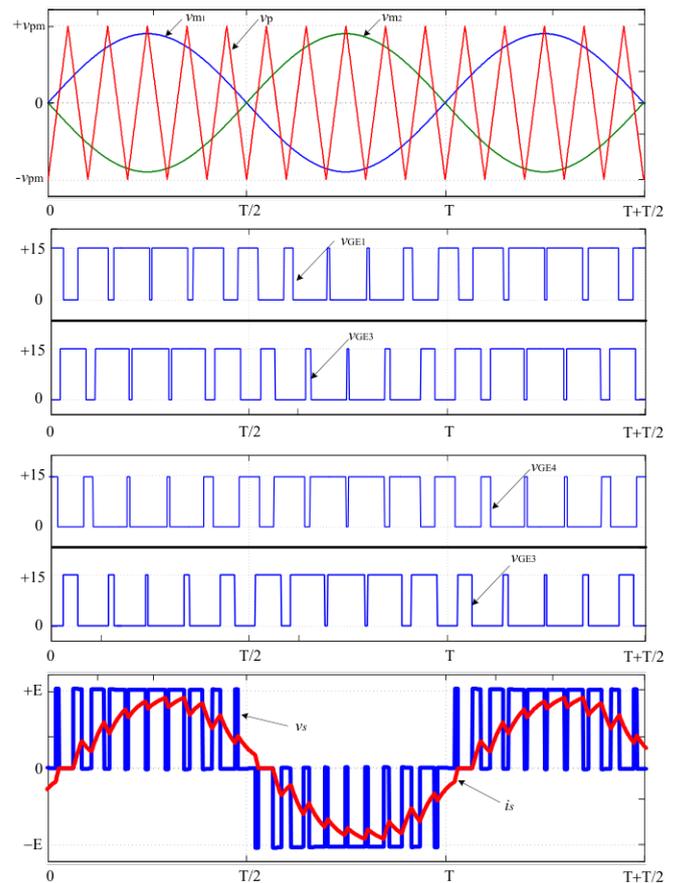


Fig. III.11 Formes d'onde de la tension de charge (v_{ref} =sinusoïde).

III.2 Principe de fonctionnement d'un onduleur triphasé :

On considère le montage de la Fig. III.12, c'est un montage à six cellules de commutations.

a) Commande 180°

Dans cette commande, chaque interrupteur électronique est fermé pendant une demi-période. La commande de chaque bras est décalée de 120°. Les tensions simples v_{an} , v_{bn} et v_{cn} ont la même forme que la tension v_s obtenue avec la commande symétrique par contre les v_{ab} , v_{bc} et v_{ca} ont la même forme que la tension v_s obtenue avec la commande décalée. Ce décalage correspond à la suppression de l'harmonique trois et ses multiples.

Généralement cette commande est utilisée pour la commande d'un onduleur de tension.

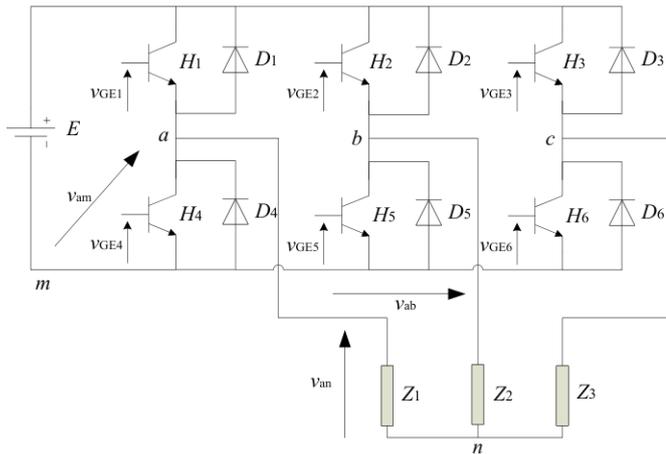


Fig. III.12 Circuit d'un onduleur de tension triphasé.

Nous supposons que le système triphasé est purement sinusoïdal et équilibré, on a :

$$Z \times i_a + Z \times i_b + Z \times i_c = 0$$

$$\Leftrightarrow v_a + v_b + v_c = 0$$

Les tensions simples peuvent s'exprimer à partir de la loi des mailles comme suit :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{am} - v_{nm} \\ v_{bn} = v_{bm} - v_{nm} \\ v_{cn} = v_{cm} - v_{nm} \end{cases}$$

Tenant compte de la première équation, la tension masse-neutre s'écrit comme suit :

$$v_{nm} = \frac{v_{am} + v_{bm} + v_{cm}}{3}$$

Sachant que les tensions phase-masse peuvent s'écrire en fonction des fonctions de connexions comme suit :

$$\begin{cases} v_{am} = S_a \times E \\ v_{bm} = S_b \times E \\ v_{cm} = S_c \times E \end{cases}$$

Enfin, les trois tensions simples peuvent s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2 \times v_{am} - 1 \times v_{bm} - 1 \times v_{cm}}{3} \\ v_{bn} = \frac{-1 \times v_{am} + 2 \times v_{bm} - 1 \times v_{cm}}{3} \\ v_{cn} = \frac{-1 \times v_{am} - 1 \times v_{bm} + 2 \times v_{cm}}{3} \end{cases}$$

$$\Leftrightarrow \begin{cases} v_{an} = \left(\frac{2 \times S_a - 1 \times S_b - 1 \times S_c}{3} \right) \times E \\ v_{bn} = \left(\frac{-1 \times S_a + 2 \times S_b - 1 \times S_c}{3} \right) \times E \\ v_{cn} = \left(\frac{-1 \times S_a - 1 \times S_b + 2 \times S_c}{3} \right) \times E \end{cases}$$

Le système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = E \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Les formes d'ondes de la tension simple et composée sont illustrées sur la

