

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOULOUUD MAMMARI, TIZI – OUZOU**



**FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE
DEPARTEMENT : ELECTRONIQUE**

Polycopié de cours

Auteur : Mr ALOUACHE Djamal

Electronique de puissance

2020

Avant propos

Ce polycopié de cours « d'électronique de Puissance» a été réalisé au sein du département d'électronique, est destiné aux étudiants de 3ème Année licence électronique il est aussi recommandé aux étudiants préparant leur mastère en électronique (instrumentation, énergie renouvelable).

L'électronique de puissance est une matière du génie électrique qui consiste à l'étude et à la réalisation des convertisseurs statiques qui sont utilisés pour convertir la forme d'énergie électrique et permettre ainsi d'adapter les différentes sources d'énergies aux besoins des récepteurs électriques avec un rendement maximum.

Dans ce polycopié de cours est traité les différents composants d'électronique de puissance et les convertisseurs statiques permettant d'agir sur la forme de l'énergie électrique.

Nous avons structuré ce polycopié en 4 chapitres:

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les différents composants à semi-conducteurs de puissance ainsi que leurs caractéristiques en régime de commutation.

Les principaux montages utilisés pour redresser des signaux alternatifs monophasés et triphasés sont détaillés dans le deuxième chapitre.

Les Hacheurs ou les convertisseurs continu/continu utilisés pour convertir des signaux issus des sources d'énergie continues fait l'objet du troisième chapitre

Les gradateurs ou les convertisseurs alternatif/alternatif utilisés pour convertir des signaux issus des sources d'énergie alternative sont présentés dans le quatrième chapitre.

SOMMAIRE

Introduction	1
---------------------------	---

Chapitre 1 : Description et caractérisation d'éléments de puissance

1.1 Préambule.....	2
1.2. Les semi-conducteurs de puissance :	2
1.2.1-la diode :	3
1.2.2 Le transistor :.....	4
1.2.3.1 Le transistor bipolaire BJT:.....	4
1.2.3.2 Le transistor MOSFET de puissance (UJT : UniJonction Transistor).....	5
1.2.3.3 Transistor IGBT:.....	6
1.2.3 Le Thyristor	6
1.2.4 Thyristor GTO (Gate Turn Off) (Blocage par la Gâchette).....	8
1.2.4.1 Amorçage du Thyristor	8
1.2.4.2. Extinction du Thyristor :.....	8
1.2.6 TRIAC: (TRIode for Alternative Current).....	9
1.3 Choix des composants de puissance.....	10

Chapitre 2 : Convertisseur Alternatif/continu AC/DC

2.1 Préambule.....	11
2.2 Les Grandeurs caractéristiques des montages redresseurs.....	11
2.3 -Redresseurs monophasés non commandés.....	13
2.3.1 Redresseur Monophasé simple alternance.....	14
2.3.2 Redresseur monophasé non commandé double alternance.....	19
2.4 Redresseurs commandés monophasés.....	24
2.4.1 Redresseur Monophasé simple alternance.....	24
2.4.2 Redresseur Monophasé double alternance.....	28
1-En utilisant un transformateur à point milieu :.....	28
2- Double alternance tout thyristor :.....	30
3. Pont mixte monophasé.....	32
2.5 Redresseurs triphasés non commandés.....	36
2.5.1 Redresseurs triphasés simple alternance : montage P3.....	38
2.5.2 Redressement parallèle double ou en pont : montage PD3.....	41
2.5.3 Redressement Montage séries (S3).....	43

2.6 Redresseurs triphasés commandés.....	45
2.6.1 Le redressement triphasé simple alternance.....	45
2.6.2 Redressement parallèle double ou en pont : montage PD3.....	47
2.6.3 Redressement Montage séries (S3).....	50

Chapitre 3 : Convertisseur continu /continu DC/DC

3.1. Préambule :.....	52
3.2-Hacheurs série (abaisseur de tension) :.....	52
3.2.1 Charge Eet L	52
3.2.2 Charge E,L et R	55
3.2.3 Charge L et R :.....	57
3.3 Hacheur parallèle (Elévateur ou survolteur)	58
3.4 Hacheurs réversibles	60
<i>Rappel sur les machines à courant continu et sa réversibilité</i>	60
3.5 Hacheurs réversibles en courant (2 quadrants).....	63
3.6 Hacheurs réversibles en tension (2 quadrants).....	65
3.7 Hacheur réversible en courant et en tension (hacheur 4 quadrants).....	66

Chapitre 4 : Convertisseur Alternatif/Alternatif AC/AC

4.1. Préambule.....	68
4.2. Gradateur à découpage de phase (à angle de phase).....	68
4.2.1 charge résistive	69
4.2.2 charge RL.....	70
4.3. Gradateur à trains d'ondes.....	72
4.4 Gradateur Triphasé :.....	73
 Références bibliographiques.....	 73

Introduction

L'énergie électrique fournie par les différentes sources électriques n'est pas directement adaptée aux différents récepteurs (charges) électriques, qui nécessitent parfois des tensions continues ou parfois alternatives avec des valeurs précises, par exemple l'énergie électrique du réseau électrique est essentiellement distribuée sous forme alternative, de fréquence 50 Hz et de valeur efficace $V_{eff}=220\text{V}$ (en monophasée ou triphasée) n'est pas compatible aux besoins des récepteurs électriques qui nécessitent une tension ou un courant continu.

L'objectif de la science appliquée en électronique de puissance est de convertir la forme de l'énergie des sources électriques à l'aide des convertisseurs électriques conçus pour s'adapter aux besoins électriques des récepteurs avec un rendement maximum.

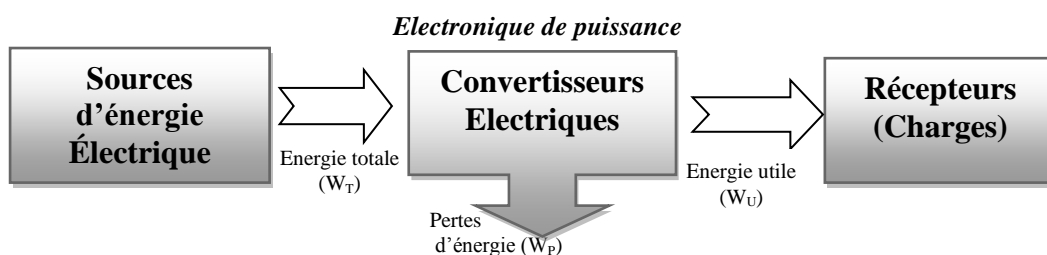


Figure : Conversion d'énergie et pertes

En effet, l'apparition des interrupteurs électroniques à base des semi-conducteurs de puissance tels que les Triacs, les Diodes, les Thyristors et les Transistors, a permis le déploiement des convertisseurs électriques statiques contrairement aux convertisseurs dynamiques qui utilisent des machines tournantes pour transformer la forme de l'énergie électrique.

La caractéristique principale de ces convertisseurs statiques basés sur l'utilisation des composants à semi-conducteur de types interrupteurs impose que la perte d'énergie dissipée théoriquement est nulle, soit la tension est nulle soit le courant est nul dans l'interrupteur à tout instant.

Dans ce polycopié nous détaillons trois convertisseurs statiques les plus répandus en électronique de puissance. Et avant d'aborder ces différents convertisseurs, il est important de donner un aperçu sur la description et la caractérisation des composants semi-conducteurs intégrés dans ces convertisseurs électriques.

Chapitre 1 :

Description et caractérisation d'éléments de puissance

1.1 Préambule

Les convertisseurs statiques traités en électronique de puissance sont constitués d'interrupteurs électroniques à base de semi-conducteurs. Un interrupteur électronique peut être formé par un seul semi-conducteur ou par plusieurs semi-conducteurs assemblés en série ou en parallèle. Ces semi-conducteurs (interrupteurs) permettent le transfert d'énergie tout en garantissant un rendement maximum. En effet, ces interrupteurs présentent une chute de tension nulle dans leurs états fermés (passant) et un courant nul dans leurs états ouverts (bloqués). De plus, une distinction est faite entre les interrupteurs non commandés et les interrupteurs commandés avec un circuit externe. On parlera alors des interrupteurs non commandés ou des interrupteurs commandés à l'ouverture et la fermeture.

1.2 Les semi-conducteurs de puissance :

Les différents types de semi-conducteurs (interrupteurs) utilisés dans les convertisseurs électriques sont regroupés en 3 catégories :

- **Interrupteurs non commandés** : l'ouverture et la fermeture de l'interrupteur sont assistées par le circuit de puissance (ex : la diode)
- **Interrupteurs commandés à la fermeture** : seule l'ouverture de l'interrupteur est assistée par le circuit de puissance (ex : Thyristor et le TRIAC)
- **Interrupteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture** :
 - Le Thyristor GTO (Gate Turn Off= Blocage par la gâchette)
 - Le Transistor Bipolaire à Jonction BJT (Bipolar-Junction-Transistors)
 - Le Transistor à effet champ MOSFET (Métal-Oxide -Semi Conducteur)
 - Le Transistor Bipolaire à grille isolée IGBT (Insulated-Gate-Bipolar-Transistors)

1.2.1-la diode :

La diode de puissance peut être considérée comme un interrupteur idéal non commandé. Elle est passante lorsque la tension est positive $V_{AK} > 0$ et elle se bloque lorsque son courant s'annule $I_{AK} = 0$. La diode est un composant passif utilisée essentiellement dans les convertisseurs AC/DC (montages redresseurs non commandés).

Symbole

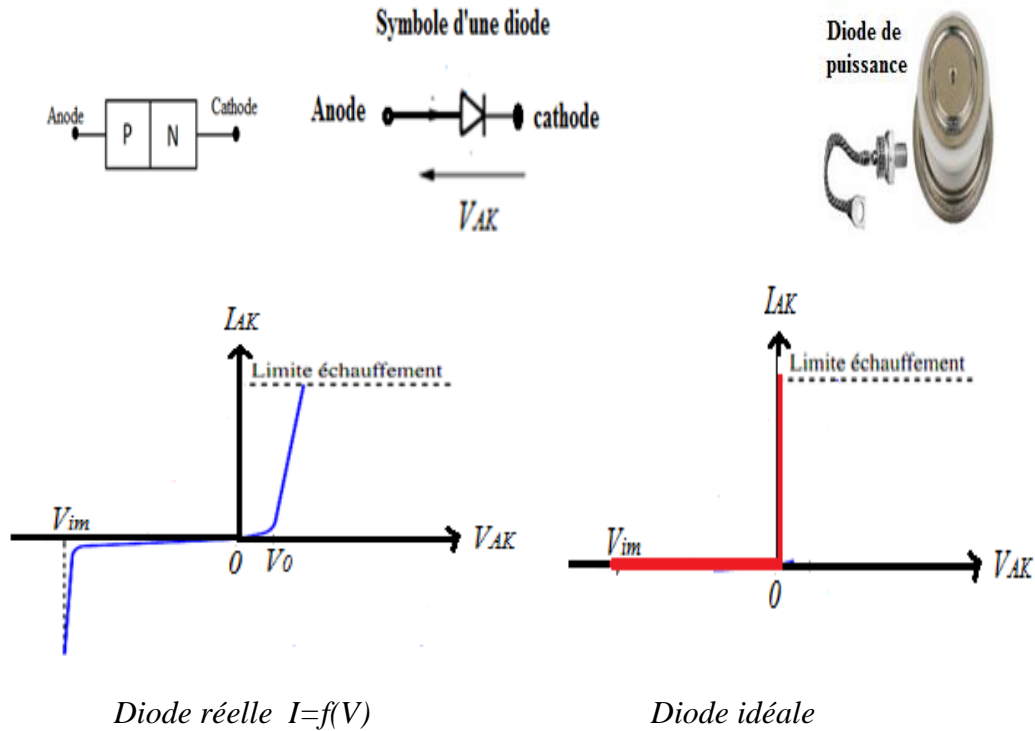


Figure 1.1 : caractéristiques d'une diode

Caractéristiques d'une diode de puissance:

Etat passant (diode alimentée en directe $V_{AK} > 0$)

- V_0 = tension de seuil (diode de puissance $V_0 = 0.7-1$) (cas idéal $V_0 = 0$)
- Une diode de puissance supporte des courants forts (1-7000A), des tensions élevées (200 à 5000V) et le temps de commutation est de l'ordre (50-100ns).

Etat bloqué (diode alimentée en inverse $V_{AK} < 0$)

- V_{im} = tension inverse maximale (claquage) une diode de puissance $V_{im} = -700 \dots$
- Courant de fuite en inverse faible (cas idéal égal 0).

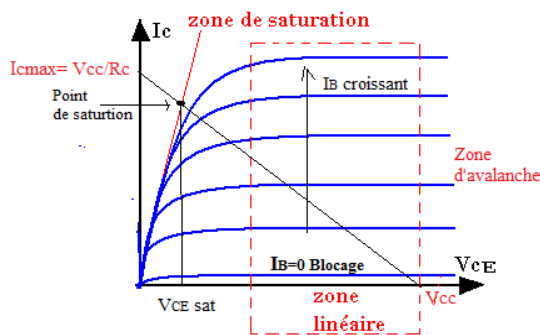
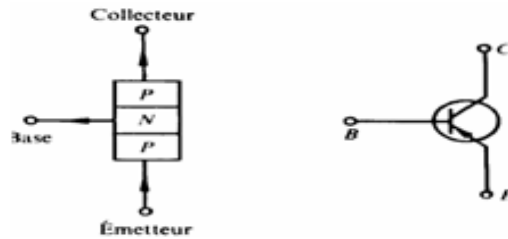
1.2.2 Les transistors :

Les transistors de puissance dérivent des transistors classiques d'électronique avec des caractéristiques particulières liées aux forts courant et aux fortes tensions qu'ils sont capables de soutenir. Les transistors de puissance sont utilisés dans les convertisseurs DC/DC.

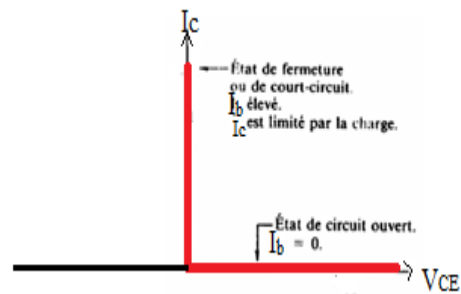
I.2.2.1 Le transistor bipolaire BJT:

Un transistor est un semi conducteur à 3 couches NPN (PNP) formant 2 jonctions. En commutation, le transistor est équivalent à un interrupteur fermé ou ouvert. L'ouverture et la fermeture sont commandées par le courant dans la Base (I_B). Le transistor bipolaire utilise donc une commande en courant.

Symbole



Caractéristiques BJT $I=f(V)$



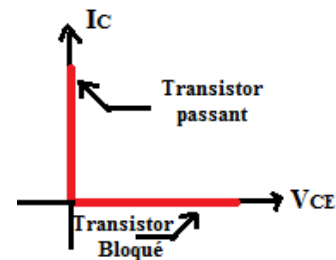
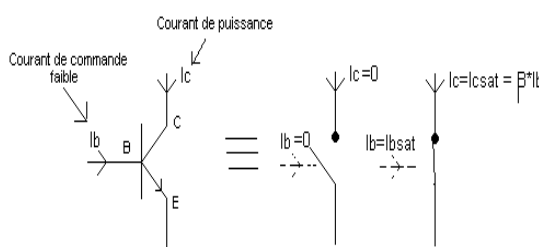
BJT idéal

Figure 1.2 : caractéristiques d'un transistor BJT

Fonctionnement

-Lorsqu'on injecte un courant I_B suffisant (I_{Bsat}) dans la base B, le transistor est dit « saturé », c'est-à-dire qu'il se comporte comme un interrupteur fermé : le courant I_C de puissance va pouvoir circuler du collecteur vers l'émetteur E.

-Lorsque le courant I_B est nul dans la base B, le transistor est dit « bloqué », c'est-à-dire qu'il se comporte comme un interrupteur ouvert : le courant $I_C=0$.



$I_B=0 \rightarrow I_C=0$ (transistor bloqué=commutateur ouvert).

$I_{Bsat} = I_{Csat} \rightarrow$ (Transistor saturé=commutateur fermé).

I.2.2.2 Le transistor MOSFET de puissance (UJT : UniJunction Transistor)

Dans le cas des Transistors MOSFET la commande se fait en tension : On agit sur V_{GS} (Grille-Source) pour saturer ou bloquer le transistor. C'est l'interrupteur le plus rapide à se fermer et à s'ouvrir.

Symbole

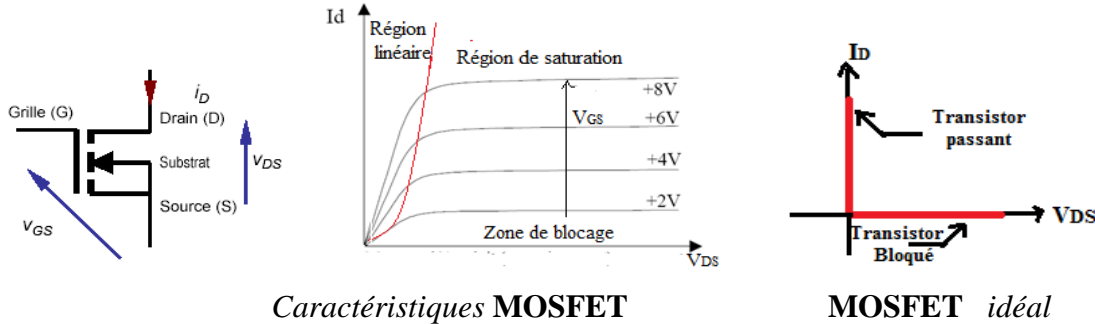
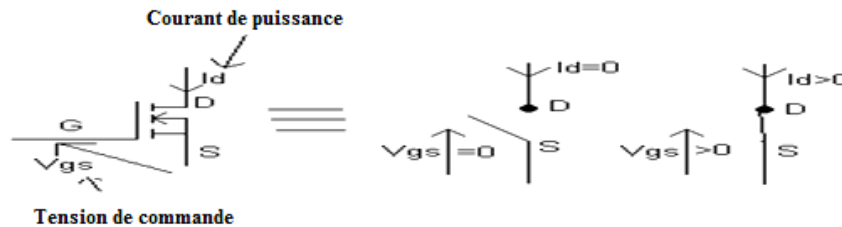


Figure : 1.3 caractéristiques d'un Transistor MOSFET

Fonctionnement du Transistor MOSFT (UJT)

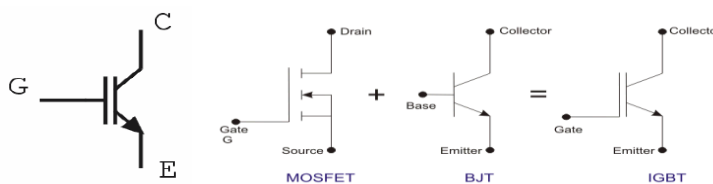
- Transistor bloqué (interrupteur ouvert) : état obtenu en annulant la tension V_{GS} de commande, procurant une impédance drain source R_{DS} très élevée, ce qui annule le courant de drain I_D . (La tension V_{DS} est fixée par le circuit extérieur)
- Transistor saturé (interrupteur fermé) : une tension V_{GS} positive rend la résistance R_{DS} très faible et permet au courant I_D de croître.



I.2.2.4 Transistor IGBT :

Le Transistor IGBT est l'assemblage entre le transistor bipolaire BJT et le transistor MOSFET. Cette association assure V_{CE} faible (0.7-1V) à l'état passant contrairement au MOS qui engendre une chute de tension élevée ($V_{DS}=15V$).

Symbole :



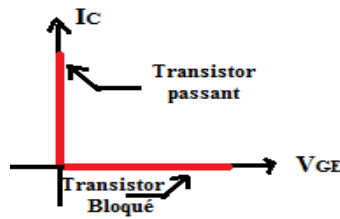


Figure : 1.4 caractéristiques d'un Transistor IGBT idéal

Fonctionnement.