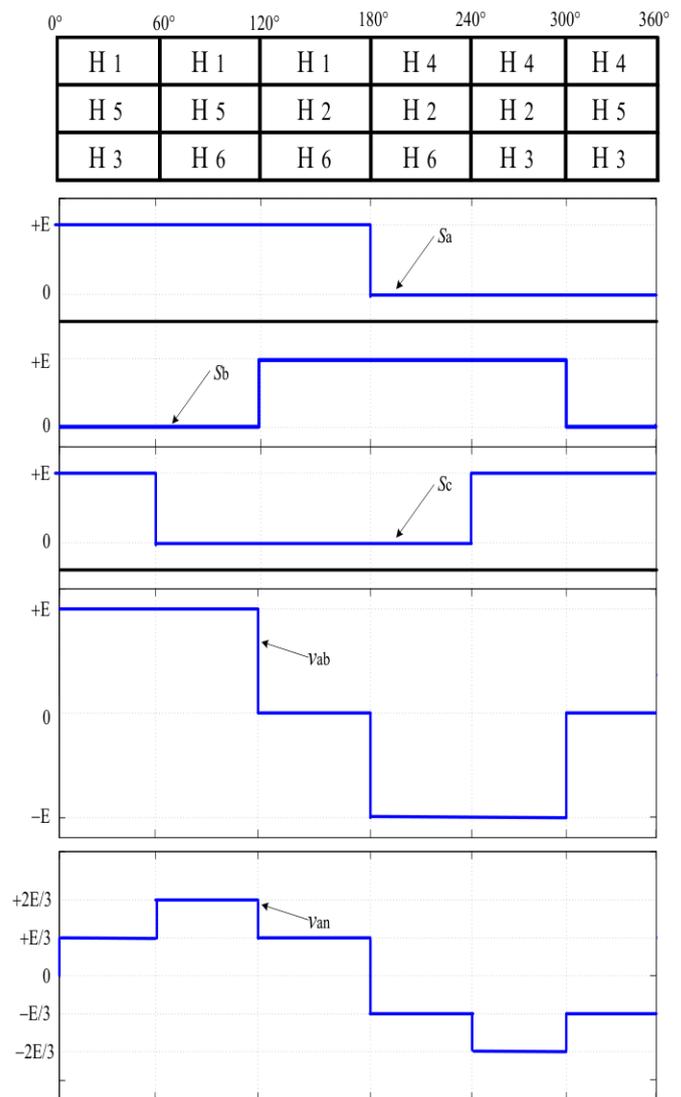


Fig. III.13 Formes d'ondes de la tension simple et composée.

b) Commande 120°

Dans cette commande, chaque interrupteur électronique est fermé pendant une durée de 120°. C'est une commande qu'est utilisée pour commander des onduleurs de courant.

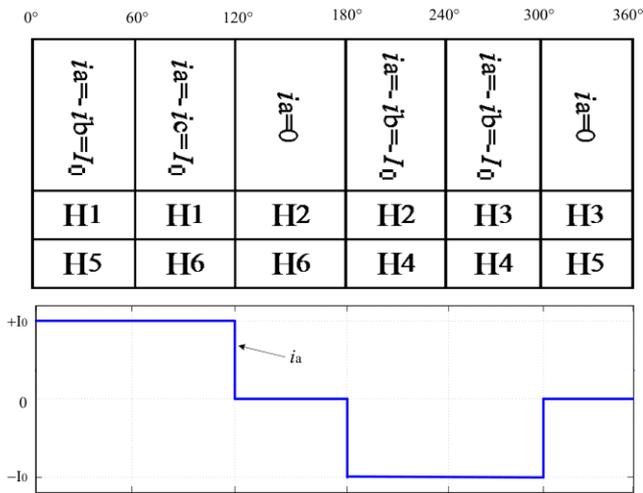


Fig. III.14 Formes d'ondes de la tension simple et composée.

c) MLI naturelle :

La commande MLI naturelle pour un onduleur triphasé consiste à comparer trois tension de référence $v_{a_réf}$, $v_{b_réf}$ et $v_{c_réf}$ appelées (modulantes) à une tension triangulaire v_{tr} appelée (porteuse) de fréquence élevée par rapport à la fréquence de la modulante (Fig. III.15).

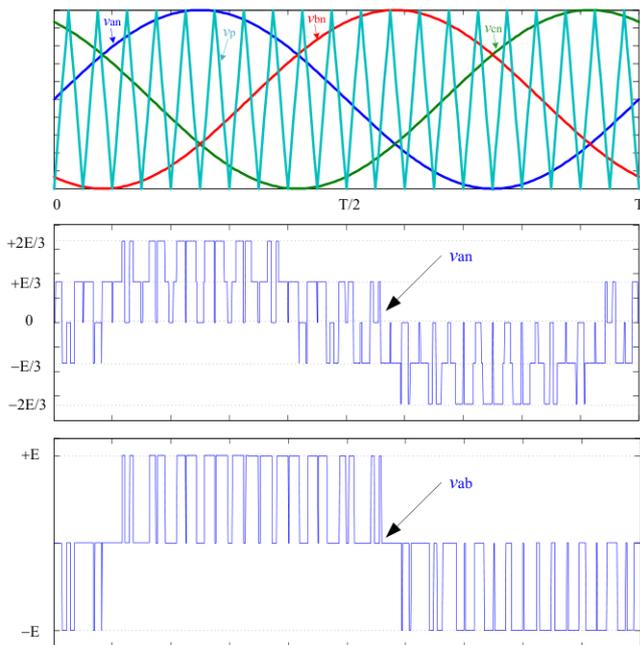


Fig. III.15 Formes d'ondes de la tension simple et composée dans le cas de la commande MLI naturelle.

d) MLI à injection d'harmoniques :

Le signal modulé est généré par injection d'harmoniques sélectionnées de l'onde sinusoïdale. Il en résulte une forme d'onde "plate" et une réduction de la sur-modulation. Il fournit une grande amplitude de l'harmonique fondamentale et une faible distorsion de la tension de sortie. Le signal modulé est généralement composé de :

$$v_m = 1.15 \sin \omega t + \frac{1.15}{3} \sin 3\omega t$$

Ce signal modulé avec la troisième d'harmonique est donné par la figure III.6. Il faut noter que l'injection de la troisième harmonique n'affecte pas la qualité de la tension de sortie fait

que l'onduleur triphasé ne contiendra pas des harmoniques de multiple de trois.

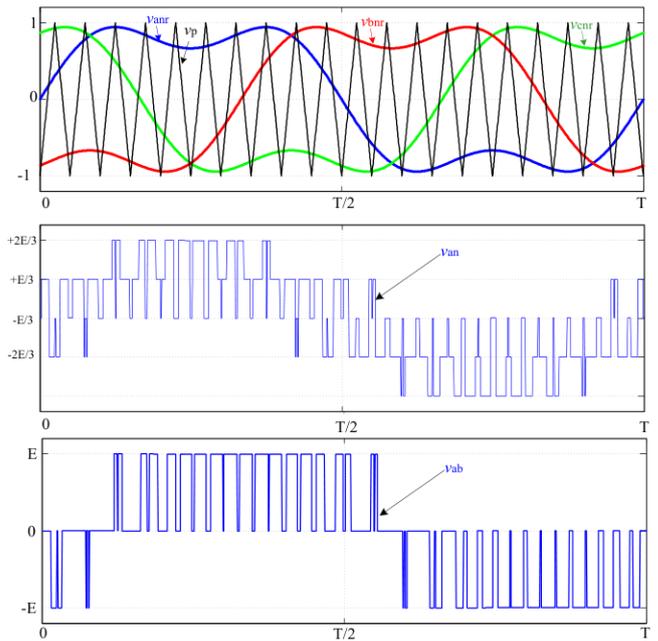


Fig. III.16 Formes d'ondes de la tension simple et composée dans le cas de la MLI à injection d'harmoniques.

e) MLI vectorielle :

Cette modulation est utilisée dans les commandes modernes des machines électriques pour obtenir des formes d'onde arbitraires non nécessairement sinusoïdales. Un onduleur triphasé à deux niveaux donne huit configurations de commutations possibles (Fig. III.17).

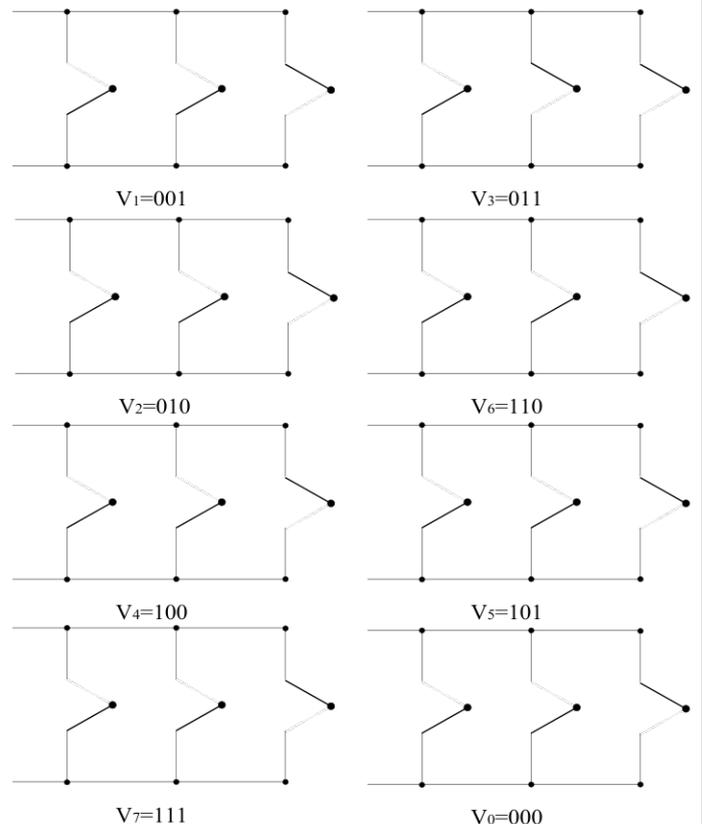


Fig. III.17 six vecteurs de l'onduleur et les deux vecteurs nuls.

Ces huit configurations de commutations (v_0 à v_8) peuvent s'exprimer dans le plan $\alpha\beta$ par 8 vecteurs de tensions, parmi ceux-ci deux sont nuls les autres sont répartis chacun tout les 60° formant ainsi six secteurs (triangles) (Fig. III.18).

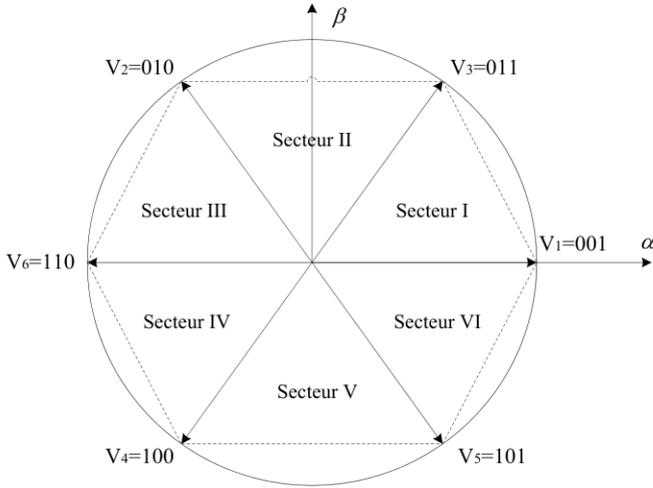


Fig. III.18 Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.

Avec une charge équilibrée les tensions aux bornes des enroulements peuvent s'exprimer à partir des tensions v_{am} , v_{bm} et v_{cm} par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Pour obtenir ces tensions dans le repère α, β , nous utiliserons la transformation de Concordia ci-dessous, ce qui pour les huit vecteurs de commutation de l'onduleur, fourniront les résultats du tableau II.1.

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix}$$

Tableau III.1 : Tensions pour un montage en étoile.

v_β	v_α	v_{cn}	v_{bn}	v_{an}	
0	0	0	0	0	v_0
0	$+\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2}{3}E$	v_1
$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$+\frac{1}{\sqrt{6}}E$	$-\frac{2}{3}E$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	v_2
$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2}{3}E$	$-\frac{E}{3}$	v_3
0	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}E$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2}{3}E$	v_4
$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{2}{3}E$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	v_5
$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$+\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2}{3}E$	$+\frac{E}{3}$	v_6
0	0	0	0	0	v_7

Cette commande considère l'ensemble les états de la tension en sortie des trois bras de pont comme un vecteur unique dans le plan $\alpha\beta$.

Dans ce plan, les vecteurs v_0 à v_7 définissent un domaine de tension à l'intérieur duquel doit se trouver le vecteur v_s . Les tensions à fournir à la charge peuvent s'exprimer dans le plan $\alpha\beta$ par le vecteur v_s .

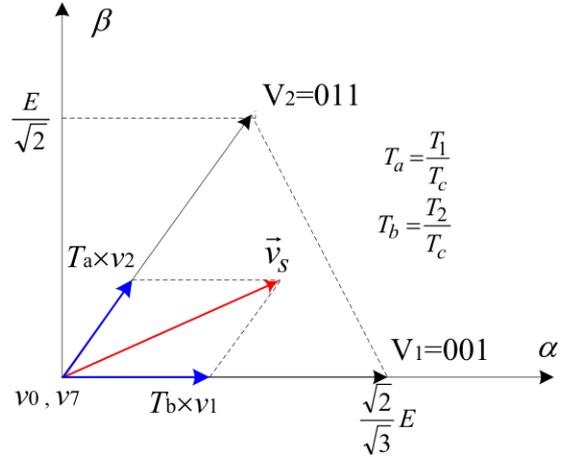


Fig. III.19 Représentation vectorielle du vecteur v_s dans le secteur I.

$$\begin{aligned} \vec{v}_s &= v_\alpha + jv_\beta = \frac{T_1}{T_c} \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_c} \vec{v}_2 \\ &= \frac{T_1}{T_c} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E (\cos(0) + j \sin(0)) + \frac{T_2}{T_c} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E (\cos(\frac{\pi}{3}) + j \sin(\frac{\pi}{3})) \end{aligned}$$

Après résolution nous obtenons :

$$\begin{aligned} T_1 &= \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E} \\ T_2 &= (\sqrt{2} v_\beta) \times \frac{T_c}{E} \end{aligned}$$

Tableau III.2 : Tensions pour un montage en étoile.

$i=1$	$i=2$
$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$	$T_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$
$T_2 = (\sqrt{2} v_\beta) \times \frac{T_c}{E}$	$T_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$
$i=3$	$i=4$
$T_3 = (\sqrt{2} v_\beta) \times \frac{T_c}{E}$	$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$
$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$	$T_5 = -(\sqrt{2} v_\beta) \times \frac{T_c}{E}$
$i=5$	$i=6$
$T_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$	$T_6 = -(\sqrt{2} v_\beta) \times \frac{T_c}{E}$
$T_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha - \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$	$T_7 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_\alpha + \frac{1}{\sqrt{2}} v_\beta \right) \times \frac{T_c}{E}$

Dans le but de traduire ces temps d'application des deux vecteurs en rapport cycliques de commutation, nous posons :

$$\hat{v}_\alpha = \sqrt{2} \frac{v_\alpha}{E}$$

$$\hat{v}_\beta = \sqrt{2} \frac{v_\beta}{E}$$

On aura alors :

$$T_a = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{v}_\alpha - \frac{1}{2} \hat{v}_\beta \right)$$

$$T_b = \hat{v}_\beta$$

$$T_n = 1 - T_a - T_b$$

T_n représente le rapport cyclique des deux vecteurs nuls v_0 et v_7 .