Si $V_{GE} = 0 \rightarrow I_c = 0 \Rightarrow$ IGBT bloqué (ouvert)

Si $V_{GE} > 0 \rightarrow I_c > 0 \Rightarrow$ IGBT saturé (fermé)

I.2.3 Le Thyristor :

Un Thyristor est un semi-conducteur à 3 jonctions (4 couches PNPN) dont on peut commander la conduction, cela est identique à un interrupteur commandé à la fermeture.

Un thyristor comporte trois bornes : l'anode A, la cathode K et la gâchette G qu'il faut brancher dans un circuit de commande externe pour autoriser le passage de courant de l'anode vers la cathode (fermeture de l'interrupteur). Les thyristors sont utilisés notamment dans le convertisseur électrique AC/DC (Montages redresseurs commandés).

Symboles

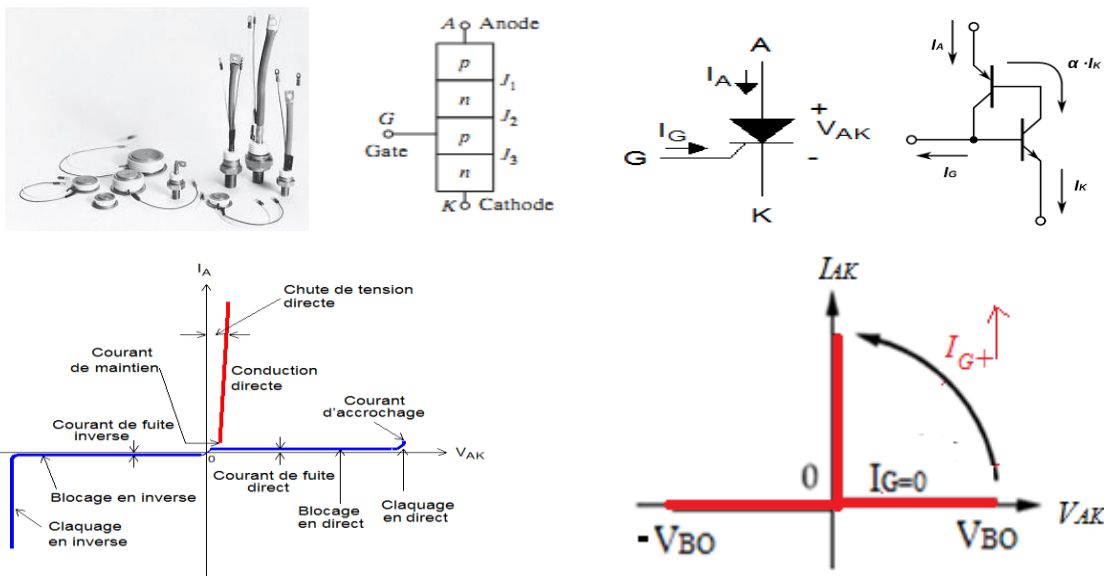


Figure : 1.4 caractéristiques d'un Thyristor réel (et idéal)

La fermeture est commandée par un courant injecté dans la gâchette I_G (une impulsion positive de courant I_G^+).

En l'absence de signal de commande (c'est-à-dire le courant I_G est nul), le thyristor est bloqué lorsque la tension V_{AK} est négative, il reste aussi bloqué si la tension V_{AK} devient positive.

Fonctionnement du thyristor:

Etat bloqué (Th alimenté en directe ou inverse)

-le Thyristor est bloqué (Ouvert) tant que la tension V_{AK} est négative, il reste bloqué quand V_{AK} devient positive.

-Tension $-V_{BO} < V_{AK} < 0 \Rightarrow$ Th bloqué (interrupteur ouvert)

-Tension $0 < V_{AK} < V_{BO}$ et pas d'impulsion sur la gâchette \Rightarrow Th bloqué (interrupteur ouvert)

Etat passant (Th alimenté en directe +amorçage)

-Si $0 < V_{AK} < V_{BO}$ et on applique une impulsion positive de courant dans la gâchette, le thyristor devient passant (fermé) dans ce cas il va se comporter comme une diode.

-le thyristor passe de l'état passant à l'état bloqué lorsque le courant directe I_{AK} s'annule dans le cas idéal, en réalité le thyristor se bloque c'est lorsque I_{AK} devient inférieur à une valeur faible appelée courant de maintien I_m de conduction.

Tension $0 < V_{AK} < V_{BO}$ + impulsion sur la gâchette \Rightarrow T conducteur (interrupteur Fermé, on dit aussi amorcé).

$\pm V_{BO}$:c'est une tension maximale inverse ou en directe que le thyristor peut soutenir (claquage)

I.2.4 Thyristor GTO (Gate Turn Off) (Blocage par la Gâchette)

Le thyristor GTO est un interrupteur commandé à la fermeture et à l'ouverture par un courant injecté dans la gâchette. Le courant peut être positif ou négatif, impulsion positive pour la fermeture de l'interrupteur et l'impulsion négative pour l'ouverture. Le thyristor GTO présente donc un gros avantage sur le thyristor « classique » qui est un interrupteur commandé uniquement à la fermeture. De plus, le Thyristor GTO peut être utilisé dans tous les convertisseurs électriques.

Symboles



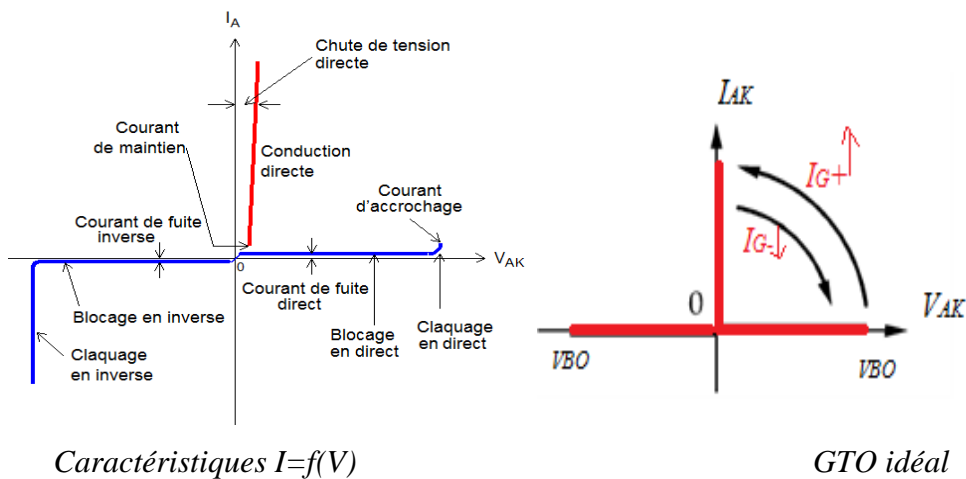


Figure 1.5 : caractéristiques d'un Thyristor GTO

Le tiret (la flèche) perpendiculaire dans la gâchette signifie que le courant injecté dans le circuit gâchette-cathode peut être positif ou négatif.

Fonctionnement du Thyristor GTO

Si $V_{AK} > 0$ + impulsion de courant positive sur I_{g+} => T GTO est passant (interrupteur fermé)

Si $V_{AK} > 0$ + impulsion e courant négative I_{g-} => GTO devient bloqué (interrupteur ouvert).

Si $V_{AK} <> 0$ sans le courant dans la gâchette le GTO reste bloqué.

I.2.4.1 Amorçage du Thyristor

L'amorçage du Thyristor est obtenu par une impulsion positive de courant I_{g+} dans la gâchette. Ensuite pendant la conduction la gâchette doit être alimentée de façon permanente par un courant de maintien, Ce courant permet de réduire la chute de tension directe à l'état passant aux bornes du thyristor.

I.2.5.3 Extinction du Thyristor:

Le désamorçage du thyristor peut se faire de deux façons :

-Par l'annulation de courant I_{AK}

-Par une impulsion négative dans la gâchette I_{g-} pour le thyristor GTO

Lorsque les thyristors (classique ou GTO) sont polarisés en inverse (ou en directe) ils sont caractérisés par une tension maximale ($\pm V_{BO}$) qu'ils peuvent soutenir. Au-delà de cette limite <tension maximale > le thyristor est détruit (claquage).

I.2.6 TRIAC: (TRIode for Alternative Current)

Contrairement au thyristor, Le triac peut être commuté à l'état passant par un courant de gâchette positif ou négatif de plus, il laisse passer le courant dans les 2 sens. Le triac est un interrupteur commandé bidirectionnel en courant, qu'on peut également réaliser en associant deux thyristors symétriques en tête-bêche (antiparallèle).

Symbole

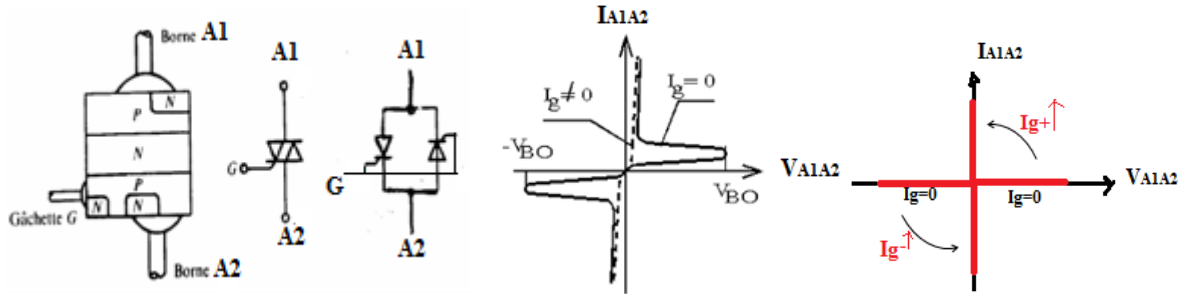


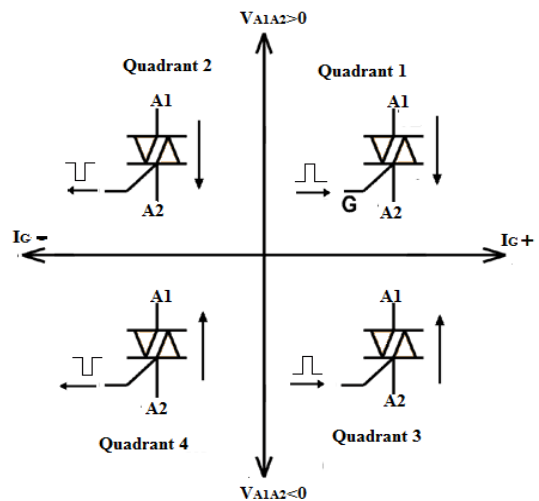
Figure : 1.6 caractéristiques d'un TRIAC

Fonctionnement :

Il existe 4 manières d'amorcer un Triac, On peut les représenter par 4 quadrants.

Ces 4 quadrants sont caractérisés par les signes des potentiels de gâchette et de l'anode A₂.

- 1- $I_G > 0 \Rightarrow$ le courant passe de A₂ vers A₁
- 2- $I_G < 0 \Rightarrow$ le courant passe de A₂ vers A₁
- 3- $I_G > 0 \Rightarrow$ le courant passe de A₁ vers A₂
- 4- $I_G < 0 \Rightarrow$ le courant passe de A₁ vers A₂



Remarque :

Les quadrants 1 et 3 sont les plus performants le courant de gâchette nécessaire à l'amorçage est le plus faible (10 mA). Le quadrant 4 nécessite un courant de gâchette élevé (100mA à éviter).

La chute de tension dans un TRIAC passant est de 1 à 1.2 V.

Si $V_{A2A1} = \pm V_{BO}$ claquage \rightarrow Amorçage accidentel.

Exemple d'application

Le Triac raccordé au secteur monophasé permet de réaliser :

- un gradateur (variateurs) de lumière pour les ampoules (charge-non inductive)
- les variateurs de vitesse pour les moteurs des appareils électroménagers.

1.3 Choix des composants :

Généralement le choix des composants à semi-conducteurs de puissance se fait en fonction de leurs limites par rapport à la fréquence et la puissance supportée. Les Zones approximatives (Puissance/Fréquence) d'utilisation des semi-conducteurs de puissance sont données par la figure suivante.

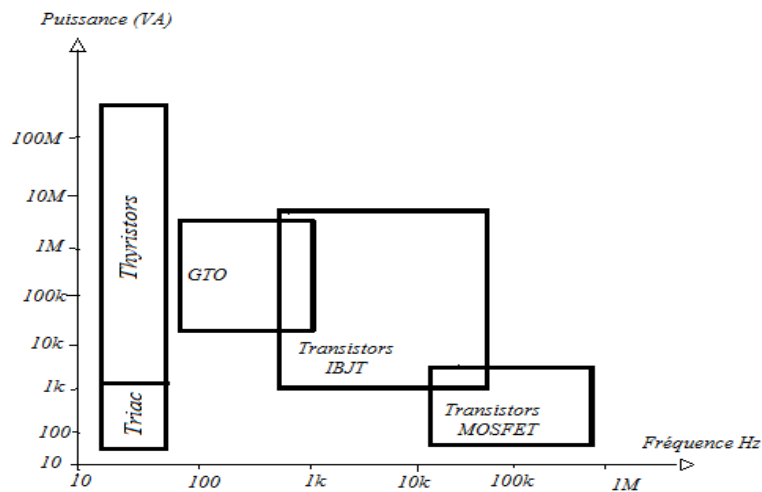


Figure : 1.7. Zones approximatives (Puissance/Fréquence) semi-conducteurs de puissance

En plus de relation puissance/ fréquences, le choix d'un composant en commutation est fixé aussi par : le système de commande, la nature du signal, la tension de blocage, la fréquence de commutation et le courant maximum à l'état passant.

En électronique de puissance, on s'intéresse essentiellement aux performances suivantes :

Composants De puissance	symbole	commande	source	blocage	Fréquence max	I Max Etat ON
diode		Non commandée	Alternative ≈	>10kV	élevée	élevée
Thyristor		On par I_{G+}	Alternative ≈	>10kV	Basses fréquence	5kA
Thyristor GTO		On/Off On par I_{G+} Off par I_{G-}	Alternative/ continue = / ≈	>10kV	<1khz	3kA
TRIAC		On par I_{G+} et On par I_{G-}	Alternative ≈	800V	Basses fréquence	50A
JBT		On/Off On par $I_B > 0$ Off par $I_B = 0$	Continue =	1.2kV	10khz	500A
MOSFET		On/Off On par $V_{GS} > 0$ Off par $V_{GS} = 0$	Continue =	600V	250khz	90A
IGBT (MOS)		On/Off On par $V_{GS} > 0$ Off par $V_{GS} = 0$	Continue =	>4.5kV	50khz	400A

Chapitre 2 :

Convertisseur Alternatif/continu AC/DC

2.1 Préambule

Les montages redresseurs, également appelés convertisseurs alternatif/continu consistent à convertir une tension ou un courant bidirectionnel (alternatif) en tension ou un courant unidirectionnel (continu). Ils sont essentiellement installés à la sortie des sources monophasées ou triphasées pour délivrer soit des sources continues réglables ou non réglables pour pouvoir alimenter des récepteurs polarisés. Dans les sources continues non réglables la valeur moyenne de signal de sortie est fixe, et dans le cas des sources continues réglables l'opérateur a la possibilité de régler la valeur moyenne de signal de sortie. Ces convertisseurs sont généralement utilisés soit pour alimenter directement un récepteur en continu à partir du réseau de distribution alternatif, soit pour alimenter un autre convertisseur.

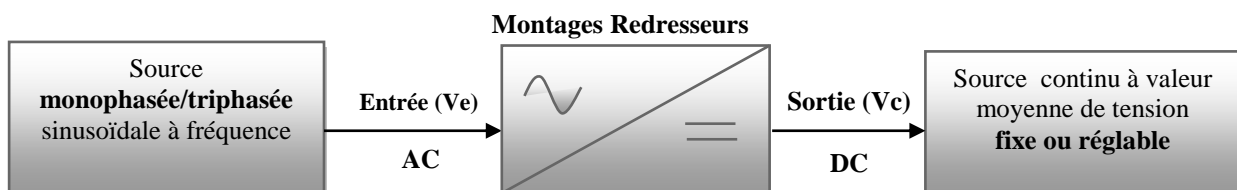


Figure. 2.1 Représentation des redresseurs

Etant donné que l'énergie électrique du réseau est distribuée sous forme de courant alternatif monophasé ou triphasé le convertisseur de type redresseur est le plus répandu dans la pratique. C'est pourquoi dans ce polycopié de cours une grande partie est réservée à l'étude des différents montages redresseurs.

2.2 Les Grandeurs caractéristiques des montages redresseurs

Les caractéristiques d'un signal redressé sont indispensables pour calculer et dimensionner un montage redresseur d'une application donnée. L'étude d'un montage redresseur porte sur :

➤ **La forme du signal redressé :**

Cette étape consiste à tracer la forme de la tension redressée V_c , en observant les semi-conducteurs (interrupteurs) dans leurs intervalles de conduction et de blocage.

➤ **La valeur moyenne de la tension redressée $V_{C_{moy}}$**

La valeur moyenne de la tension (courant) de sortie $V_{C_{moy}}$ est la grandeur la plus importante puisqu'elle représente la valeur continue désirée.

La valeur moyenne est définie comme suit sur une période T :

$$V_{C_{moy}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_C(t) \cdot dt$$

➤ **La valeur efficace de la tension redressée $V_{C_{eff}}$**

La valeur efficace d'un courant (tension) alternatif sinusoïdal correspond à la valeur d'un courant continu ou d'une tension continue qui produirait la même puissance sur une résistance pendant la période T. La valeur efficace est définie comme suit :

$$V_{C_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot T \int_0^T V_C(t)^2 dt}$$

➤ **facteur de forme**

Le facteur de forme est défini comme étant le rapport entre la valeur efficace de la tension redressée et la valeur moyenne de la tension redressée. La valeur de facteur de forme caractérise la tension redressée, plus cette valeur est proche de l'unité, plus la tension obtenue est voisine d'une grandeur continue.

Par définition, on nomme le facteur de forme, le rapport : $F = \frac{V_{C_{eff}}}{V_{C_{moy}}}$

➤ **Le taux d'ondulation**

Le taux d'ondulation c'est une grandeur utilisée aussi pour quantifier le lissage d'une tension redressée et surtout utilisé pour décrire l'ondulation du courant dans les montages hacheurs.

La tension redressée obtenue peut être considérée comme étant la somme de deux tensions :

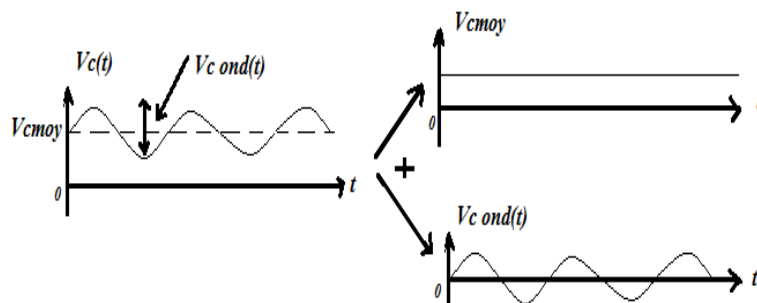


Figure 2.2 : les ondulations d'un signal redressé.

- Une composante continue égale à la valeur moyenne de la tension ondulée ($V_{C_{moy}}$)
- Une composante alternative $V_{C_{ond}}(t)$ correspondant à l'ondulation de la tension ondulée autour de cette valeur moyenne.

$$\tau = \sqrt{\left(\frac{V_{C_{eff}}}{V_{C_{moy}}}\right)^2 - 1}$$

La relation entre le taux d'ondulation et le facteur de forme est donnée par la relation suivante : $F^2 = 1 + \tau^2$

On peut également calculer un facteur d'ondulation K défini par :

$$K = \frac{V_{C_{max}} - V_{C_{min}}}{V_{C_{moy}}}$$

➤ **Critères de choix des composants semi-conducteurs de puissance**

Le choix d'un composant de puissance en commutation est fixé par : la tension de blocage, la fréquence de commutation et le courant maximum que le composant peut soutenir.