Dans le cas où la modulation choisie est celle où les impulsions sont centrées par rapport à la période de commutation les chronogrammes dans le cas du secteur I sont représentés dans la Fig. III.20

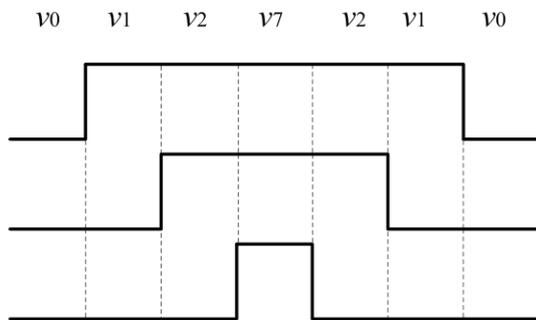


Fig. III.20 Exemple d'application des vecteurs dans le secteur I.

Les tensions de référence sont les tensions simples désirées (figure III.21).

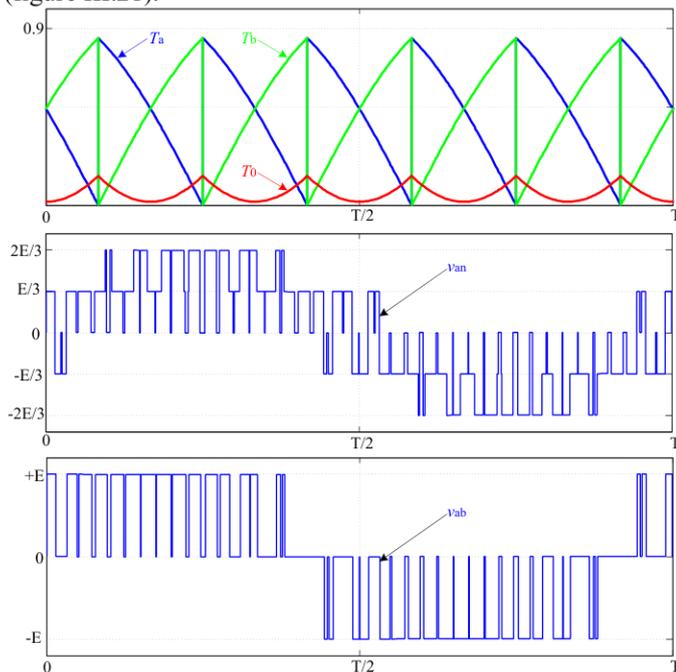


Fig. III.21 Formes d'ondes de la tension simple et composée dans le cas de la MLI vectorielle.

2. CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre les différentes techniques de modulation utilisées pour la commande des onduleurs monophasés et triphasés.

Chapitre 5. Convertisseurs courant alternatif - courant alternatif

(3 semaines)

Gradateur monophasé (charges R, L), gradateur triphasé (charges R, L), les gradateurs (variateurs de courant continu), cyclo convertisseurs.

Conversion alternative- alternative
Gradateurs

V.1 Introduction

On désigne sous le nom de gradateurs tous les convertisseurs statiques qui, alimenté sous une tension sinusoïdale, il donne à sa sortie une tension alternative :

- de même fréquence que la tension d'entrée;
 - de valeur efficace réglable.
- **Structure** : il est constitué par une ensemble de deux thyristors connectés en parallèle inverse (ou en triac) placé entre la source et le récepteur.

Les deux thyristors doivent être commandés avec le même angle de retard α pour obtenir une tension alternative (valeur moyenne nulle).

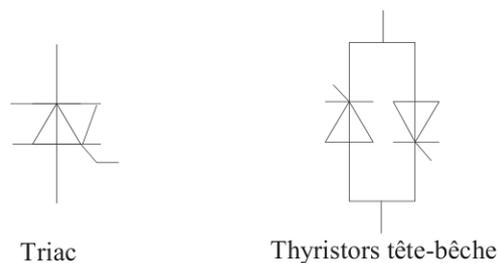


Figure 5.1: Symbole

➤ Commande des thyristors

Deux modes de commande de l'énergie transférée à la source sont possibles :

- ✓ **commande par la phase**: la variation de la valeur efficace U est obtenue en agissant sur l'angle de retard α . Donc par cette commande on se base sur le transfert de tronçons de la sinusoïde d'une largeur variable qui dépend de α .
- ✓ **Commande par train d'onde** : les deux thyristors sont commandés plein onde pendant p périodes de la tension V puis sont bloqués pendant p' période, la variation de p/p' permet de commander la tension efficace.

N.B: cette deuxième commande est peu adaptée à la variation de vitesse aussi nous limiterons à présenter la première commande pour différents charge.

Il existe 2 types de gradateur :

- Gradateur monophasé ;
- Gradateur triphasé.

V.2 Gradateurs monophasés

V.2.1 Charge résistive

À partir d'un montage (figure 5.2), nous pouvons observer l'allure de la tension aux bornes de la charge.