- Limitation du courant maximum à l'état passant : I_{max}
- Limitation par la puissance maximum que peut dissiper le composant : $P_{max} = I_{max} \times V_{max}$.
- Limitation par l'avalanche (tension inverse maximum) : $-V_{min}$

2.3 Redresseurs monophasés non commandés

Les montages redresseurs non commandés permettent de convertir une tension alternative sinusoïdale monophasée à une tension continue non réglable. Ces convertisseurs utilisent uniquement des intercepteurs non commandés notamment des diodes pour délivrer une tension de valeur moyenne fixe non nulle.

Un système de tension monophasé sinusoïdal défini par une tension $V_e(t)$ de fréquence $f=1/T$ de valeur efficace $V_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$. (ex : La tension monophasée fournie par le réseau de distribution en Algérie est de fréquence 50 Hz et de valeur efficace $V_{eff}=220V$)

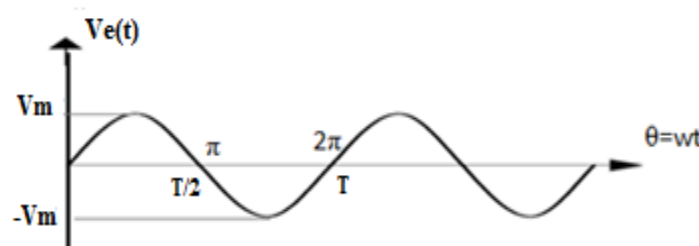


Figure 2.3 : allure de la tension alternative

2.3.1 Redresseur Monophasé simple alternance

Le montage redresseur monophasé simple alternance est un montage électrique permettant de supprimer les alternances négatives et de conserver uniquement les alternances positives d'une entrée monophasée.

a) Montage avec une charge purement résistive (R) :

Le schéma peut être le suivant : La tension au niveau du secondaire du transformateur est $V_e(t) = V_m \sin(\omega t) = V_m \sin(\theta)$

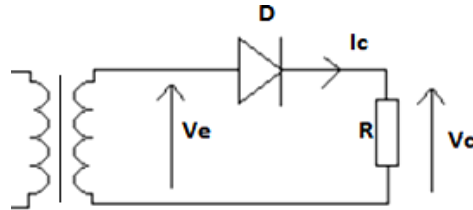


Figure. 2. 4 redresseurs simple alternance charge avec purement résistive

La diode est considérée ici comme un interrupteur idéal non commandé dont l'ouverture et la fermeture sont assistés par le signal d'entrée V_e , l'allure de la tension aux bornes de la résistance (tension redressée de sortie V_c) est obtenue en étudiant le semi-conducteur (diode) dans son état de conduction et de blocage.

Fonctionnement :

Si $0 < \theta < \pi \Rightarrow V_e > 0$:

La diode est polarisée en directe donc conduit

$$V_c(\theta) = V_e(\theta) = V_m \sin(\omega t) = V_M \sin(\theta) ; \text{ avec } \omega t = \theta$$

$$I_c(\theta) = V_c(\theta) / R$$

\Rightarrow Le courant $I_c(\theta)$ à la même forme que $V_c(\theta)$

$V_d = 0$ (interrupteur fermé)

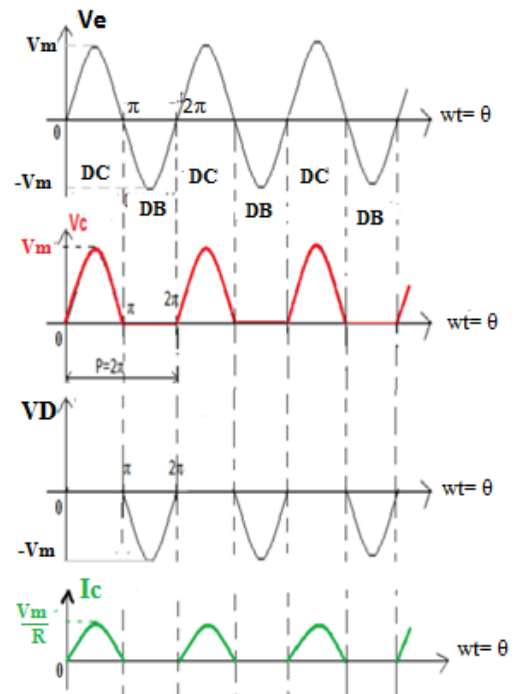
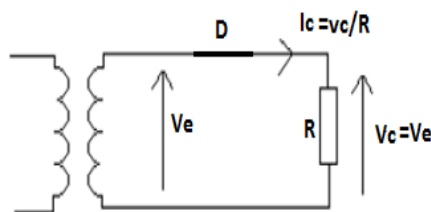
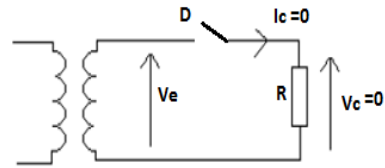


Figure 2.4 : L'allure des tensions et des courants

Si $\pi < \theta < 2\pi \Rightarrow V_e < 0$: la diode est polarisée en inverse donc bloquée

$I_c(\theta) = 0$ et $V_c(\theta) = 0$.

$V_d(\theta) - V_e(\theta) = 0 \Rightarrow V_d(\theta) = V_e(\theta)$ (avec $V_e < 0$)



La tension aux bornes de la diode montre bien la conduction de la diode pendant l'alternance positive $v_d=0$, et le blocage pendant l'alternance négative $V_d(\theta)=V_e(\theta) < 0$.

$V_{dmin} = -V_M$

Grandeurs caractéristiques du montage

-La valeur moyenne

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_m \sin(\theta) \cdot dt = \frac{V_m}{2\pi} \cdot [-\cos(\theta)]_0^\pi = \frac{V_m}{\pi}$$

-La valeur efficace

$$\begin{aligned} V_{eff} &= \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_m^2 \cdot \sin^2(\omega t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{V_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1 - \cos(2\theta)}{2}\right) d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{V_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{2}\right) d\theta - \frac{V_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\cos(2\theta)}{2}\right) d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{V_m^2}{4\pi} [\theta]_0^\pi + \frac{V_m^2}{2\pi} \left[-\frac{\sin(2\theta)}{4}\right]_0^\pi} = \frac{V_m}{2} \end{aligned}$$

$\sin^2(\theta) = \frac{1 - \cos(2 \times \theta)}{2}$ $\cos^2(\theta) = \frac{1 + \cos(2 \times \theta)}{2}$

-Le taux d'ondulation pour ce type de tension redressée est $\tau = \sqrt{((\pi^2/4)-1)}$.

-Le facteur de forme est $F = \pi/2$.

$-I_{dmax} = V_M/R ; V_{dmin} = -V_M ; P_{max} = I_{dmax} \times V_M$

b) Montage avec une charge inductive (RL) :

Dans le cas d'une charge inductive (résistance et inductance), l'inductance permet le lissage du courant I_c . En revanche, sa présence va provoquer l'apparition d'une tension négative aux bornes de la charge.

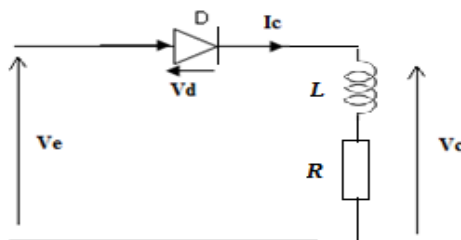


Figure. 2. 5 Redresseuses simples alternances avec charge inductive

En effet, lorsque la charge est de type inductif, la tension à ses bornes peut être négative en sortie du redresseur. La charge inductive introduit alors un retard à la suppression du courant I_c (Loi de Lenz). Elle crée une f.é.m. éphémère c-t-d une tension négative $e = - L \cdot di/dt$ avec

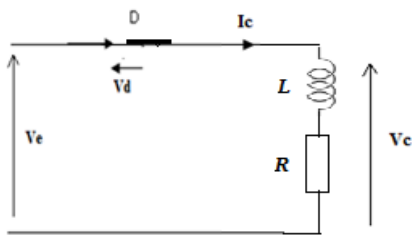
l'énergie emmagasine pour maintenir le courant I_c . La bobine impose donc la continuité du courant dans la charge.

Fonctionnement :

Si $0 < \theta < \pi \Rightarrow V_e > 0$: la diode est polarisée en directe donc conduit

Si $\pi < \theta < 2\pi \Rightarrow V_e < 0$: la diode est polarisée en inverse mais elle reste tout de même conductrice, en effet, l'inductance est un élément de stockage et de restitution de l'énergie sous forme de courant, l'énergie emmagasinée va supposer à l'annulation de courant dans le circuit, la conduction de la diode sera donc prolongée jusqu'à $\theta_0 = \pi + \varphi$.

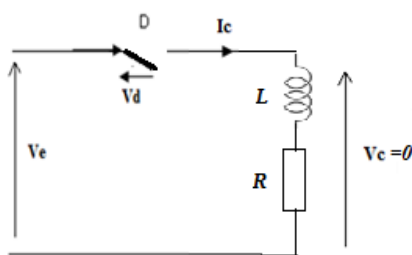
Avec φ est le déphasage entre le courant et la tension qu'on peut déterminer en utilisant l'impédance complexe de la charge : $Z = R + jL\omega$ $\varphi = \arctg(L/R)$



$V_c(\theta) = V_e(\theta) = V_m \sin(\theta)$;
 $I_c(\theta) = V_c(\theta)/Z$: avec $Z = R + jL\omega$
 $V_d(\theta) = 0$;

- Si $\theta_0 < \theta < 2\pi \Rightarrow V_e < 0$:

La self est déchargée complètement le courant $I_c = 0$ ce qui va rendre



$V_c(\theta) = 0$;
 $I_c(\theta) = 0$;
 $V_d(\theta) = -V_e(\theta)$

la

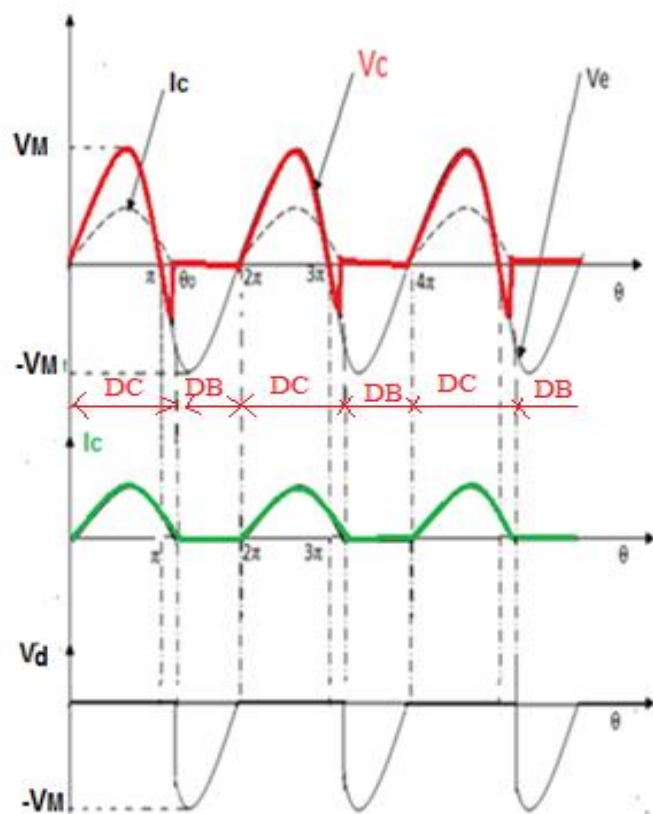


Figure 2.6 : L'allure des tensions et des courants

Grandeurs caractéristiques du montage

- Pour $\theta_0 < \theta < 2\pi$ $V_c(\theta) = 0$
- Pour $0 < \theta < \theta_0$: $V_c(\theta) = V_m \sin(\omega t) = V_m \sin(\theta)$

Avec $V_c(\theta) = L di_c/dt + Ri_c = V_m \sin(\omega t)$: c'est une équation différentielle de 1^{er} ordre avec second membre non nul et non constant (sinusoïdal).

Méthodes de résolution de cette équation différentielle : La résolution de cette équation peut se faire en utilisant la Transformée de Laplace. (Cette méthode ne sera pas étudiée dans ce cours) ou en utilisant la méthode de la variation de la constante.

1) Solution de l'équation sans second membre:

$$V_c(\theta) = L di_c/dt + Ri_c = 0 \Rightarrow i_{c1}(t) = K e^{-t/\tau} \text{ avec } \tau = L/R$$

2) Solution particulière

$$V_c(\theta) = V_m \sin(\theta) = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c$$

$$i_c(\theta) = \frac{V_c(\theta)}{jL\omega + R} = \frac{V_m}{Z} (\sin(\theta - \varphi)) \text{ avec } Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}; \varphi = \arctan\left(\frac{L\omega}{R}\right).$$

$$i_c(\theta) = i_{c1} + i_{c2} = \frac{V_m}{Z} (\sin(\theta - \varphi) + \sin \varphi e^{-\frac{R}{L}t})$$

Lorsque $\theta = \theta_0$ le courant i_c s'annule, la valeur de θ_0 est donc donnée par :

$\sin(\theta_0 - \varphi) = -\sin \varphi e^{-R\theta_0/L} \Rightarrow$ que θ_0 est supérieur à $T/2$ (π) et plus proche de 2π lorsque L/R est plus grand.

$i_c(\theta) = V_c/(R + jL\omega) \Rightarrow i_c(\theta)$ et $V_c(\theta)$ n'ont pas la même forme.

$V_d(\theta) = 0$ (interrupteur fermé).

Cas limites :

– Si $L\omega/R$ tend vers zéro (récepteur purement résistif) :

$t_0(\theta_0)$ tend vers $T/2$, i_c tend vers $V_m/R \sin \omega t$, pour $0 < t < T/2$, i tend vers 0, pour $T/2 < t < T$ le courant est formé d'une alternance positive de sinusoïde par période.

– Si $L\omega/R$ tend vers l'infini (récepteur purement inductif) :

t_0 tend vers T ; i tend vers $V_m L \omega (1 - \cos \omega t)$, pour $0 < t < T$ le courant est prolongé jusqu'à T .

Valeur moyenne de la tension de sortie du redresseur :

La tension de sortie du convertisseur est :

$$\begin{aligned} V_{cmoy} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_c(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_0} V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{T} \int_0^{\pi} V_m \sin(\theta) d\theta + \frac{1}{T} \int_{\pi}^{\theta_0} V_m \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} - \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\theta_0 - \pi)) = \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos(\theta_0 - \pi)) \\ V_{cmoy} &= \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos(\theta_0 - \pi)) \end{aligned}$$

c) Montage avec une charge inductive (RL) et une diode de roue libre:

Afin d'éliminer la composante négative et rendre le signal unidirectionnel on ajoute une diode de roue libre en parallèle de la charge **R-L** qui va permettre de reprendre la circulation du courant et ce lorsque la tension redressée va devenir négative. Le schéma est le suivant :

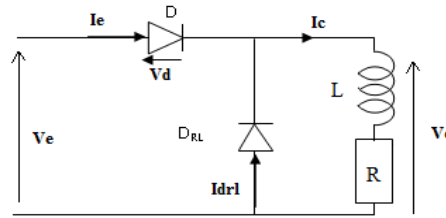
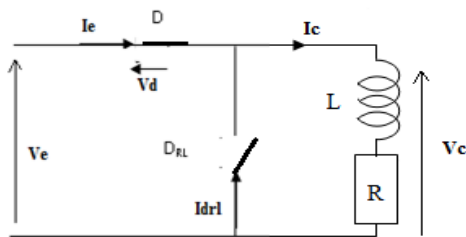


Figure 2.7: redresseur simple alternance avec charge inductive et diode roue libre

Les deux diodes sont en cathode commune, donc une seule des deux diodes peut conduire à la fois. Celui-ci nous donne l'allure du courant dans la diode de roue libre.

Fonctionnement :

Si $0 < \theta < \pi \Rightarrow V_e > 0$: la diode D est polarisée en directe donc conduit (DC)



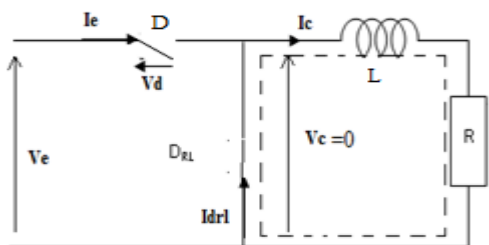
$$V_c(\theta) = V_e(\theta) = V_m \sin(\theta)$$

$$I_c = V_c / Z ;$$

$$V_d(\theta) = 0$$

$$V_{drl}(\theta) = V_e(\theta) = V_m \sin(\theta)$$

Si $\pi < \theta < 2\pi \Rightarrow V_e < 0$: la diode D est polarisée en inverse et la diode de roue libre Drl est polarisée en directe (Drl Conduit et D bloquée).



$$V_c(\theta) = 0 ;$$

$$V_d(\theta) = -V_e(\theta)$$

$$V_{drl}(\theta) = 0$$

Le courant $I_c(\theta)$ existe (décharge de l'inductance), sa durée dépend de la valeur de $\phi(L)$

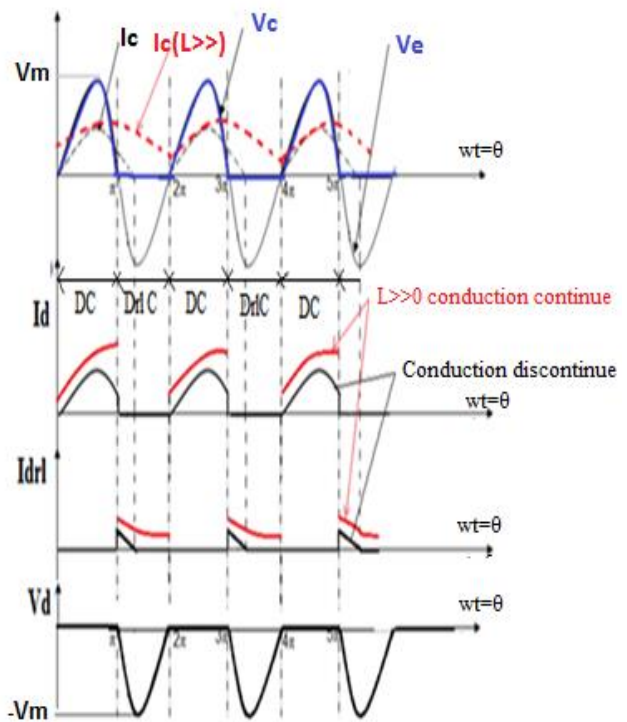


Figure. 2.8 L'allure des tensions et des courants

L'énergie restituée par l'inductance sous forme de courant sera acheminée via le court circuit créé par la diode de roue libre.

Comme montré sur la figure 2.8, la tension redressée $V_c(\theta)$ est devenue unidirectionnelle et l'allure de la tension V_{drl} aux bords de la diode de roue libre est la même que celle de $V_c(\theta)$.

Dans le cas où l'inductance est une self de lissage ($L \gg \rightarrow \varphi \gg$) la conduction est continue, le courant I_c peut être assimilé à des segments croissants et décroissants.

Grandeurs caractéristiques du montage

-La valeur moyenne de la tension pourra être calculée comme suit :

$$V_{c_{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_c(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{V_M}{2\pi} [-\cos(\theta)]_0^\pi = \frac{V_m}{\pi}$$

-valeur efficace :

$$\begin{aligned} V_{eff} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_m^2 \cdot \sin^2(\omega.t) \cdot dt} = \sqrt{\frac{V_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1 + \cos(2\theta)}{2} \right) d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{V_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{1}{2} \right) d\theta + \frac{V_m^2}{2\pi} \int_0^\pi \left(\frac{\cos(2\theta)}{2} \right) d\theta} \\ &= \sqrt{\frac{V_m^2}{4\pi} [\theta]_0^\pi + \frac{V_m^2}{2\pi} \left[-\frac{\sin(2\theta)}{4} \right]_0^\pi} = \frac{V_m}{2} \end{aligned}$$

-Le taux d'ondulation pour ce type de tension redressée est $\tau = \sqrt{((\pi^2/4)-1)}$

-Le facteur de forme est $F = \pi/2$.

Remarque :

- Dans le cas de redressement simple alternance alimentant une charge de type inductif, il est nécessaire d'ajouter une diode de roue libre pour éviter que la tension de sortie soit négative.
- Ce type de montage est utilisé pour convertir un courant alternatif en un courant continu en utilisant une inductance de valeur suffisante.
- La valeur moyenne de la tension redressée est supérieure à celle du montage sans diode de roue libre

2.3.2 Redresseur monophasé non commandé double alternance

Le montage redresseur double alternance est obtenu soit à l'aide d'un transformateur à point milieu et 2 diodes, ou avec un montage dans lequel on utilise 4 diodes en pont de Graëtz.

a) Montage à point milieu avec charge R

Dans ce type de montage, on utilise des transformateurs dont le secondaire dispose d'un point milieu. Ce dernier permet de délivrer deux tensions en opposition de phase.

$V_1(\theta) = V_M/2 \sin(\theta)$ et $V_2(\theta) = V_M/2 \sin(\theta + \pi)$ avec $V_e(\theta) = V_M \sin(\theta)$.

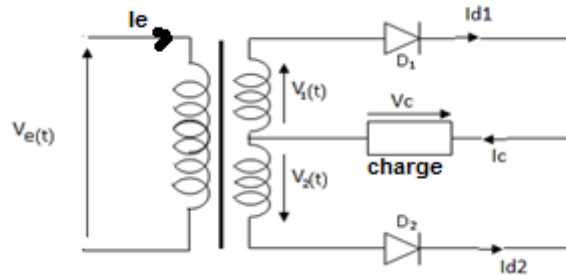


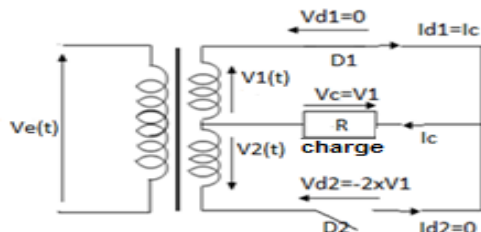
Figure 2.9 Redresseur avec montage à point milieu

Le transformateur à point milieu va délivrer deux tension V_1 et V_2 déphasé de π ($V_2 = -V_1$). Si V_1 est positive, alors V_2 est négative, avec une amplitude $V_{1max} = V_{2max}$. Les diodes D_1 et D_2 conduisent alternativement et elles vont jouer le rôle de redresseur mono-alternance pour chacune des deux tensions $V_1(\theta)$ et $V_2(\theta)$.

Fonctionnement

Si $0 < \theta < \pi \rightarrow V_1(\theta) > 0$ et $V_2(\theta) < 0 \rightarrow$ la diode D_1 conduit et la diode D_2 bloquée

$V_c(\theta) = V_1(\theta)$
 $I_{d1}(\theta) = I_c(\theta) = V_c(\theta) / R$
 $V_{d1} = 0, I_{d2} = 0$
 $V_{d2} = V_2 - V_c = V_2 - V_1 = -2V_1(\theta)$



Si $\pi < \theta < 2\pi$ on a $V_1(\theta) < 0$ et $V_2(\theta) > 0 \rightarrow$

D_2 conduit et la diode D_1 bloquée

$V_c(\theta) = V_2(\theta)$
 $I_{d2}(\theta) = I_c(\theta) = V_c(\theta) / R$
 $V_{d2} = 0, I_{d1} = 0$
 $V_{d1} = V_1 - V_c = V_1 - V_2 = -2V_2(\theta)$

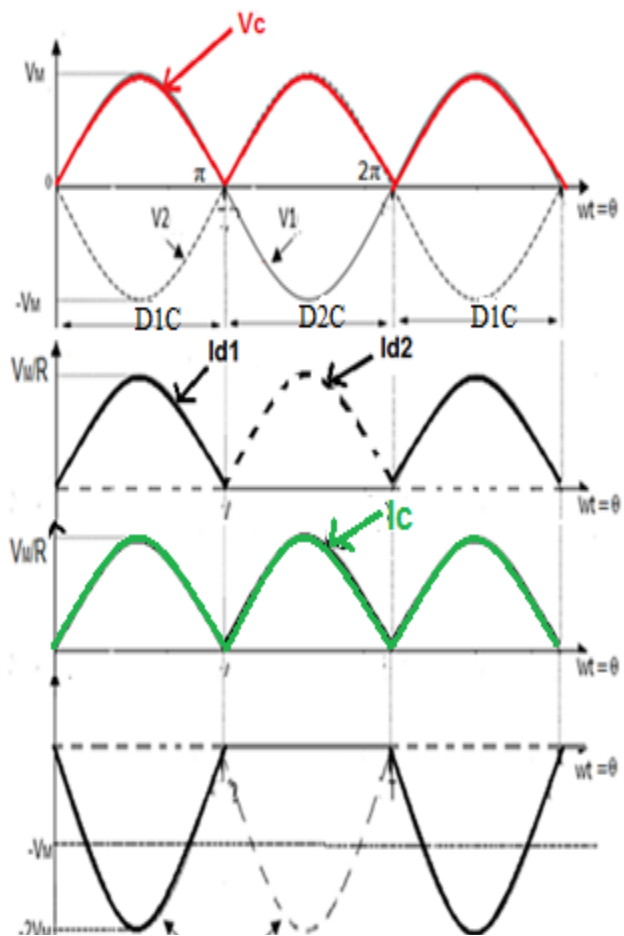
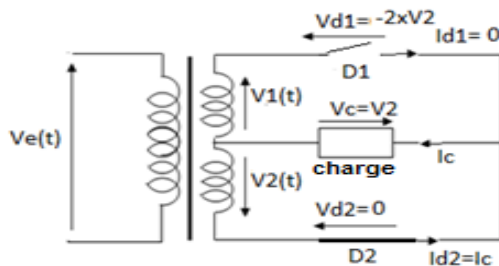


Figure. 2.10 L'allure des tensions et des courants

b) Montage en pont de Graëtz / diodes avec charge R :

Dans ce type de redressement, on utilise quatre diodes au lieu de deux. 2 diodes à cathodes communes (D1 ; D2) et 2 diodes à anodes communes (D3 ; D4). Le schéma est le suivant :

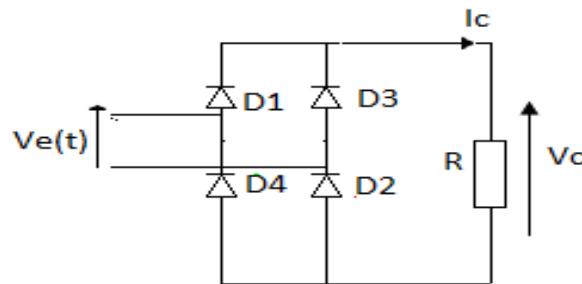


Figure .2.11 Redresseur en pont de diodes

Contrairement aux redresseurs doubles alternances à montage point milieu dans le montage en pont de Graëtz, deux diodes peuvent être polarisées en directe et les deux autres seront polarisées en inverse. Les paires de diodes D1, 2 et D3, 4 conduisent alternativement en fonction de chacune des alternances. La paire D1, 2 conduit pour l'alternance positive et la deuxième paire pour l'alternance négative.

Fonctionnement

- Si $0 < \theta < \pi \rightarrow V_e(\theta) > 0$ et comme $I_e > 0$: les diodes D1, 2 conduisent et les diodes D3, 4 bloquées

$$V_c(\theta) = V_e(\theta) > 0$$

$$I_{d1,2}(\theta) = I_c(\theta) = V_c(\theta) / R \text{ le courant}$$

$$I_c \text{ à la même forme que } V_c \text{ avec } I_{cmax} = V_M / R$$

$$V_{d1,2} = 0 \text{ (diodes D1,2 conduisent)}$$

$$I_{d3,4} = 0 \text{ (diodes D3,4 bloquées)}$$

$$V_{d3,4} = -V_e$$

- Si $\pi < \theta < 2\pi \rightarrow V_e(t) < 0$: la diode D3,4 conduit et les diodes D1,2 bloquées

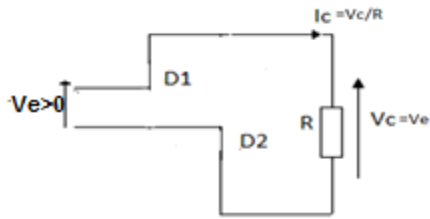
$$V_c(\theta) = -V_e(\theta)$$

$$I_{d3,4}(\theta) = I_c(\theta) = V_c(\theta) / R \text{ le courant } I_c \text{ à la même forme que } V_c \text{ avec } I_{cmax} = V_M / R$$

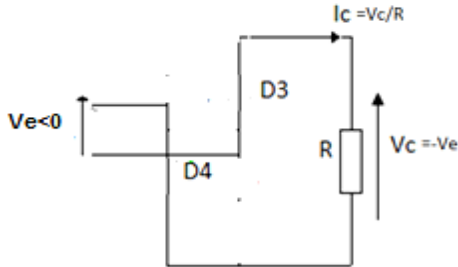
$$V_{d3,4} = 0 \text{ (diode D3,4 conduit)}$$

$$I_{d1,2} = 0 \text{ (diode D1,2 bloquées)}$$

$$V_{d1,2}(\theta) = V_e(\theta)$$

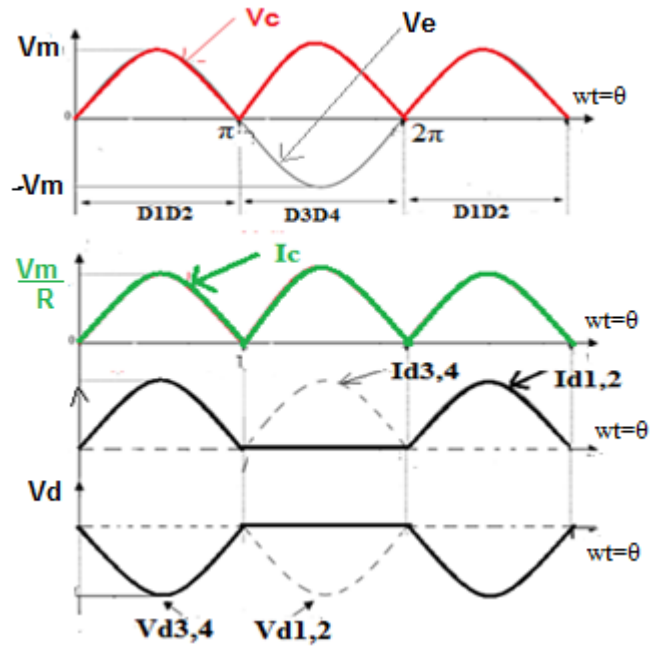


a) diodes D1, 2 conduisent et D3, 4 bloquées



b) diode D3, 4 conduisent et D1,2 bloquée

Les allures des tensions et courants



Grandeurs caractéristiques du montage

Pour les deux redresseurs doubles alternances, montage en pont Graëtz et le montage avec transformateur à point milieu, on a la période de la tension redressée est égale à π .

➤ **La valeur moyenne de la tension redressée :**

$$Ve(t) = Ve \sin(\theta), \text{ avec } \theta = \omega t \quad V_{moy} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} Ve(\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} \int_0^{\pi} \sin\theta \cdot d\theta ,$$

$$V_{moy} = \frac{V_M}{\pi} \cdot (-\cos\theta) \Big|_0^{\pi} = \frac{2 \cdot V_M}{\pi} \quad V_{moy} = \frac{2 \cdot V_M}{\pi},$$

➤ **La valeur efficace de la tension redressée :**

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

$$V_{ceff}^2 = \frac{V_M^2}{2\pi} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right]_0^{\pi} = \frac{V_M^2}{2\pi} \cdot \pi = \frac{V_M^2}{2} \quad V_{ceff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$$

➤ **Le facteur d'ondulation** dans ce type de tension redressée est $\tau = \sqrt{((\pi^2/8)-1)}$.

➤ **Facteur de forme :** $F = (\pi/2\sqrt{2})$

➤ **Tension inverse :** la tension inverse maximale aux bornes des diodes est $-V_M$

➤ **Intensité du courant dans la charge :**

$$Ic \text{ moy} = Vc \text{ moy} / R$$

$$Ic \text{ eff} = Vc \text{ eff} / R$$

Remarque

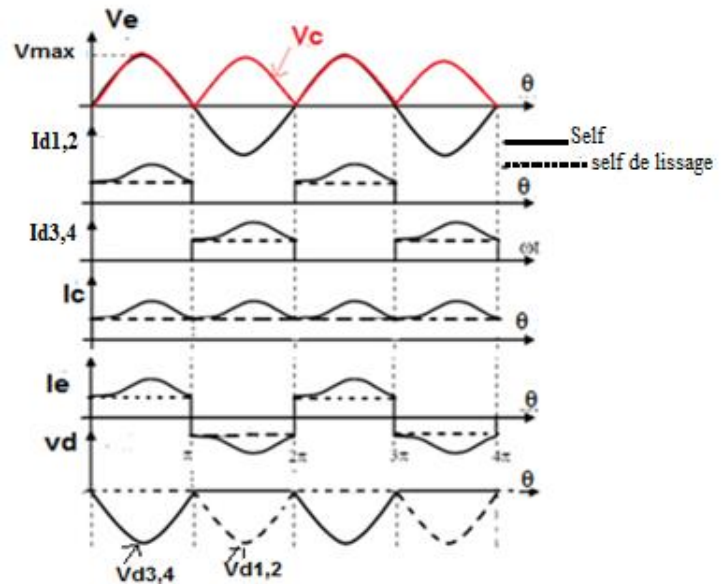
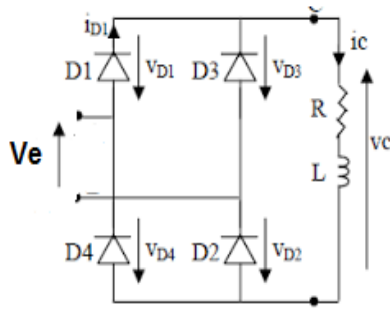
La valeur de la tension maximale inverse $Vdmin$ pour le montage en pont est le double de celle de montage avec transformateur à point milieu pour une même tension d'alimentation.

Pour se rapprocher d'une tension continue il suffit de placer un condensateur de capacité assez grande en parallèle avec la charge.

c) Montage avec une charge inductive (RL)

Dans les montages redresseurs monophasés non commandés doubles alternances alimentant une charge inductive, les tensions aux bornes des diodes et la tension redressé V_c ont la même forme d'ondes que celles dans le cas d'une charge résistive. Par contre la forme de courant I_c est modifiée par la présence de l'inductance. Lorsque la valeur de l'inductance augmente, l'effet du lissage s'intensifie et le courant I_c devient constant comme le montre la figure 2.12.

1- Pont diodes charge inductive



2- Point milieu charge inductive

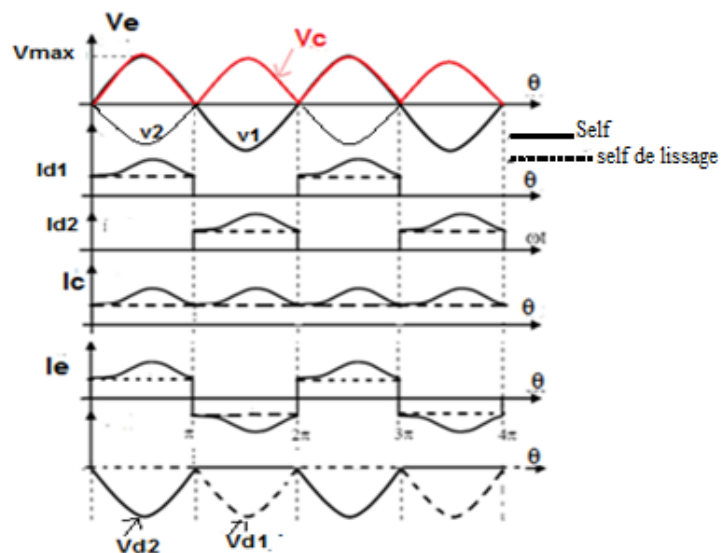
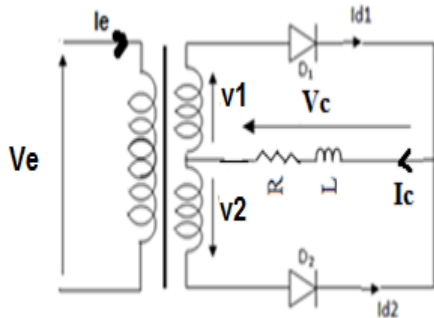


Figure 2.12: L'allure des tensions et courants dans le cas d'une charge inductive

Remarque

- Si L a une valeur suffisante, conduit au lissage du courant I_c
- Si L diminue, l'ondulation du courant augmente.

2.4 Redresseurs commandés monophasés

Les redresseurs commandés comportent des thyristors commandés à l'ouverture pour générer des tensions redressées réglables (variables). La commande de l'ouverture est assurée par un circuit externe qui permet d'envoyer un signal sur la gâchette des thyristors. L'objectif de ces montages, c'est d'obtenir une puissance (tension) réglable en fonction du retard à l'amorçage du thyristor.

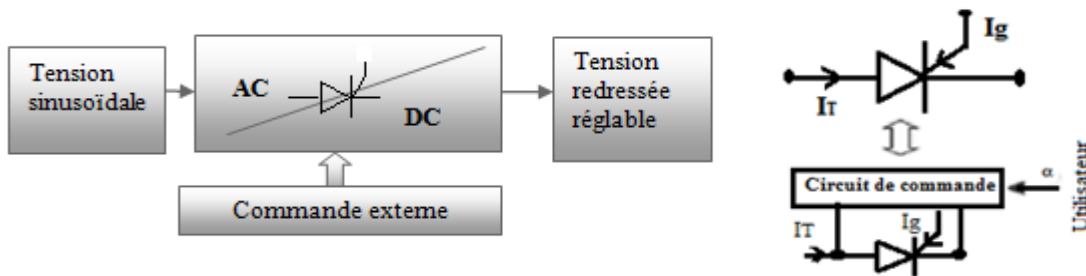


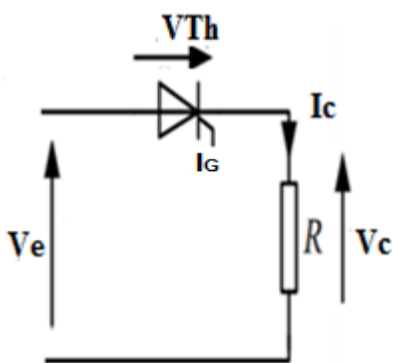
Figure. 2.11 Représentation des redresseurs commandés

L'opérateur utilise des commandes introduisant un retard α par rapport à la tension sinusoïdale pour l'amorçage du thyristor. L'action sur l'angle α d'amorçage permet de régler la valeur moyenne et efficace de la tension redressée.

2.4.1 Redresseur Monophasé simple alternance

a) Le montage avec une charge résistive (R) :

Ce redresseur est réalisé en remplaçant la diode du redresseur simple alternance non commandé par un thyristor.