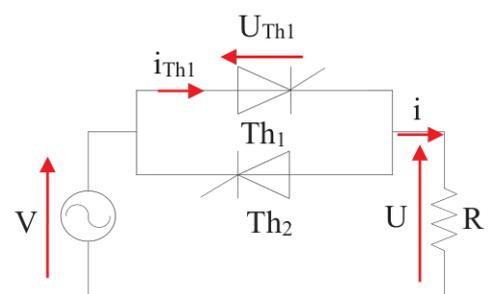


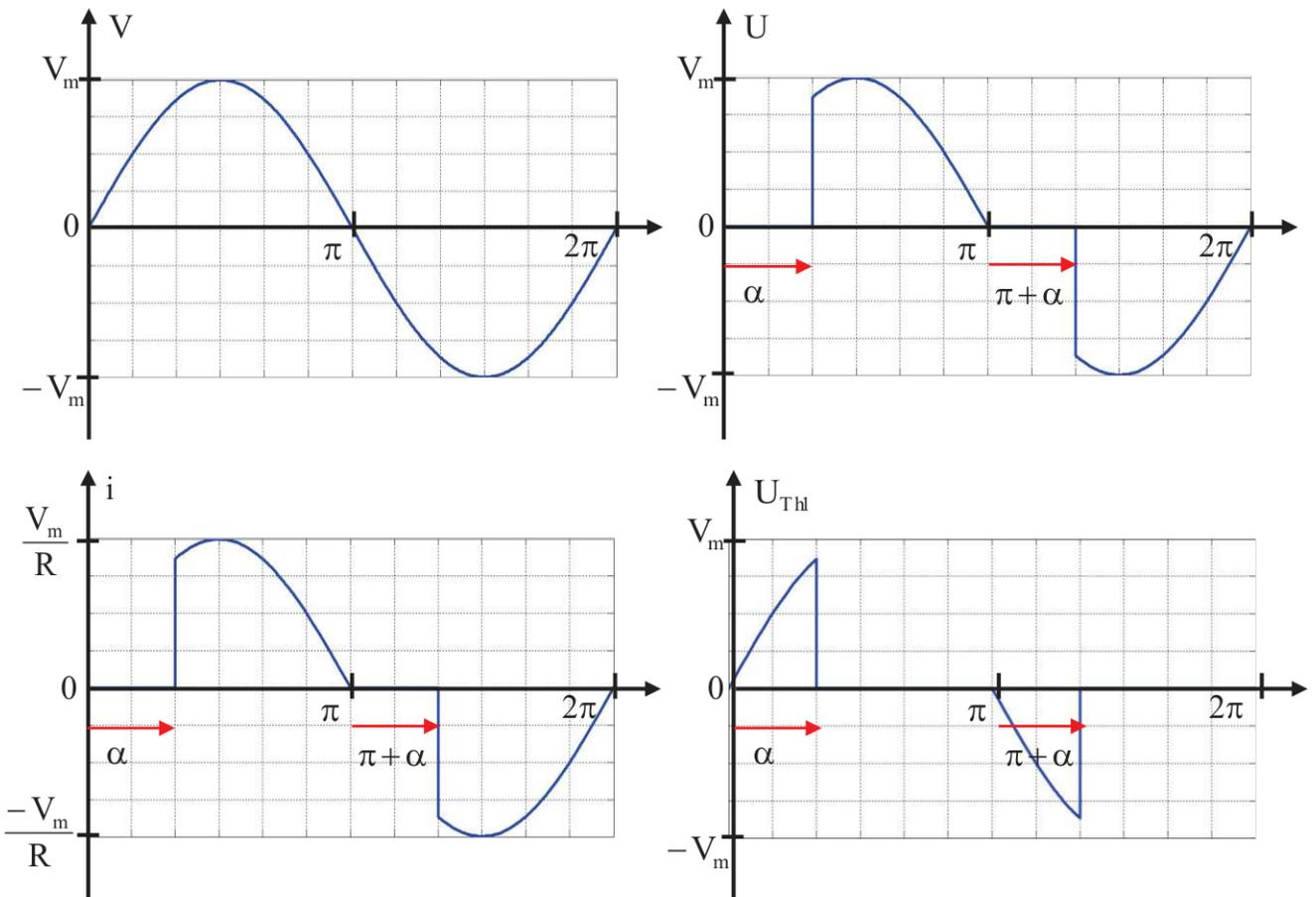
Figure 5.2: Schéma du gradateur monophasé (Charge résistive)

Le circuit est alimenté sous une tension alternative monophasée V ($V = V_m \sin(\omega t)$). Il comporte deux thyristors montés "tête-bêche" anti-parallèle (Th_1 et Th_2) et une charge résistive R .

a) Analyse du fonctionnement

Intervalles	$0 \rightarrow \alpha$	$\alpha \rightarrow \pi$
Thyristors passants	/	Th_1
Tension U	$U=0$	$U=V$
Courant i	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$
Tension aux bornes du thyristor Th_1	$U_{Th1}=V$	$U_{Th1}=0$

Intervalles	$\pi \rightarrow \alpha + \pi$	$\alpha + \pi \rightarrow 2\pi$
Thyristors passants	/	Th_2
Tension U	$U=0$	$U=V$
Courant i	$i = \frac{U}{R} = 0$	$i = \frac{U}{R} = \frac{V}{R}$
Tension aux bornes du thyristor Th_1	$U_{Th1}=V$	$U_{Th1}=0$



b) Valeur moyenne

$$U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U(t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_m \sin(\omega t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}+\alpha}^T V_m \sin(\omega t) dt \rightarrow U_{\text{moy}} = 0$$

$$i_{moy} = 0$$

c) Valeur efficace

$$U_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \rightarrow U_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\frac{T}{2}} V_m^2 \sin^2(\omega t) dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2+\alpha}}^T V_m^2 \sin^2(\omega t) dt \rightarrow$$

$$U_{eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

$$i_{eff} = \frac{V_m}{R\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}$$

V.2.2 Charge résistive et inductive

La charge résistive est remplacée par une charge à caractère inductif composée d'une résistance R et d'une inductance L, figure (5.3).

a) Analyse du fonctionnement

Même fonctionnement que précédemment sauf que l'instant d'extinction du courant de charge diffère du cas précédemment.

Expression de courant de charge : pendant la conduction des thyristors on a :

$$V = Ri + \frac{Ldi}{dt} = V_m \sin(\omega t) \Rightarrow i = Ae^{-\frac{R}{L}t} + I_m \sin(\omega t - \varphi)$$

Avec: $I_m = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}$, $\tan(\varphi) = \frac{L\omega}{R}$, $\omega t = \theta$,

$$A = ? \quad i\left(\frac{\alpha}{\omega}\right) = 0 \Rightarrow A = -I_m \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{R\alpha}{L\omega}}$$

Donc: $i = I_m \sin(\varphi - \alpha) e^{\frac{R\alpha}{L\omega}} e^{-\frac{R}{L}t} + I_m \sin(\omega t - \varphi) = I_m \sin(\varphi - \alpha) e^{-\frac{R}{L}\left(t - \frac{\alpha}{\omega}\right)} + I_m \sin(\omega t - \varphi)$

L'instant de blocage Th_1 est déterminé par l'équation: $i\left(\frac{\beta}{\omega}\right) = 0$,

Telle que : $\sin(\beta - \varphi) = \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{L}\left(\frac{\beta - \alpha}{\omega}\right)}$

Selon la nature de la charge (φ) on peut discuter 3 cas selon l'équation précédente.

- **1^{er} cas:** $\alpha > \varphi$: alors $\sin(\alpha - \varphi) > 0 \Rightarrow \sin(\beta - \varphi) > 0$ et $\beta - \varphi < \pi$.

Alors $\beta < \pi + \varphi < \pi + \alpha$ par suite Th_1 se bloque avant l'amorçage de Th_2 et on se trouve dans un fonctionnement normal du gradateur.