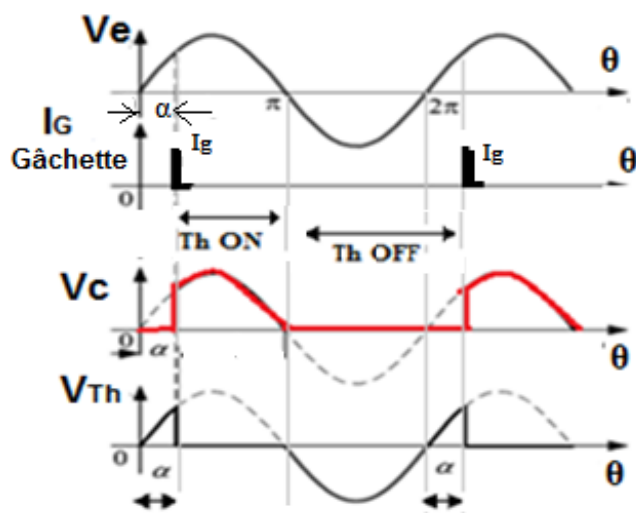


Fonctionnement :

$V_e = V_M \sin(\theta)$: tension d'entrée

α : angle de retard à l'amorçage du thyristor

Pour $0 < \theta < \alpha$, on a la tension $V_e > 0$ et pas d'impulsion sur la gâchette G, donc le thyristor est bloqué, alors $I_c = 0$, $V_c = 0$ et $V_{Th}(\theta) = V_e(\theta)$.



Pour $\alpha < \theta < \pi$, on a $V_e > 0$ et une impulsion de commande est envoyée sur la gâchette donc Thyristor devient conducteur, alors $V_c(\theta) = V_e(\theta)$, $I_c(\theta) = V_c(\theta)/R$, $V_{Th} = 0$

Pour $\pi < \theta < 2\pi$ on a $V_e < 0 \Rightarrow$ Thyristor est polarisé en inverse donc bloqué.

Dans ce cas : $V_c(\theta) = 0$; $I_c(\theta) = 0$

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ **Tension moyenne**

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_c(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_e(\theta) d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin(\theta) d\theta = \frac{V_M}{2\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

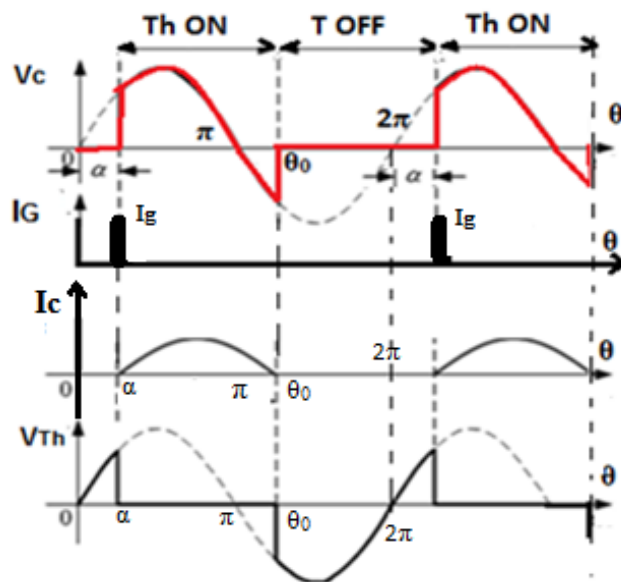
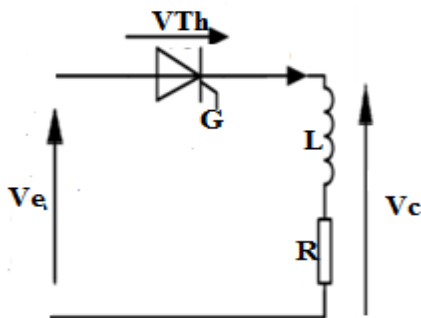
➤ **Tension efficaces**

$$V_{eff}^2 = \frac{1}{T} \int_0^T V_c^2(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_e^2(\theta) d\theta$$

$$= \frac{V_M}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi}} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}$$

b) Le montage avec une charge inductive (RL) :

Le redresseur commandé simple alternance consiste aussi à éliminer la partie négative non désirée de la tension redressée par l'utilisation de thyristor. L'angle d'amorçage de thyristor permet une tension moyenne variable.



Fonctionnement

Pour $0 < \theta < \alpha$: on a $V_e > 0$ et pas d'impulsion de courant sur la gâchette G, donc Th est bloqué, alors : $I_c = 0$, $V_c = 0$ et $V_T = V_e$.

Pour $\alpha < \theta < \pi$: on a $V_e > 0$ et une impulsion de courant sur la gâchette G \rightarrow le Thyristor devient conducteur

Alors : $V_c(t) = V_e(t) = RI_c + LdI_c/dt$.

$Ric + LdIc/dt = V_M \sin(\theta)$ c'équation différentielle de 1er ordre avec second membre sinusoidale.

Le courant i_c est la somme de deux courants; courant regime permanent et courant regime transitoire. (voir 1^{ere} partie sur les redresseurs non commandés)

$$i_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + Ke^{\left(\frac{\theta}{\tau}\right)} \text{ avec } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}, \tau = \frac{L\omega}{R}, \varphi = \text{Arctg}\left(\frac{L\omega}{R}\right) \text{ et } \theta = \omega t$$

$$\text{pour } \theta = \alpha \text{ } i_c(\alpha) = 0 = \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + Ke^{\left(\frac{-\alpha}{\tau}\right)} \Rightarrow K = -\frac{V_M}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{\left(\frac{\alpha}{\tau}\right)}$$

$$\text{Donc : } i_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) - \left(\sin(\alpha - \varphi) e^{\left(\frac{\theta + \alpha}{\tau}\right)} \right) \right]$$

Le thyristor cessera de conduire dès que l'intensité de courant deviendra nulle $I_c(\theta_0)$ et d'après la formule de $i_c(\theta)$ le courant existe toujours au-delà de $\theta = \pi$, $i_c(\pi) > 0 \Rightarrow$ le thyristor devient passant lorsque $\theta \in [\alpha, \theta_0]$.

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ Tension moyenne

$$V_{c_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi + \theta_0} V(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi + \theta_0} V_M \sin(\theta) d\theta = \frac{V_M}{2\pi} [\cos(\alpha) - \cos(\theta_0)]$$

➤ Tension efficace

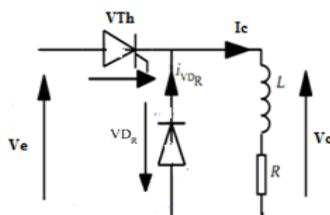
$$V_{c_{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi + \theta_0} V(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_a^{\pi + \theta_0} (V_M \sin(\theta))^2 d\theta = \frac{V_M^2}{4\pi} \int_a^{\pi + \theta_0} (1 - \cos(2\theta)) d\theta$$

$$V_{c_{eff}} = \frac{V_M}{2} \sqrt{\frac{\pi + \theta_0 - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha - \sin 2\theta_0}{2\pi}}$$

Remarque : Pour $\alpha = 0$ on retrouve l'étude d'un montage de redressement simple alternance charge R-L non commandé (redresseur à diode).

c) Le montage avec une charge inductive (RL) et une diode de roue libre:

De la même manière que pour le redresseur non commandé, il est possible d'éliminer les parties négatives de la tension redressée en ajoutant une diode de roue libre.



2.4.2 Redresseur Monophasé double alternance

On distingue trois types de redresseurs monophasés commandés double alternances :

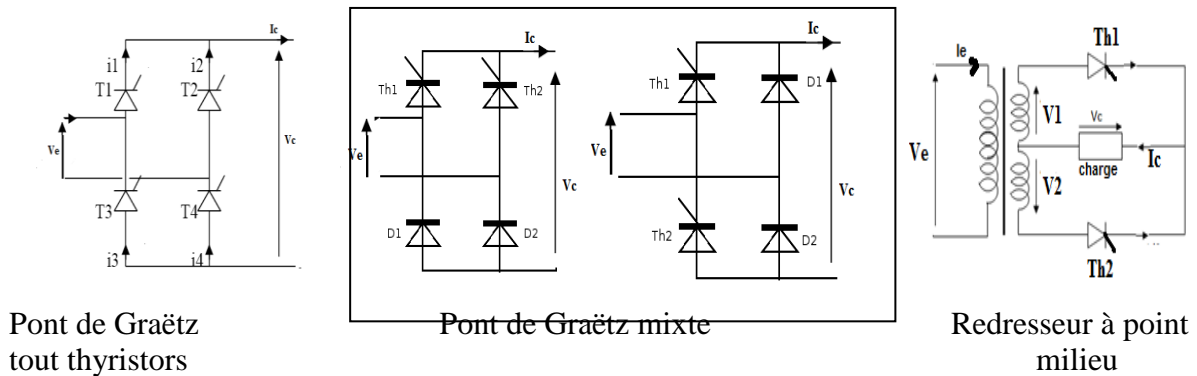


Figure 2.12 : les montages redresseurs double alternances

1-En utilisant un transformateur à point milieu :

a) Le montage avec une charge résistive (R)

Le montage redresseur P2 à thyristors est constitué de deux thyristors connectés en sortie et d'un transformateur à point milieu.

La tension au niveau du secondaire du transformateur est $V1(\theta) = V_m \sin(\theta)$ et $V2(\theta) = V_m \sin(\theta + \pi)$

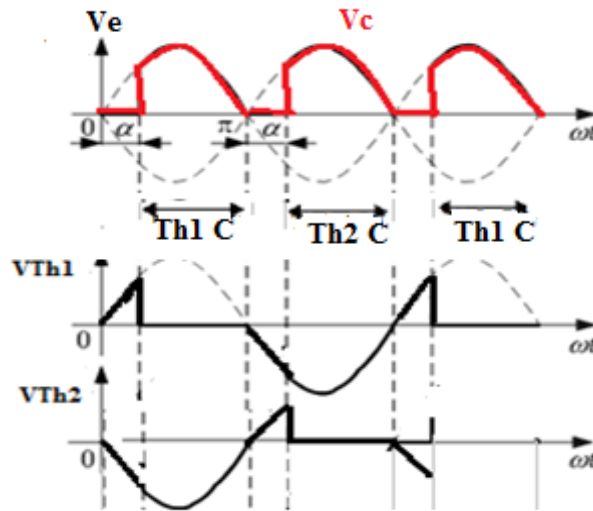
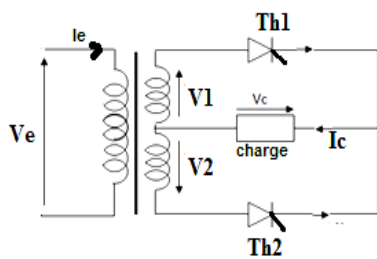


Figure 2.13 : L'allure des tensions et courants

Fonctionnement :

Pour $\alpha < \theta < \pi$; on a la tension $V1(\theta) > 0$ et le Th1 est amorcé \Rightarrow Le thyristor Th1 devient passant et on a aussi $V2(\theta) < 0 \Rightarrow$ Le thyristor Th2 est bloqué car le Th2 est polarisé en inverse.

Alors : $V_c(\theta) = V1(\theta)$

Et $V_{Th1}(\theta) = V2 - V1 = -2V1(\theta)$ en utilisant la loi des mailles

Pour $\alpha + \pi < \theta < 2\pi$ on a la tension $V2 > 0$ et le Th2 est amorcé \Rightarrow Le thyristor Th2 devient passant

Et avec $V1 < 0$, Le thyristor Th1 est polarisé en inverse (Th1 bloqué)

Alors : $V_c(\theta) = V2(\theta)$ et $V_{Th2}(\theta) = V1 - V2 = -2V2(\theta)$ en utilisant la loi des mailles

Grandeurs caractéristiques de 2 montages avec charge R

➤ **Tension moyenne**

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_C(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_C(\theta) d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin(\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

➤ **Tension efficace**

$$V_{C_{eff}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_C^2(\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2(\theta) d\theta$$

$$V_{C_{eff}} = \frac{V_M^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 1 - \cos(2\theta) d\theta$$

$$V_{C_{eff}}^2 = \frac{V_M^2}{2\pi} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_M^2}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)$$

$$V_{C_{eff}}^2 = \frac{V_M^2}{2\pi} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right)$$

$$V_{C_{eff}} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}$$

b) Le montage avec une charge inductive (RL)

$V_1(\theta) = V_M \sin(\theta) = -V_2(\theta)$ et la charge fortement inductive

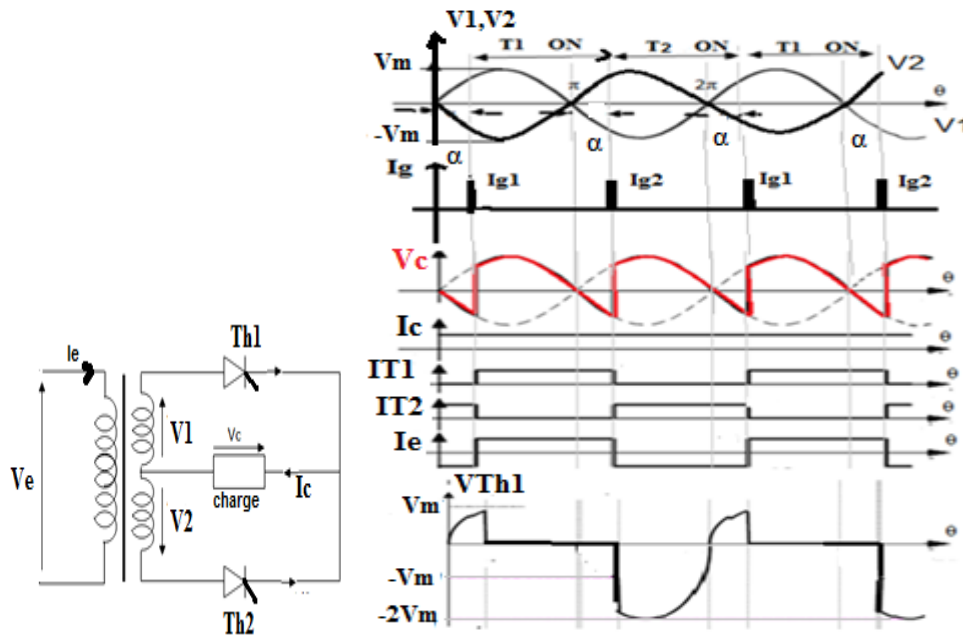


Figure 2.14: L'allure des tensions et courants

Fonctionnement

Pour $\alpha < \theta < \pi$: on a la tension $V_1 > 0$ et le Th1 amorcé => Le thyristor devient passant

Alors : $V_c(\theta) = V_1(\theta)$.

Et $V_{Th2}(\theta) = V_1 - V_2 = -2V_1(\theta)$ en utilisant la loi des mailles

Lorsque $\pi < \theta < \alpha + \pi$: la tension $V_2 > 0$ et pas d'amorçage de Th2, alors le thyristor Th2 est

bloqué dans ce cas, le Thyristor Th1 ne va pas cesser de conduire tant que le courant existe (énergie emmagasinée par la self).

$$\Rightarrow V_c(\theta) = V_1(\theta).$$

Pour $\alpha + \pi < \theta < 2\pi$: les tensions ($V_1 < 0$) $V_2 > 0$ et Th2 est amorcé \Rightarrow Le thyristor Th2 devient conducteur et Th1 devient bloqué.

Alors : $V_c(\theta) = V_2(\theta)$.

$$V_{Th2}(\theta) = 0$$

$V_{Th1}(\theta) = V_2 - V_1 = -2V_2(\theta)$ en utilisant la loi des mailles

Lorsque $2\pi < \theta < \alpha + 2\pi$: la tension $V_1 > 0$ et pas d'amorçage de Th1, alors le thyristor Th2 est bloqué dans ce cas, le Thyristor Th2 ne va pas cesser de conduire tant que le courant existe (énergie emmagasinée par la self). $\Rightarrow V_c(\theta) = V_2(\theta)$.

2- Double alternance tout thyristor :

a) Le montage avec une charge résistive (R)

Ce redresseur est réalisé en utilisant un montage en pont de Graëtz avec des thyristors.

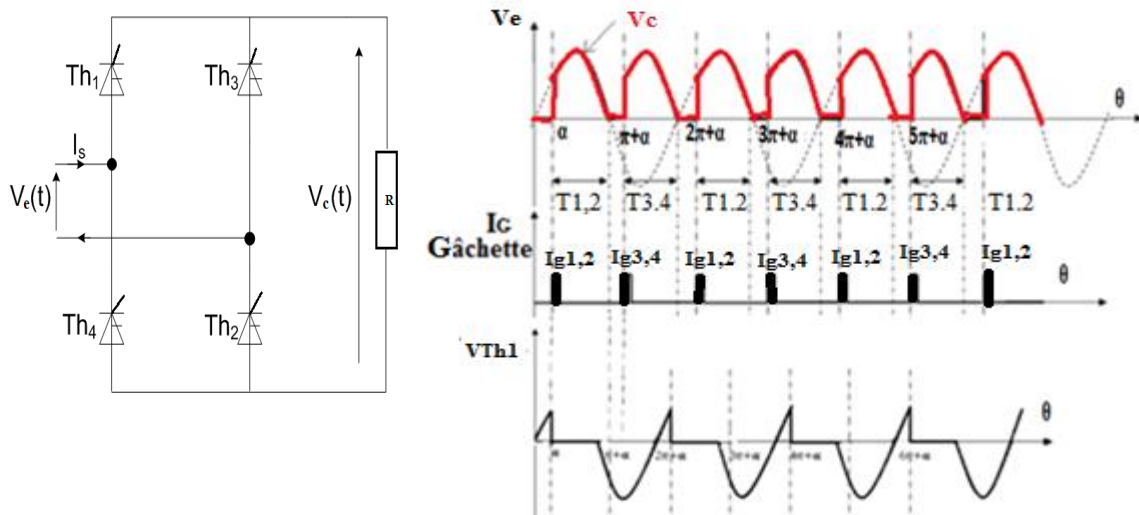


Figure 2.15 : Les allures des tensions et courants

Fonctionnement :

Pour $\alpha < \theta < \pi$ on a la tension d'entrée $V_e > 0$ et les Th1 et Th2 sont amorcés \Rightarrow Les thyristors Th1 et Th2 deviennent passants. Les thyristors sont polarisés en inverse

Alors : $V_c(\theta) = V_e(\theta)$

$$V_{Th1}(\theta) = V_{Th2}(\theta) = 0 \text{ (Th1 et Th2 Passants)}$$

$$V_{Th3}(\theta) = V_{Th4}(\theta) = -V_e(\theta)$$

Pour $\alpha + \pi < \theta < 2\pi$ on a la tension d'entrée $V_e < 0$ + amorçage de Th3 et Th4 \Rightarrow Les thyristors Th3 et Th4 deviennent passants. (Th1 et Th2 bloqués)

Alors : $V_c(\theta) = -V_e(\theta)$ avec $V_e < 0 \rightarrow V_c > 0$

$$V_{Th1}(\theta) = V_{Th2}(\theta) = V_e(\theta)$$

$$V_{Th3}(\theta) = V_{Th4}(\theta) = 0$$

Grandeurs caractéristiques de 2 montages avec charge R

Le redresseur double alternance commandé conduit lors des deux alternances. On obtient alors une tension redressée de période π .

➤ **Tension moyenne**

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_c(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_c(\theta) d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_M \sin(\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

➤ **Tension efficace**

$$V_{c_{eff}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_c^2(\theta) d\theta = \frac{V_M}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin^2(\theta) d\theta$$

$$V_{ceff} = \frac{V_M^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} 1 - \cos(2\theta) d\theta$$

$$V_{ceff}^2 = \frac{V_M^2}{2\pi} \left[\theta - \frac{1}{2} \sin 2\theta \right]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_M^2}{2\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right)$$

$$V_{c_{eff}}^2 = \frac{V_M^2}{2\pi} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha \right)$$

$$V_{c_{eff}} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}$$

Comme pour le redresseur monolalternance non commandé, les deux valeurs moyenne et efficace de la tension redressée dépendent de l'angle d'amorçage α .

c) Le montage avec une charge inductive (RL) :

$V_e = V_M \sin(\theta)$;

L : self de lissage ($L \gg$ lissage de courant)

α : angle de retard à l'amorçage de thyristor pour tous les thyristor

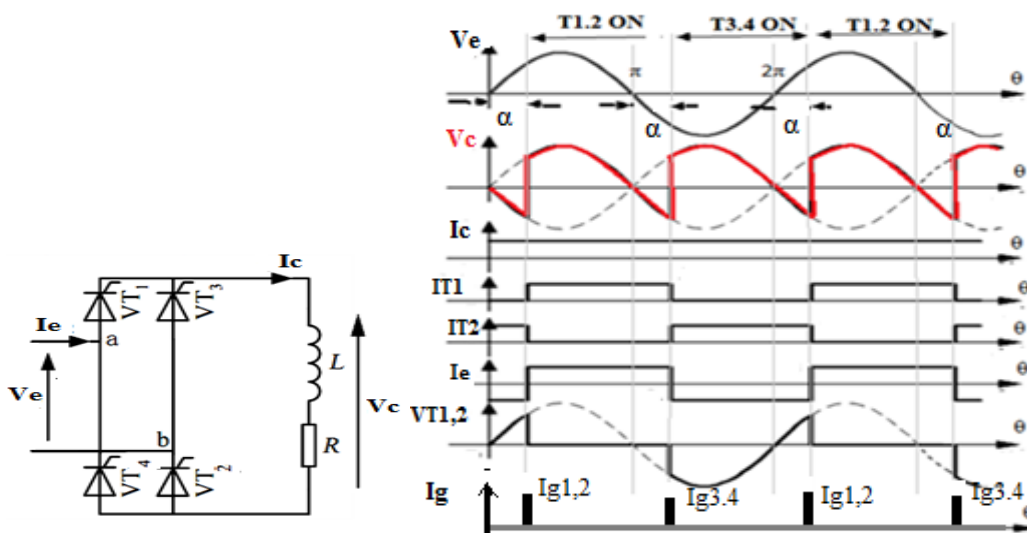


Figure 2.16 : L'allure des tensions et courants

Fonctionnement

Si $\alpha < \theta < \pi$: on a la tension $V_e(\theta) > 0$ et les deux thyristor sont amorcés => Les thyristors Th1 et Th2 deviennent passants. (Th3 et Th4 bloqués) → $V_c(\theta) = V_e(\theta)$.

Lorsque $\pi < \theta < \alpha + \pi$: la tension $V_e(\theta) < 0$ et pas d'amorçage de Th3 et Th4, alors les thyristors Th1 et Th2 ne vont pas cesser de conduire tant que le courant existe (énergie emmagasinée par la self L) → $V_c(\theta) = V_e(\theta)$.

Si $\alpha + \pi < \theta < 2\pi$: on a la tension $V_e(\theta) < 0$ et amorçage des thyristors Th3 et Th4 => Les thyristors Th3 et Th4 deviennent conducteurs et les thyristors Th1 et Th2 sont bloqués → $V_c(\theta) = -V_e(\theta)$.

Lorsque $2\pi < \theta < \alpha + 2\pi$: la tension $V_e(\theta) > 0$ et pas d'amorçage de Th1 et Th2, alors les thyristors Th3 et Th4 ne vont pas cesser de conduire tant que le courant I_c existe (énergie emmagasinée par la self) → $V_c(\theta) = -V_e(\theta)$.

Remarque : Dans le pont symétrique, on peut éliminer la partie négative de la tension redressée V_c en ajoutant une diode de roue libre en parallèle avec la charge.

3. Pont mixte monophasé

a) Pont mixte monophasé : montage symétrique

Le redresseur en pont semi-commandé (mixte) est composé de deux thyristors en cathodes communes et de deux diodes en anodes communes.

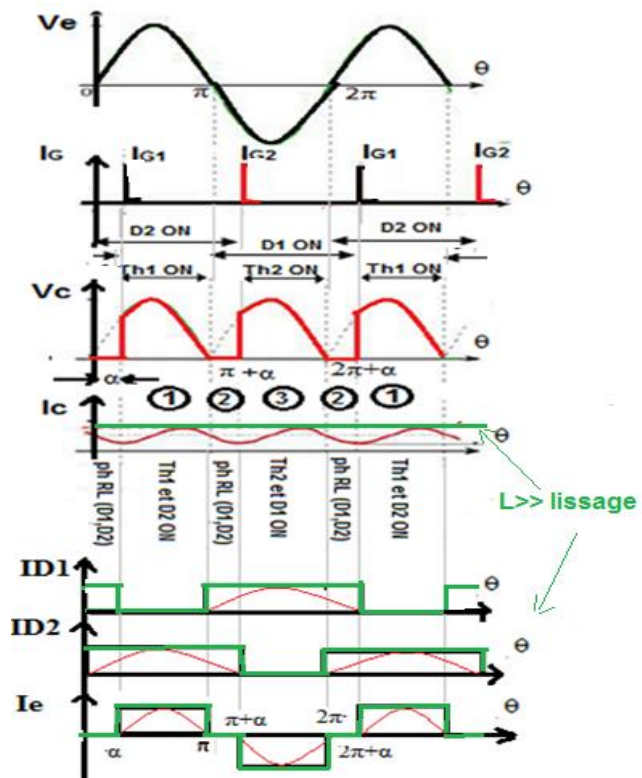
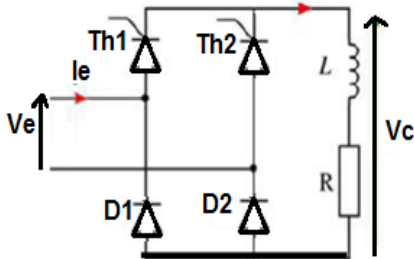


Figure 2.17 : L'allure des tensions et courants(en vert avec self de lissage)

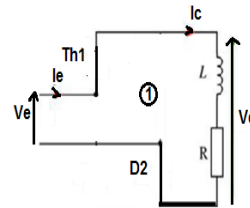
Fonctionnement

Si $\alpha < \theta < \pi$; On a $V_e(\theta) > 0$ et le thyristor Th1 amorcé \Rightarrow le thyristor Th1 et la diode 2 deviennent passantes.

$V_c(\theta) = V_e(\theta)$

$I_c(\theta) = I_e(\theta)$

$I_c(\theta)$: la charge de l'inductance



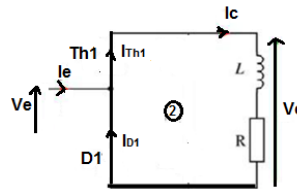
Si $\pi < \theta < \pi + \alpha$; On a $V_e(\theta) < 0$ et absence d'amorçage de Th2 \Rightarrow le thyristor Th2 est bloqué par contre la diode D2 est passante et la self va imposer au thyristor Th1 de rester passant. C'est une phase appelée : Phase de roue libre entre (Th1, D1)

***Phase de roue libre (Th1, D1)**

$V_c(\theta) = 0$

$I_e(\theta) = I_{Th1} - I_{D1} = 0$ ($I_{Th1} = I_{D1}$)

$I_c(\theta)$: la décharge de l'inductance

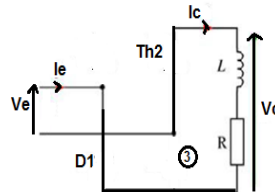


Si $\pi + \alpha < \theta < 2\pi$; On a $V_e(\theta) < 0$ + amorçage de Th2 \Rightarrow le thyristor Th2 est passant et la diode D1 passante.

$V_c(\theta) = -V_e(\theta)$

$I_c(\theta) = I_e(\theta)$

$I_c(\theta)$: la charge de l'inductance



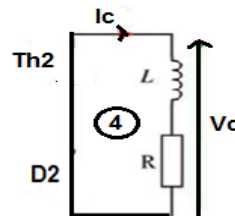
Si $2\pi < \theta < 2\pi + \alpha$; On a $V_e(\theta) > 0$ et pas d'amorçage de Th1 \Rightarrow la diode D1 est passante et la self va imposer au le thyristor de rester passant. Phase de roue libre (Th2, D2)

***Phase de roue libre (Th2, D2)**

$V_c(\theta) = 0$

$I_e(\theta) = I_{Th2} - I_{D2} = 0$ ($I_{Th2} = I_{D2}$)

$I_c(\theta)$: la décharge de l'inductance



b) Pont mixte monophasé : montage asymétrique

Dans le pont asymétrique les modes de roue libre se font grâce à une diode et non pas avec un thyristor contrairement au pont symétrique.

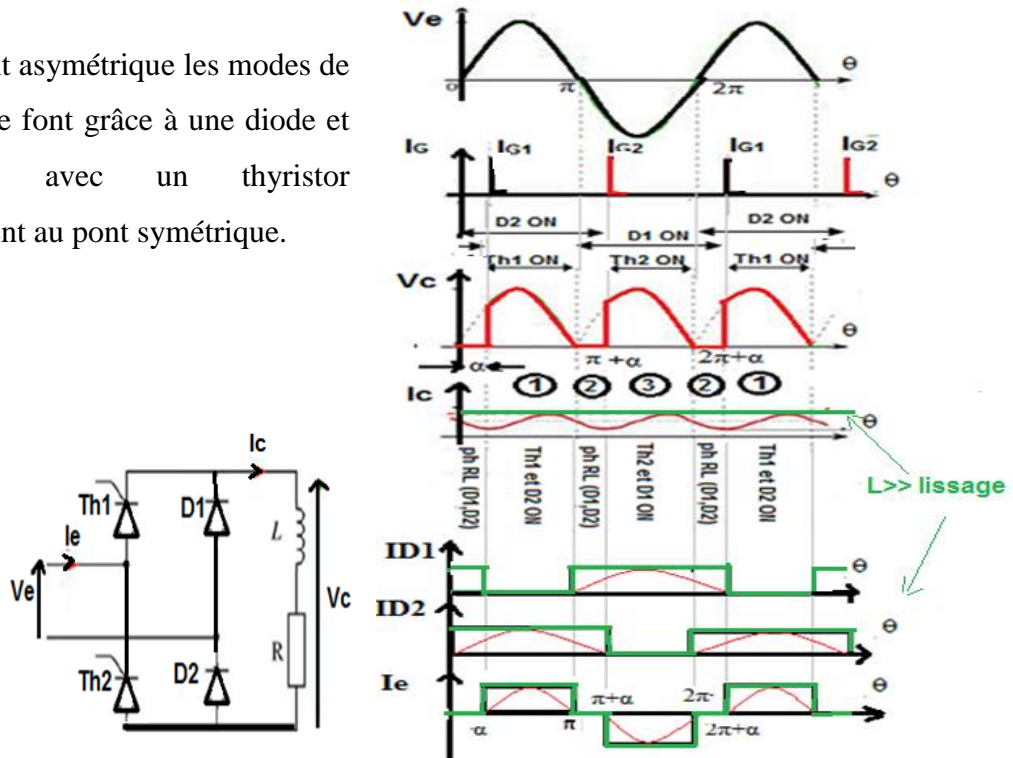


Figure 2.18 : Les allures des tensions et courants (en vert avec self de lissage)

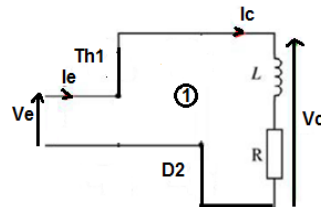
Fonctionnement

Si $\alpha < \theta < \pi$: on a $V_e(\theta) > 0$ + amorçage de Th1 => le thyristor Th1 est passant et la diode D2 passante.

$V_c(\theta) = V_e(\theta)$

$I_c(\theta) = I_e(\theta)$

$I_c(\theta)$: la charge de l'inductance



Si $\pi < \theta < \pi + \alpha$: on a $V_e < 0$ et pas d'amorçage de Th2 => le thyristor th2 est bloqué et la diode D1 est passante dans ce cas, la self va imposer à la diode D2 de rester passante. C'est une phase de roue libre entre (D1,D2)

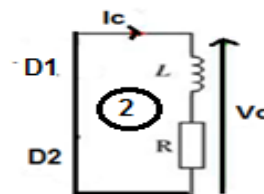
En effet, lorsque la tension V_e passe par zéro, la tension de sortie a tendance à devenir négative. Ceci provoque la conduction de D1 et la charge se trouve en court-circuit sur les diodes D1 et D2.

***Phase de roue libre entre (D1, D2)**

$V_c(\theta) = 0$

$I_e(\theta) = I_{D1} - I_{D2} = 0$ ($I_{D1} = I_{D2}$)

$I_c(\theta)$: la décharge de l'inductance

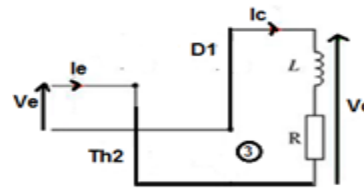


Si $\pi + \alpha < \theta < 2\pi$ on a $V_e(\theta) < 0$ + amorçage de Th2 => le thyristor Th2 est passant et la diode D1 est passante.

$$V_c(\theta) = -V_e(\theta)$$

$$I_c(\theta) = I_e(\theta)$$

$I_c(\theta)$: la charge de l'inductance



Remarque

La différence par rapport à un pont tout thyristor est que la tension V_c ne pourra plus devenir négative (la phase de roue libre).

On peut également obtenir un courant I_c parfaitement lissé en utilisant une self de lissage.

Grandeurs caractéristiques des montages mixtes

➤ Tension moyenne

$$V_{C_{moy}} = \frac{V_M}{\pi} (1 + \cos(\alpha))$$

➤ Tension efficace

$$V_{C_{eff}} = \frac{V_M}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha}$$

2.5 Redresseurs triphasés non commandés

Les montages redresseurs triphasés non commandés permettent de convertir une tension alternative sinusoïdale triphasée en une tension continue non réglable. Pour obtenir une tension de sortie continue, on redresse un ensemble de 3 tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système triphasé équilibré.

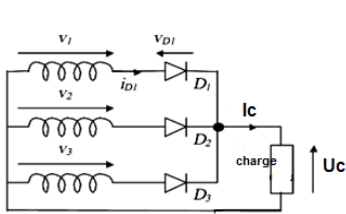
On distingue trois types de montages redresseurs en triphasé :

P3 : montage parallèle avec 3 diodes : c'est un montage avec source en étoile et un seul commutateur ou redresseur "simple alternance" ;

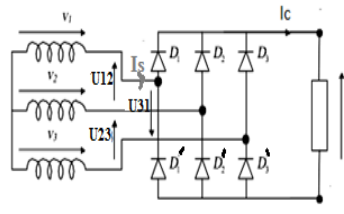
PD3 : montage parallèle double avec 3 paires de diodes, c'est un montage avec source en étoile et deux commutateurs ou redresseurs "en pont" ;

S3 : montage série avec 3 paires de diodes, c'est un montage avec source en triangle et deux commutateurs ou redresseurs "en pont".

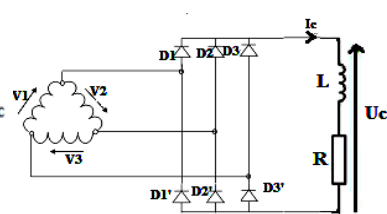
Les montages redresseurs triphasés sont généralement utilisés pour alimenter les machines à courant continu (MCC). (**Charge fortement inductive => courant constant**)



Montage P3



Montage PD3



Montage S3

Rappels (Rappels sur le Triphasé)

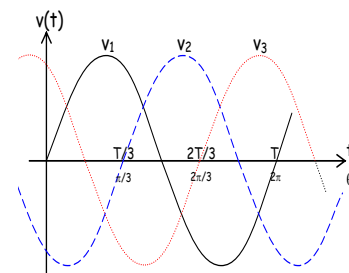
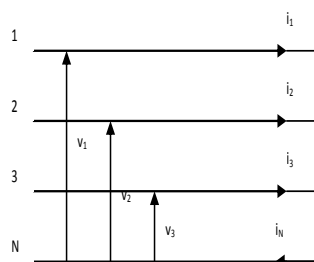
Un système de tension triphasé équilibré sinusoïdal défini par les tensions $v_1(t)$, $v_2(t)$ et $v_3(t)$ déphasées entre elles de $2\pi/3$, de même fréquence et de même valeur efficace.

Tensions simples : Les expressions des 3 tensions dans le domaine temporel est le suivant :

$$v_1(t) = V\sqrt{2} \sin(\theta)$$

$$v_2(t) = V\sqrt{2} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

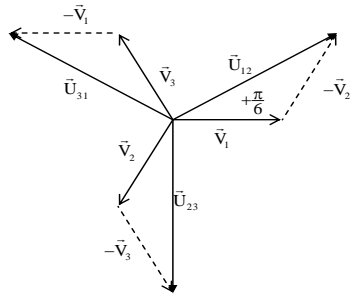
$$v_3(t) = V\sqrt{2} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$



Les tensions composées :

Les tensions composées sont les différences de potentielles entre les phases : $U_{ij} = V_i - V_j$. Ces trois tensions forment également un système triphasé équilibré, déphasé par rapport à celui des tensions simples d'un angle de 30° ($\pi/6$). Les tensions composées sont liées aux tensions simples par les relations suivantes:

Vecteurs de Fresnel associés



$$\begin{cases} u_{12} = v_1 - v_2 \\ u_{23} = v_2 - v_3 \\ u_{31} = v_3 - v_1 \end{cases}$$

Donc

$$\begin{cases} u_{12}(t) = U\sqrt{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \\ u_{23}(t) = U\sqrt{2} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{2}\right) \\ u_{31}(t) = U\sqrt{2} \sin\left(\theta - \frac{7\pi}{6}\right) \end{cases}$$

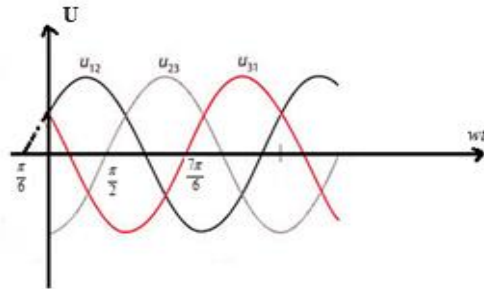
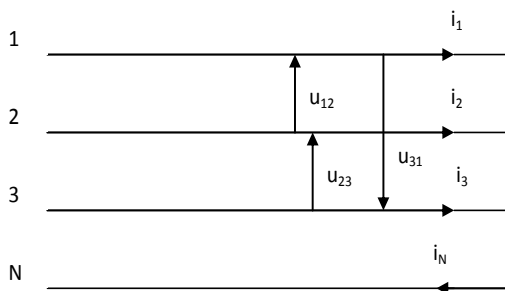
La relation entre la valeur efficace des tensions simples (V_i) et la valeur efficace des tensions composées (U_{ij}) peut être déterminée à l'aide du diagramme de Fresnel représenté sur la figure ci-dessus.

$$\cos(\pi/6) = (U_{12}/2)/V_1 \quad \text{or } U_{12} = 2 \times V_1 \Rightarrow U_{12} = 2 \times V_1 \times \cos(\pi/6)$$

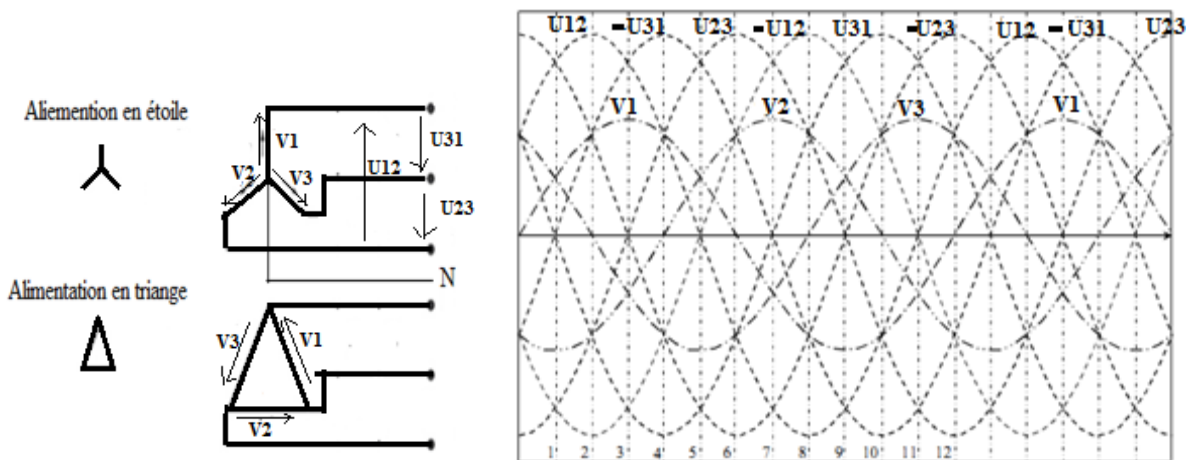
$$\Rightarrow U_{12} = 2V_1 \cos(\pi/6) = V_1 \sqrt{3}$$

L'amplitude des tensions composées vaut alors : $U_{eff} = V_{eff} \sqrt{3}$ (Et $U_{max} = V_{max} \sqrt{3}$)

(Si la tension simple vaut $V = 220$ volts, alors $U = 380$ volts).