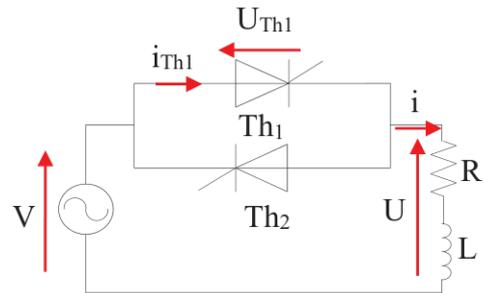
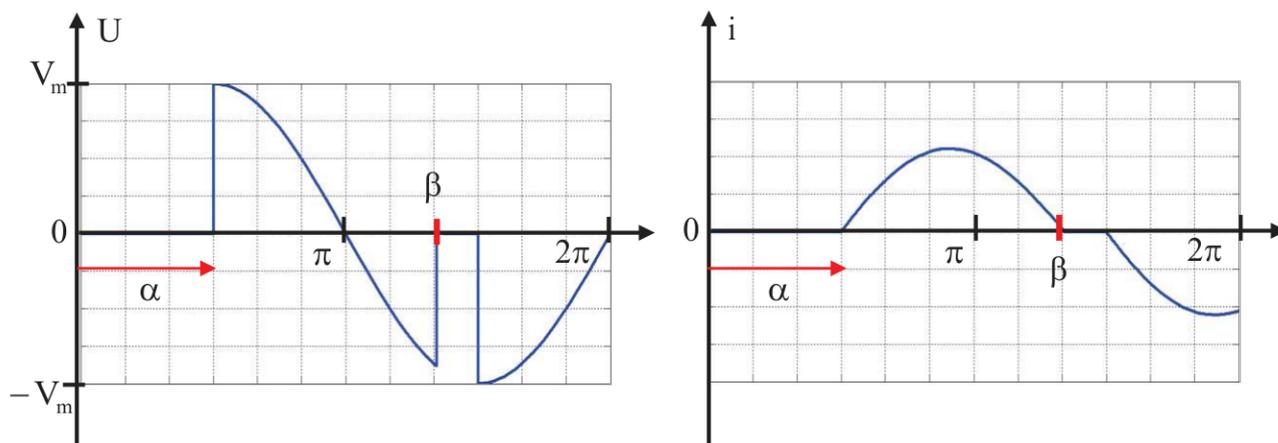
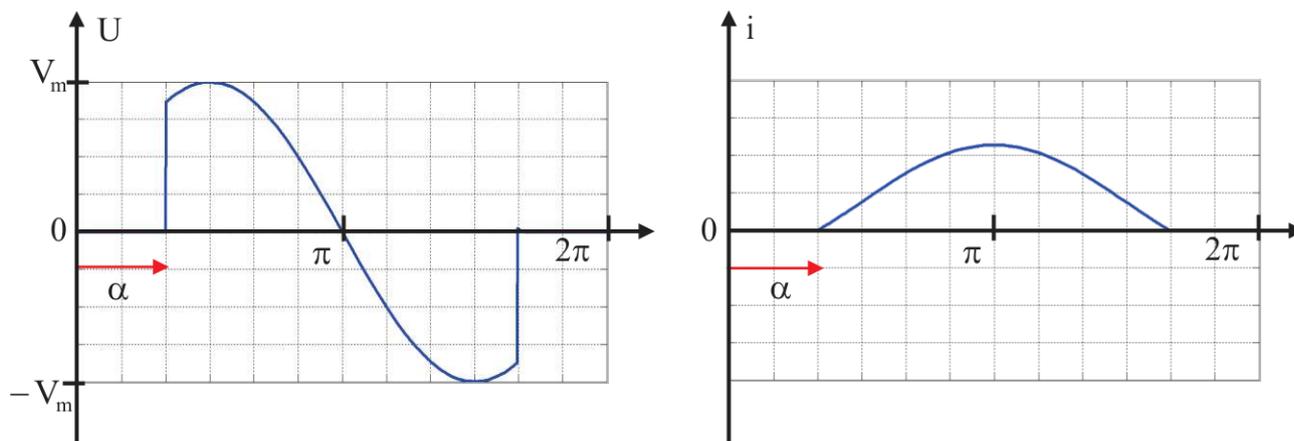


Figure 5.3: Schéma du gradateur monophasé (Charge résistive et inductive)



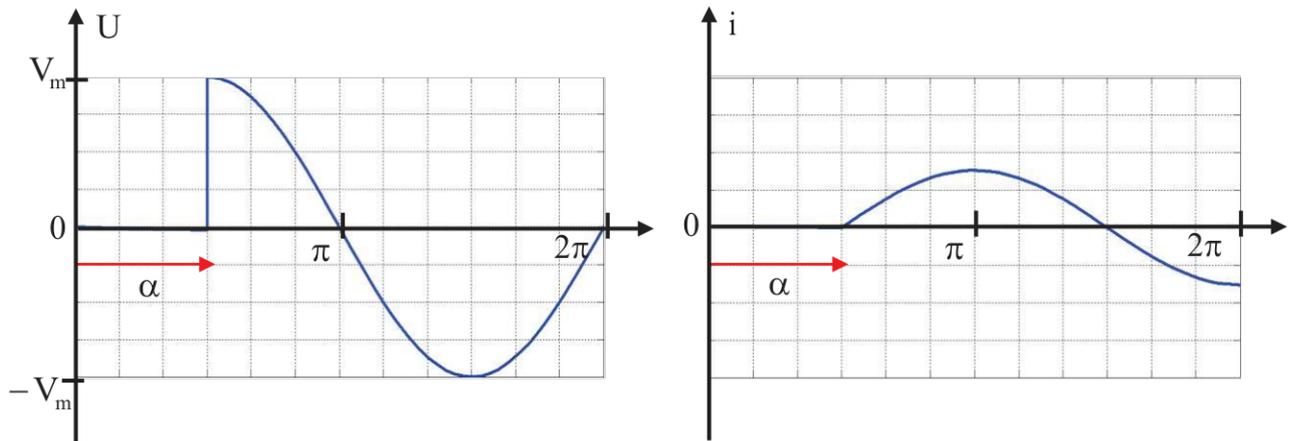
- **2^{ème} cas:** $\alpha = \varphi \Rightarrow \beta = \pi + \alpha$: chaque thyristor conduit une $\frac{1}{2}$ période et le gradateur fonctionne en pleine onde.
- **3^{ème} cas:** $\alpha < \varphi$ même raisonnement que précédemment et on trouve $\beta > \pi + \alpha$, Le fonctionnement du gradateur dépend de la nature des signaux appliqués aux gâchettes.
- **Impulsions de courte durée :**

Le thyristor Th_2 ne peut pas s'amorcer, le courant va s'annuler. Le thyristor Th_1 pourra être réamorcé à l'instant $T + \alpha$: les valeurs moyennes de la tension et de l'intensité de sortie ne sont pas nulles, le gradateur fonctionne en redresseur mono alternance.



- **Impulsions de longue durée :**

Le thyristor Th_2 s'amorce lorsque le courant devient négatif. Au bout d'un certain temps, le régime transitoire disparaît, le courant devient sinusoïdal: le gradateur se comporte comme un interrupteur fermé, l'action sur l'angle de retard à l'amorçage est inopérante tant que $\alpha < \varphi$.



V.3 Gradateur triphasé

En groupant 3 montages élémentaires monophasés, on constitue un gradateur triphasé qui sera largement utilisé dans l'industrie où les charges sont souvent triphasées. L'application principale de ce gradateur se situe au niveau du démarrage électronique des moteurs asynchrones. La loi de variation de la tension reste la même que dans le cas du montage monophasé.

V.3.1 Gradateurs triphasés tout thyristors

(en étoile)

V.3.1.1 Charge résistive

On choisit une représentation en étoile de l'alimentation et de la charge.