Cette représentation est connue sous le nom : abaque de sinus.
(L'échelle est $\pi/6$)

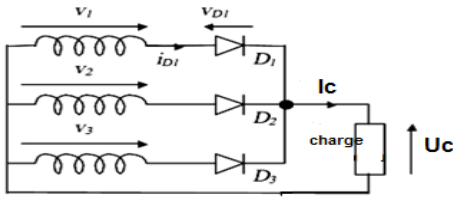


2.5.1 Redresseurs triphasés simple alternance : montage P3

Le montage redresseur P3 à diodes est constitué de trois diodes, connectées chacune à une phase. Les trois diodes forment trois redresseuses simple alternance, qui laissent passer à tout instant la plus élevée des 3 tensions simples.

a) - Obtention d'une tension redressée positive.

Le groupement de diodes à cathodes communes comme illustré sur la figure suivante, permet d'obtenir une tension de sortie U_c positive.



Avec :

$$v_1(t) = V\sqrt{2} \sin(\theta)$$

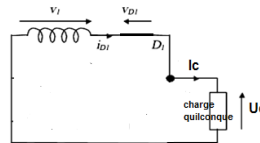
$$v_2(t) = V\sqrt{2} \sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_3(t) = V\sqrt{2} \sin(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

Fonctionnement

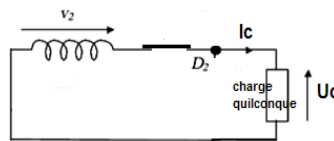
Si la tension simple V_i est plus élevée alors D_i est polarisée en direct (elle devient passante) ce qui donne : $V_c = V_i$.

- Si $\pi/6 < \theta < 5\pi/6 \rightarrow V_1$ est la plus positive des tensions simples donc, la diode D_1 devient passante. On a alors :



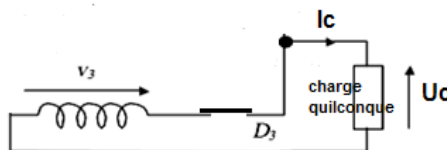
$V_{D1} = 0, V_{D2} = V_2 - V_1 = -U_{12} < 0, V_{D3} = V_3 - V_1 = U_{31} < 0$ donc les diodes D_2 et D_3 sont bloquées. $U_c = V_1$ quand $V_1 > V_2$ et V_3

- Si $5\pi/6 < \theta < 3\pi/2 \rightarrow V_2$ est la plus positive des tensions simples donc, la diode D_2 devient passante. On a alors :



$V_{D2} = 0; V_{D1} = V_1 - V_2 = U_{12} < 0 \quad V_{D3} = V_3 - V_1 = U_{31} < 0$ Donc les diodes D_1 et D_3 sont bloquées. $U_c = V_2$ quand $V_2 > V_1$ et V_3

- Si $3\pi/2 < \theta < 13\pi/6 \rightarrow V_3$ est la plus positive des tensions donc, la diode D_3 devient passante. On a alors :



$V_{D3} = 0, V_{D1} = V_1 - V_3 = -U_{31} < 0 \quad V_{D2} = V_2 - V_1 = -U_{12} < 0$ Donc les diodes D_1 et D_3 sont bloquées. $U_c = V_3$ quand $V_3 > V_1$ et V_2

intervalle	Diode en conduction	Tension de sortie $U_c(\theta)$	Tension en bornes $D1 V_{d1}(\theta)$	Courant dans la charge I_c
$[\pi/6, 5\pi/6]$	D1	V_1	0	ID_1
$[5\pi/6, 3\pi/2]$	D2	V_2	$V_1 - V_2 = U_{12}$	ID_2
$[3\pi/2, 13\pi/6]$	D3	V_3	$V_1 - V_3 = -U_{31}$	ID_3
$[13\pi/2, 17\pi/6]$	D1	V_1	0	ID_1

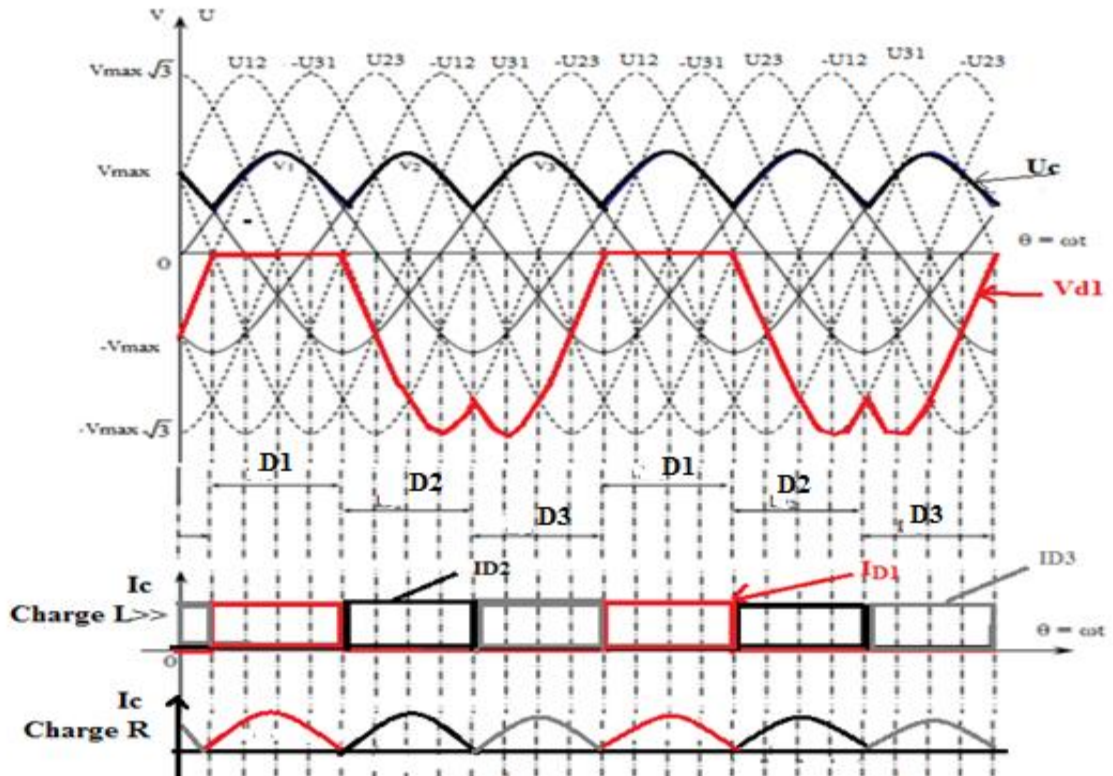


Figure 2.19 : Représentation de $U_c(\theta)$, $V_{d1}(\theta)$ et $I_{d1}(\theta)$ avec charge R /charge $LR \gg L$ (L'échelle est $\pi/6$)

Dans le cas où le montage débite sur une charge résistive, la forme du courant I_c a la même forme que celle du U_c ($I_c = U_c/R$). Par contre, lorsque le montage débite sur une charge fortement inductive, le courant I_c laissé par la self est égal à une constante.

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ La valeur moyenne de la tension de sortie :

la période du signal redressé est égale à celle des tensions d'entrée divisée par 3. $P = 2\pi/3$

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V_1(\theta) \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_M \cdot \sin(\theta) d\theta = \frac{3 \cdot V_M}{2\pi} [-\cos(\theta)]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}}$$

$$V_{moy} = \frac{3 \cdot V_M}{2\pi} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right] = \frac{3 \cdot V_M}{2\pi} \left[-\left(-\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} \right]$$

$$V_{moy} = \frac{3 \cdot V_M \sqrt{3}}{2\pi} = \frac{3 \cdot V_{eff} \sqrt{2} \sqrt{3}}{2\pi} = \frac{3 \cdot V_{eff} \sqrt{6}}{2\pi}$$

➤ **La valeur efficace :**

$$V_c^2_{eff} = \frac{3}{2\pi} \int_0^{\pi} V_1(\theta)^2 \cdot d\theta = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (V_M \cdot \sin(\theta))^2 d\theta = \frac{3V_M^2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{(1 - \cos(2\theta))}{2} d\theta$$

$$V_c^2_{eff} = \frac{3V_M^2}{2\pi} \left[\theta - \frac{2\sin(2\theta)}{2} \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} = \frac{3V_M^2}{2\pi} \left[\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{6} - \frac{\sin(\frac{5\pi}{3}) - \sin(\frac{\pi}{3})}{2} \right] = V_M^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{3}{4\pi} + \sin\left(\frac{2\pi}{3}\right) \right]$$

$$V_c^2_{eff} = V_M^2 \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}$$

➤ **Facteur de forme**

$$F = \frac{V_{eff}}{V_{moy}} = 1.02$$

➤ **Facteur de puissance**

$$k = \frac{P_c}{S} = \frac{U_{cmoy} I_c}{UI} = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_M I_c}{2\pi}}{\frac{3}{\sqrt{2}\sqrt{3}} V_M I_c} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} = 0.675$$

➤ **Les courants dans les diodes**

$$I_{Dmoy} = \frac{I_c}{3}; \quad I_{Dmax} = I_c; \quad I_{Deff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

Remarque

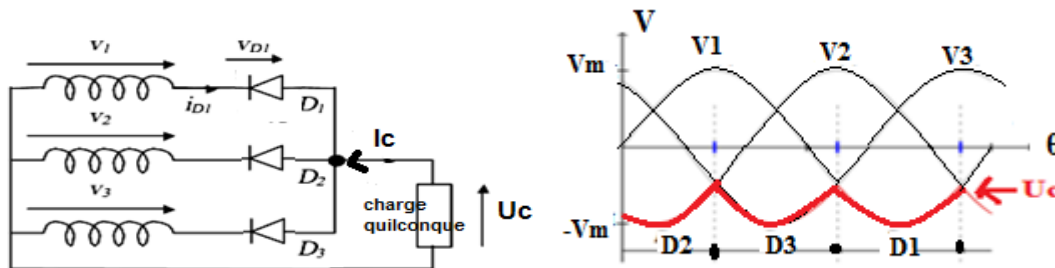
-La tension inverse maximale aux bornes de la diode est : $-V_{dMax} = \sqrt{3} V_M$

- la tension de sortie U_c prend alternativement la plus positive des tensions simples.

b) -Obtention d'une tension redressée négative.

Pour obtenir une tension redressée négative, il suffit d'inverser les 3 diodes (regroupement diodes à anodes communs) pour laisser passer uniquement la tension la plus négative des tensions d'entrées.

Pour le même groupement de diodes à anodes communs, les intervalles de commutation, la séquence de conduction et l'allure de la tension $U_c(t)$ sont présentés à sur figure ci dessous.



Grandeurs caractéristiques du montage

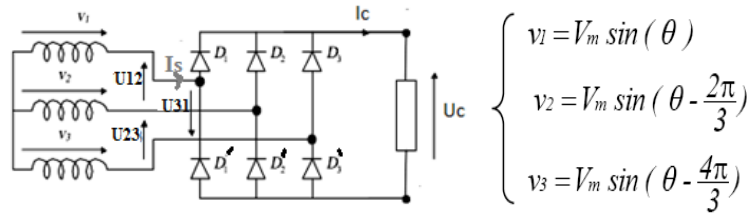
Les grandeurs caractéristiques du montage restent inchangées, seul le sens du courant a changé. La valeur moyenne de la tension de sortie peut facilement être calculée :

$$U_{cmoy} = -\frac{3V_M \sqrt{3}}{2\pi}$$

2.5.2 Redressement parallèle double ou en pont : montage PD3

Ce redresseur en pont appelé montage PD3 correspond à l'association des deux systèmes décrit dans le montage P3, trois diodes (D1, D2 et D3) pour une tension de sortie positive et trois autres diodes (D'1, D'2 et D'3) pour une tension de sortie négative.

Un montage en pont se présente sous la forme suivante:



Lorsque V_i (tension simple) est la plus élevée, D_i conduit, alors que lorsque V_i (tension simple) est la plus faible, c'est $D'1$ qui conduit. Donc la tension de sortie instantanée prend alternativement la valeur **des tensions composées**.

À chaque instant, U_c égal à la différence entre la plus positive et la plus négative des tensions alternatives.

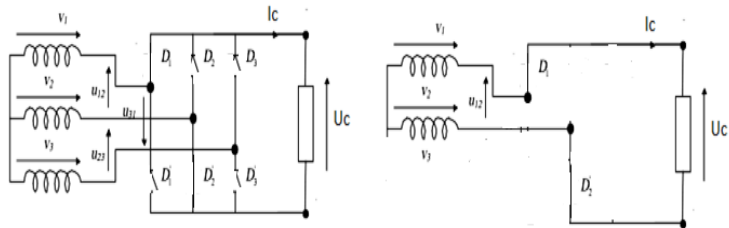
- $v_1 > v_3 > v_2$, D_1 et $D'2$ conduisent, $U_c = v_1 - v_2 = U_{12}$
- $v_1 > v_2 > v_3$, D_1 et $D'3$ conduisent, $U_c = v_1 - v_3 = -U_{31}$
- $v_2 > v_1 > v_3$, D_2 et $D'3$ conduisent, $U_c = v_2 - v_3 = U_{23}$
- $v_2 > v_3 > v_1$, D_2 et $D'1$ conduisent, $U_c = v_2 - v_1 = -U_{12}$, etc.

Fonctionnement

Si $\pi/6 < \theta < \pi/2$: on a $V_1(t) > V_3(t) > V_2(t)$, (tension V_1 est plus élevée et V_2 est la plus faible) => D_1 et $D'2$ conduisent

$$U_c = V_1(t) - V_2(t) = U_{12}$$

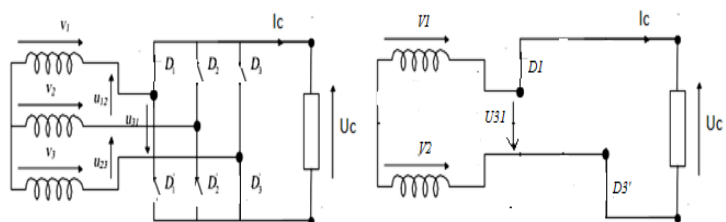
- $V_{d1} = 0$
- $V_{d2} = -U_{12}$
- $V_{d3} = U_{31}$
- $V_{d1'} = -U_{12}$
- $V_{d2'} = 0$
- $V_{d3'} = U_{23}$



Si $\pi/2 < \theta < 5\pi/6$: Lorsque : $V_1(t) > V_2(t) > V_3(t)$, (tension V_1 est plus élevée et V_3 est la plus faible) => D_1 et $D'3$ conduisent :

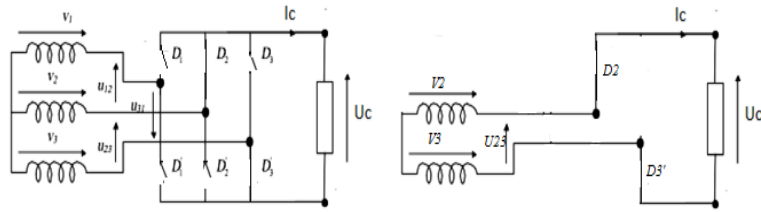
$$U_c = V_1(t) - V_3(t) = -U_{31}$$

- $V_{d1} = 0$
- $V_{d2} = -U_{12}$
- $V_{d3} = U_{31}$
- $V_{d1'} = -U_{31}$
- $V_{d2'} = -U_{23}$
- $V_{d3'} = 0$



Si $5\pi < \theta < 7\pi/6$: Lorsque : $V_2(t) > V_1(t) > V_3(t)$, (tension V_2 est plus élevée et V_3 est la plus faible) => D_2 et D_3' conduisent :

- $U_c = V_2(t) - V_3(t) = U_{23}$
- $V_{d1} = U_{12}$
- $V_{d2} = 0$
- $V_{d3} = -U_{23}$
- $V_{d1'} = U_{31}$
- $V_{d2'} = -U_{23}$
- $V_{d3'} = 0$



Les schémas selon la conduction des diodes :

D1D2'	D1D3'	D2D1'	D2D3'	D3D1'	D3D2'
$U_c = V_1 - V_2$ $= U_{12}$	$U_c = V_1 - V_3$ $= -U_{31}$	$U_c = -V_1 + V_2$ $= -U_{12}$	$U_c = V_3 - V_2$ $= -U_{23}$	$U_c = V_3 - V_1$ $= U_{31}$	$U_c = V_1 - V_2$ $= -U_{23}$

Sur la figure qui suit, on a représenté l'allure de la tension redressée U_c ainsi que la tension aux bornes de la diode D_1 (V_{D1}). (L'échelle est $\pi/6$)

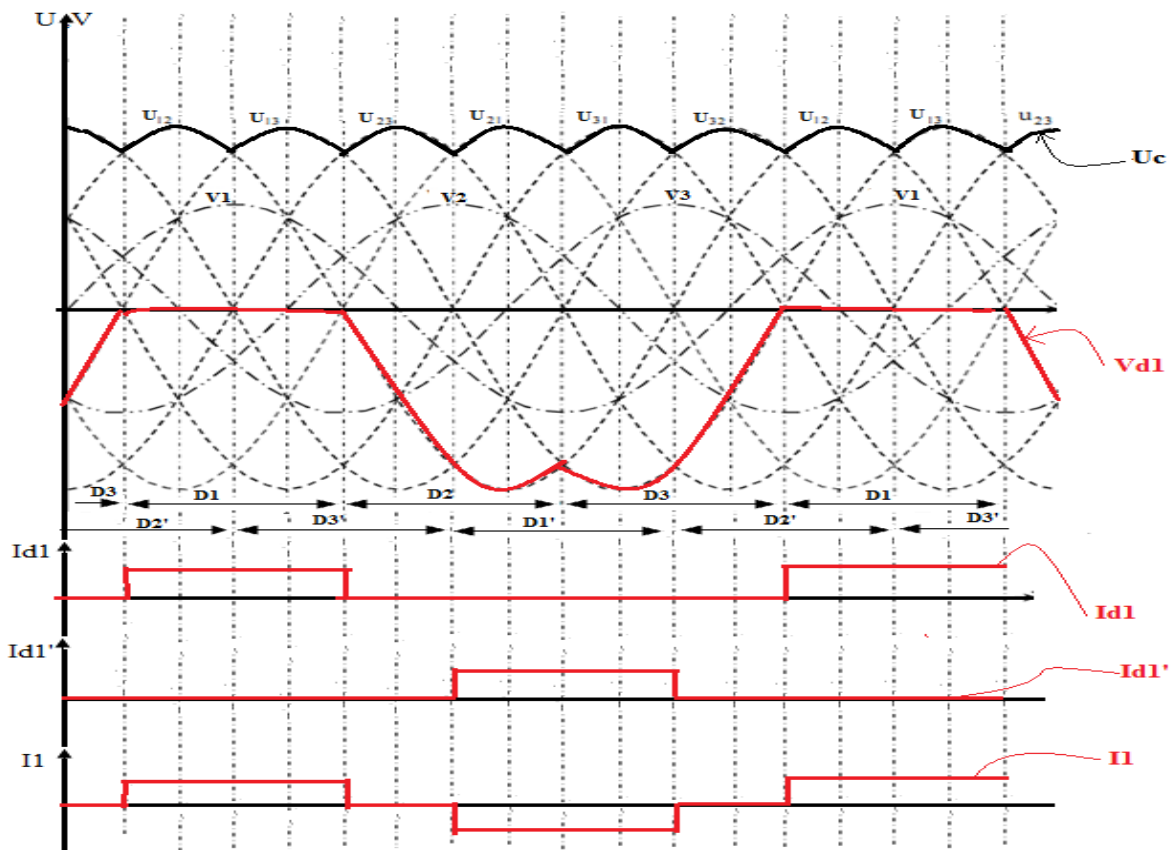


Figure 2.20 : Représentation de $U_c(\theta)$, $V_{d1}(\theta)$, $I_{d1}(\theta)$, $I_{d1}'(\theta)$ et $I_1(\theta)$ (L'échelle est $\pi/6$)

On voit sur la figure que l'intensité I_{s1} du courant de l'enroulement secondaire étudié s'exprime : $I_{s1} = I_{d1} - I_{d1}'$ (pour un lissage parfait du courant) De même pour $I_{s2} = I_{d2} - I_{d2}'$ et $I_{s3} = I_{d3} - I_{d3}'$.