Il existe trois modes de conduction suivant la valeur de α :

- 1^{er} mode : $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}$
- 2^{ème} mode : $\frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$
- 3^{ème} mode : $\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}$

V.3.1.1.1 1^{er} mode : $0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}$

a) Analyse du fonctionnement

Ce mode est caractérisé par la conduction de 2 ou 3 éléments (thyristors).

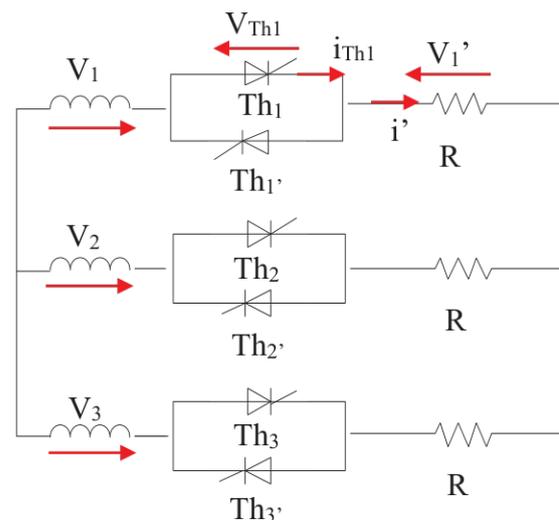
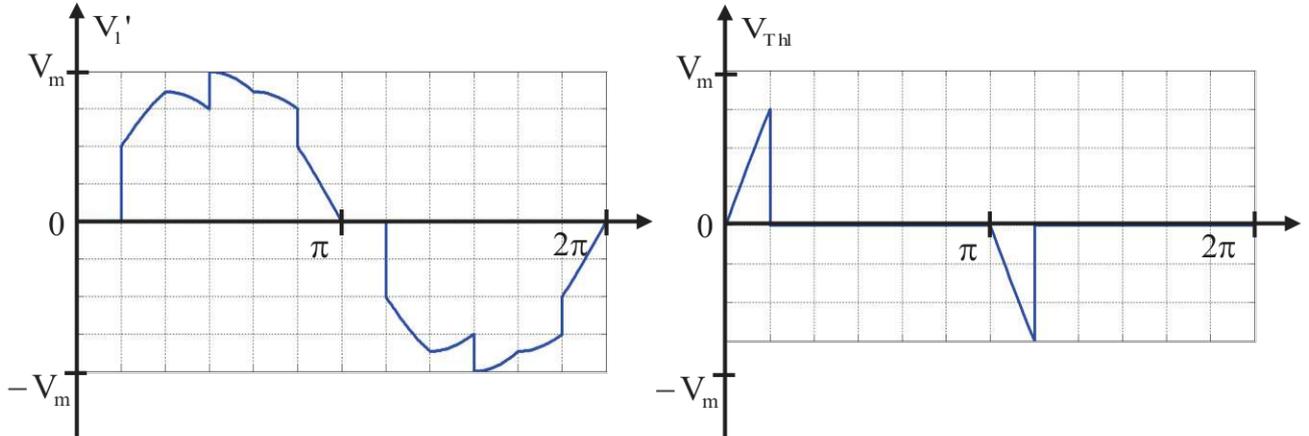


Figure 5.4: gradateurs triphasés tout thyristors (en étoile) (Charge résistive)

Intervalles	$\alpha \rightarrow \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \rightarrow \frac{\pi}{3} + \alpha$
Thyristors passants	Th ₁ , Th ₂ ' et Th ₃	Th ₁ et Th ₂ '
Tension (V ₁ ')	V ₁ ' = V ₁	$V_1' = \frac{V_1 - V_2}{2}$



- Exemple: $\alpha \rightarrow \frac{\pi}{6}$

Thyristors	Intervalles de conduction
Th ₁	$\alpha \rightarrow \pi$
Th ₁ '	$\pi + \alpha \rightarrow 2\pi$
Th ₂	$\frac{2\pi}{3} + \alpha \rightarrow \frac{5\pi}{3}$
Th ₂ '	$0 \rightarrow \frac{2\pi}{3}$ et $\frac{5\pi}{3} + \alpha \rightarrow 2\pi$
Th ₃	$\frac{4\pi}{3} + \alpha \rightarrow 2\pi$ et $0 \rightarrow \frac{\pi}{3}$
Th ₃ '	$\frac{\pi}{3} + \alpha \rightarrow \frac{4\pi}{3}$

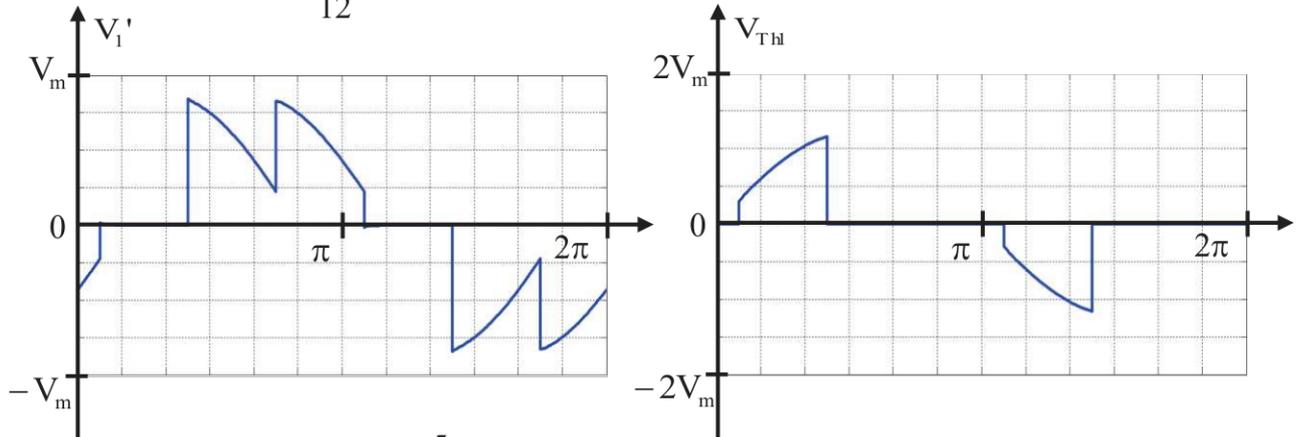
V.3.1.1.2 2^{ème} mode : $\frac{\pi}{3} \leq \alpha < \frac{\pi}{2}$

a) Analyse du fonctionnement

Ce mode est caractérisé par la conduction de 2 éléments (thyristors).

Intervalles	$\alpha \rightarrow \frac{\pi}{3} + \alpha$
Thyristors passants	Th ₁ , Th ₂ '
Tension (V ₁ ')	$V_1' = \frac{V_1 - V_2}{2}$

• Exemple: $\alpha \rightarrow \frac{5\pi}{12}$



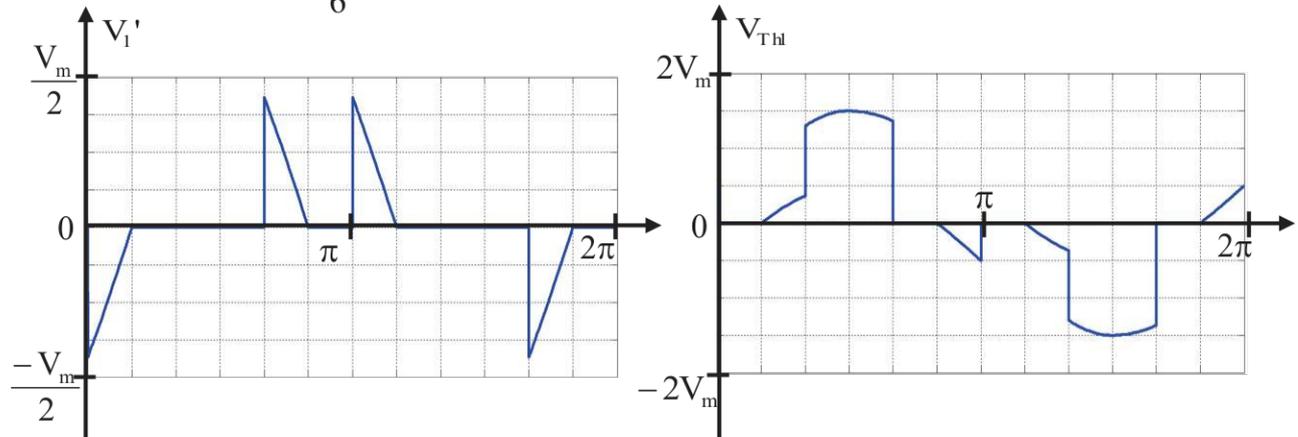
V.3.1.1.3 3^{ème} mode : $\frac{\pi}{2} \leq \alpha < \frac{5\pi}{6}$

a) Analyse du fonctionnement

Ce mode est caractérisé par la conduction de 0 ou 2 éléments (thyristors).

Intervalles	$\alpha \rightarrow \frac{5\pi}{6}$	$\frac{\pi}{3} \rightarrow \frac{\pi}{3} + \alpha$
Thyristors passants	Th ₁ et Th ₂ '	aucun thyristor
Tension (V_1')	$V_1' = \frac{V_1 - V_2}{2}$	$V_1' = 0$

• Exemple: $\alpha \rightarrow \frac{4\pi}{6}$

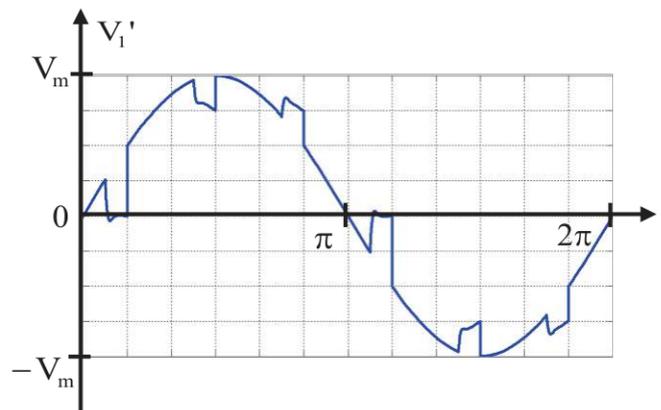


V.3.1.2 Charge résistive et inductive

La charge est formée par une résistance R en série avec une inductance L.

N.B: le mode 2 ne peut pas exister pour ce type de récepteur.

Exemple: 1^{er} mode $\alpha \rightarrow \frac{\pi}{6}$



V.3.2 Différents couplages des gradateurs

Diverses structures sont utilisées suivant le couplage de la charge, le couplage des interrupteurs, le choix des interrupteurs. Parmi les structures les plus utilisées, citons :

- La structure **S1** comporte une charge équilibrée couplé en étoile avec deux thyristors tête-bêche par phase.
- La structure **S2** comporte une charge équilibrée couplé en triangle avec deux thyristors tête-bêche par phase.
- La structure **S3** est formée des trois gradateurs monophasés couplés en triangle.
- La structure **S4** dite "économique" dérivée de la structure S1 en supprimant les thyristors de la phase 3.

On trouve également des structures **mixtes**, obtenues avec les structures **S1**, **S2** ou **S3** en remplaçant les thyristors Th_1' , Th_2' et Th_3' par trois diodes.

V.3.3 Critères de choix d'un gradateur triphasé

Aux moyennes et fortes puissances, le critère prépondérant est généralement la forme d'onde de courant. Deux options sont alors possibles :

- **Harmoniques injectés dans le réseau** : la structure S3 est celle qui donne le moins de puissance déformante. La structure S1 peut aussi être utilisée bien que donnant de 1,5 à 2 fois plus de puissance déformante car la tension par redresseur est plus faible et donne des variantes simplifiant la commande, par exemple en branchant les redresseurs après la charge ce qui permet dans le cas de triacs d'avoir une référence de commande commune sur le neutre du gradateur. Le gradateur mixte est alors à proscrire.
- **Harmoniques dans la charge** : lorsque le gradateur alimente un moteur, il est important de réduire les harmoniques du courant charge qui créent des couple parasites. Dans ce cas, on peut adopter la structure S1 ou S3, le choix se faisant suivant les valeurs de la tension et du courant (S1 si forte tension réseau, S3 si fort courant réseau).

Pour les montages de faible puissance alimentant des récepteurs passifs, la présence d'harmonique n'est plus un critère de choix. En général on utilise la structure S1 en utilisant toutes les variantes possibles (thyristors après la charge, groupement en triangle des thyristors en aval de la charge ...). En raison du déséquilibre des courants, la structure S4 est rarement utilisée.

V.4 Cyclo convertisseurs

V.4.1 Principe

La figure 5.5 donne le schéma de principe d'un cycloconvertisseur triphasé. Chaque phase du récepteur est alimentée par l'une ou l'autre des tensions redressées fournies par les deux redresseurs, montés en parallèle inverse, à la sortie desquels elles sont placées.

BIBLIOGRAPHIE

BIBLIOGRAPHIE

OUVRAGES ET DOCUMENTS TECHNIQUES

R. Chauprade, «Electronique de puissance 1», Commande des moteurs à courant continu, Eyrolles, PARIS, 1984.

Dalila Sator-Namane, «Machines à courant alternatif», Edition Ellipses, 2010.

G. Seguiet, F. Notelet, « Electrotechnique industrielle», Lavoisier, 2ème Ed., PARIS, 1996.

G. Seguiet, « L'Electronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications », Dunod, 5ème Ed., PARIS, 1985.

G. Seguiet, R. Baussière, F. Labrique, « Electronique de puissance, Structure, fonctions de base, principales applications », Dunod 2004.

M. Pinard, Commande électronique des moteurs électriques, DUNOD, 2ème Ed., 2007

H. Bühler, « Conception des systèmes automatiques », Presses polytechniques romandes, 1988.

P. Mayé, Moteurs électriques industriels, DUNOD, 2ème Ed., 2011

R. Chauprade, «Electronique de puissance 2», Commande des moteurs à courant alternatif, Eyrolles, PARIS, 1984.

D. Bareille, J.P. Daunis, « Electrotechnique, Transformateurs et machines tournantes », Dunod, PARIS, 2006.