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ **La valeur moyenne de la tension de sortie :**

La période de la tension de sortie U_{cmoy} est $\pi/3$ (2 échelles)

$$U_{cmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T U_c(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} U_{12}(\theta) d\theta$$

$$= \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} U \sqrt{2} \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) d\theta = \frac{3}{\pi} U_M = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_M$$

➤ **Courants dans les diodes :**

$$I_{Dmoy} = \frac{I_c}{3}; I_{Dmax} = I_c; I_{Deff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

➤ **Le courant efficace dans une phase (phase V1, Is1) (Avec Is1=Id1-Id1')**

$$I_{s1eff} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}}$$

➤ **Le facteur de puissance :**

$$k = \frac{I_c U_{cmoy}}{3V_{eff} I_s} = \frac{3}{\pi} = 0.955$$

2.5.3 Redressement Montage séries (S3)

Les bobinages aux bornes desquels apparaissent les tensions alternatives (V1, V2 et V3) sont montées en triangle. Il y a 6 diodes, 3 diodes à cathodes communs et 3 autres à anodes communes. (**Charge inductive**)

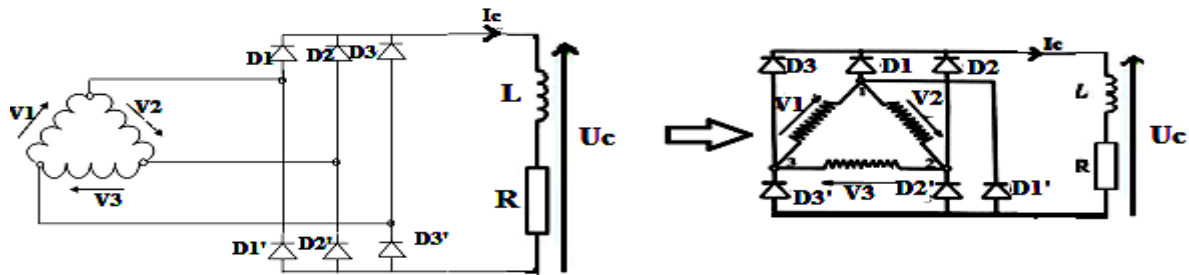


Figure : Redressement Montage séries

Fonctionnement :

Les diodes (D1, D2 et D3) conduisent dès que les tensions simples (v1, v2 et v3) deviennent positives, et (D'1, D'2 et D'3) conduisent dès que les tensions deviennent négatives.

Intervalle de conduction	Diode en conduction	Tension de sortie U_c	Tension en bornes D1	Tension en bornes D1'
$[0, \pi/3]$	D1 et D2'	-V2	0	V2
$[\pi/3, 2\pi/3]$	D1 et D3'	V1	0	-V1
$[2\pi/3, \pi]$	D2 et D3'	-V3	-V2	-V1
$[\pi, 4\pi/3]$	D2 et D1'	V2	-V2	0
$[4\pi/3, 5\pi/3]$	D3 et D1'	-V1	V1	0
$[5\pi/3, 2\pi]$	D3 et D2'	V3	V1	V2

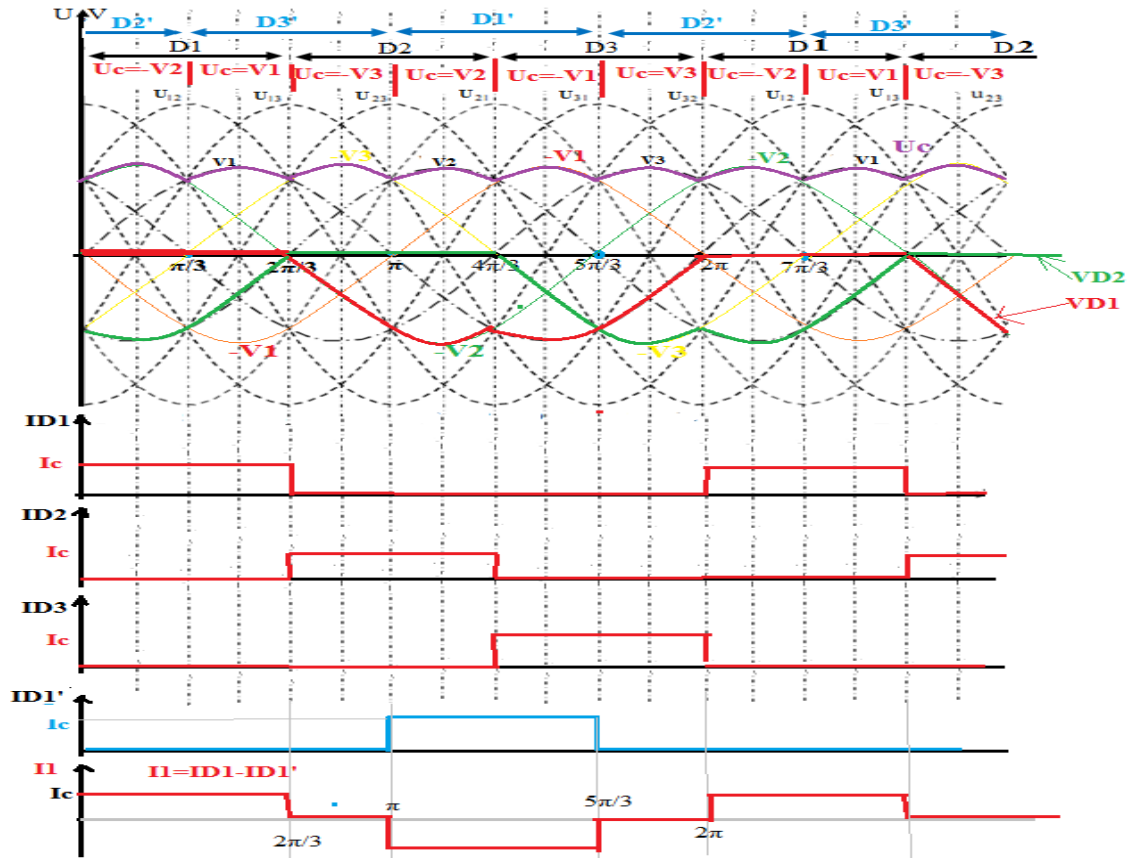
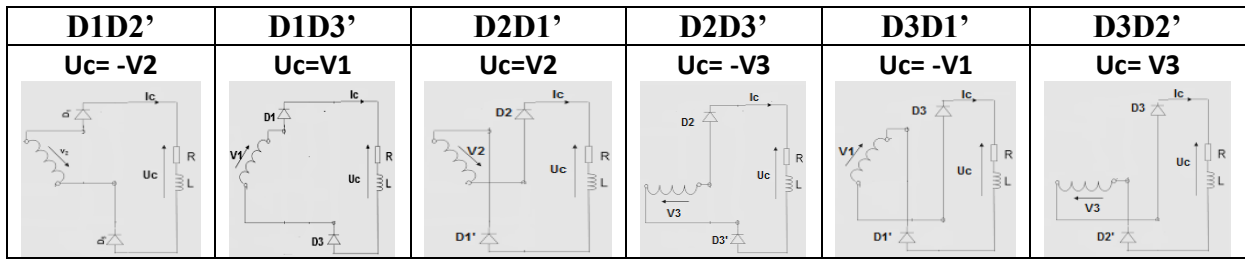


Figure 2.21 : Représentation de $V_c(\theta)$, $V_{d1,2}(\theta)$, $I_{d1}(\theta)$, $I_{d2}(\theta)$, $I_{d3}(\theta)$, I_{d1}' et I_1 courant de V_1 (L'échelle est $\pi/6$)

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ La valeur moyenne de la tension de sortie :

$$U_{c\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_c(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} V_1(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} \cdot V_M$$

➤ Courants dans les diodes :

$$I_{D\text{moy}} = \frac{I_c}{3}; \quad I_{D\text{max}} = I_c; \quad I_{D\text{eff}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

➤ Le courant efficace dans une phase

$$I_{s\text{eff}} = I_c \frac{\sqrt{2}}{3}$$

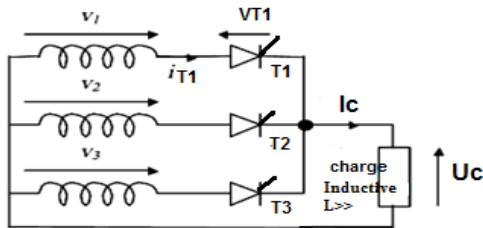
➤ Le facteur de puissance

$$I_{s\text{eff}} = \frac{I_c U_{c\text{moy}}}{3V_{\text{eff}} I_s} = \frac{3}{\pi} = 0.955$$

2.6 Redresseurs triphasés commandés

Pour les montages commandés triphasés à thyristors on utilise les mêmes schémas que les redresseurs triphasés à diodes. Les thyristors une fois polarisés en direct sont débloqués avec un retard en temps α contrairement aux diodes qui se débloquent dès qu'ils sont polarisés en direct.

2.6.1 Le redressement triphasé simple alternance



Avec :

$$v_1(t) = V\sqrt{2} \cos(\theta),$$

$$v_2(t) = V\sqrt{2} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$v_3(t) = V\sqrt{2} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$$

Fonctionnement (Charge inductive)

Si la tension simple V_i est la plus positive (élevée) et Thyristor T_i est amorcé alors T_i devient passant, ce qui implique que $U_c = V_i$ (tension simple)

- **Si $\pi/6 + \alpha < \theta < \pi$** ➔ V_1 est la plus positive (élevée) des 3 tensions et le Thyristor T_1 est amorcé donc, le Thyristor T_1 devient passant. On a alors : $U_c(\theta) = V_1(\theta)$

$$V_{T1} = 0$$

$$V_{T2} = U_{12}$$

$$V_{T3} = U_{31}$$

- **Si $\pi < \theta < 10\pi/6$** ➔ V_2 est la plus positive des 3 tensions et le Thyristor T_2 est amorcé Donc, le Thyristor T_2 devient passant. On a alors : $U_c(\theta) = V_2(\theta)$

$$V_{T1} = U_{12}$$

$$V_{T2} = 0$$

$$V_{T3} = U_{31}$$

- **Si $10\pi/6 < \theta < 7\pi/3$** ➔ est la plus positive des 3 tensions et le Thyristor T_3 est amorcé Donc, le Thyristor T_3 devient passant. On a alors : $U_c(\theta) = V_3(\theta)$

$$V_{T1} = -U_{31} (U_{13})$$

$$V_{T2} = -U_{12} (U_{21})$$

$$V_{T3} = U_{31}$$

intervalle	Thyristors en conduction	Tension de sortie U_c	Tension en bornes T1 (V_{T1})	Courant dans la charge
$[\pi/6 + \alpha, \pi]$	T1	V_1	0	I_{T1}
$[\pi, 10\pi/6]$	T2	V_2	$V_1 - V_2 = (U_{12})$	I_{T2}
$[10\pi/6, 7\pi/3]$	T3	V_3	$V_1 - V_3 = (-U_{31})$	I_{T3}
$[7\pi/3, 3\pi]$	T1	V_1	0	I_{T1}

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ **La valeur moyenne de la tension de sortie :**

La période de la tension de sortie $U_c(\theta)$ égale à $2\pi/3$

$$U_{c_{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_c(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} V_1(\theta) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_M \cos(\alpha)$$

➤ **Courants dans les thyristors**

-Courant moyen des thyristors : $IT_{moy} = I_c/3$

-Courant efficace des thyristors: $IT_{eff} = I_c/\sqrt{3}$

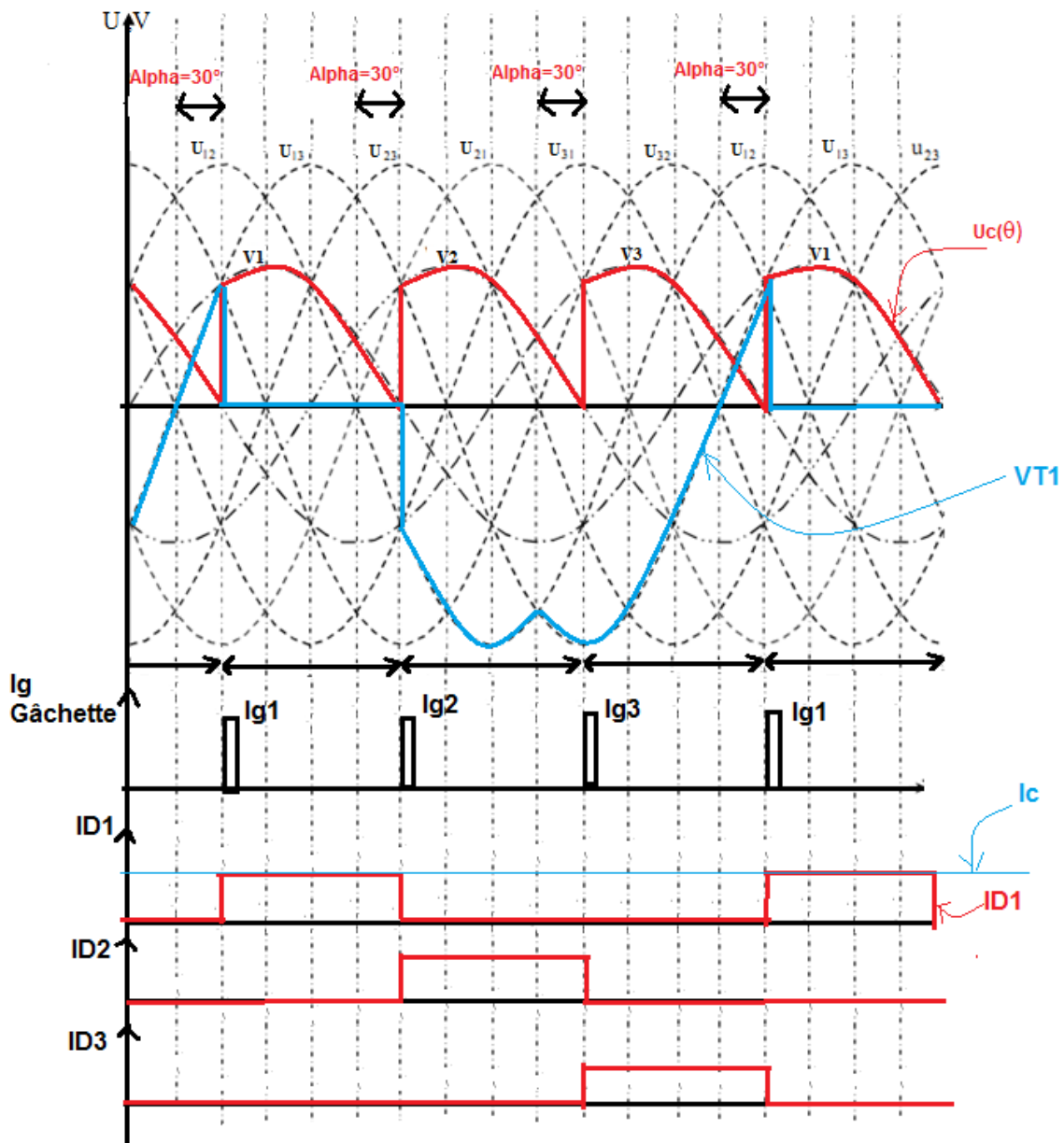
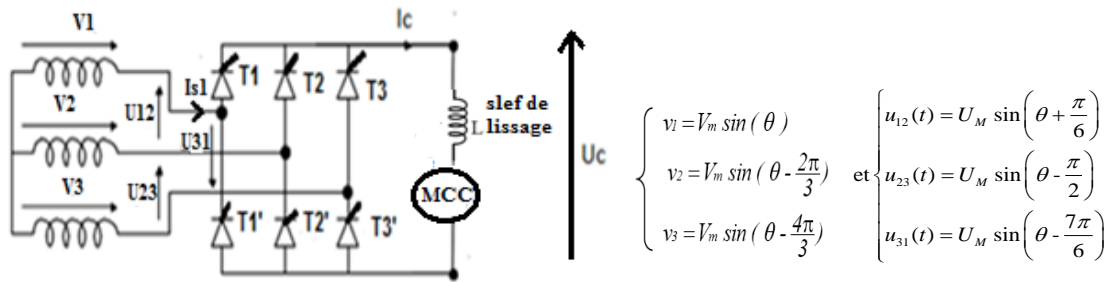


Figure 2.22 : Représentation de $V_c(\theta)$, $VT_1(\theta)$, $IT_1(\theta)$, $IT_2(\theta)$ et $IT_3(\theta)$ (L'échelle est $\pi/6$ et $\alpha = \pi/6$)

2.6.2 Redressement parallèle double ou en pont : montage PD3

On remplace les diodes dans le montage PD3 non commandé par des thyristors pour retarder l'entrée en conduction de ces derniers.

Si V_i est la plus élevée et T_i est amorcé, T_i conduit, alors que lorsque V_i est la plus faible et T_i' est amorcé, c'est T_i' qui conduit. Donc la tension de sortie instantanée prend alternativement la valeur des tensions composées.



À chaque instant, U_c égal à la différence entre la plus positive et la plus négative des tensions alternatives.

Si $v_1 > v_3 > v_2$ et les thyristors T_1 et T_2' amorcés $\Rightarrow T_1 T_2'$ conduisent, $U_c = v_1 - v_2 = U_{12}$

Si $v_1 > v_2 > v_3$ et les thyristors T_1 et T_3' amorcés $\Rightarrow T_1 T_3'$ conduisent, $U_c = v_1 - v_3 = -U_{31}$

Si $v_2 > v_1 > v_3$, et les thyristors T_2 et T_3' amorcés $\Rightarrow T_2 T_3'$ conduisent, $U_c = v_2 - v_3 = U_{23}$

Si $v_2 > v_3 > v_1$, et les thyristors T_2 et T_1' amorcés $\Rightarrow T_2 T_1'$ conduisent, $U_c = v_2 - v_1 = -U_{12}$

" " " " "
 " " " " "
 " " " " "

.....etc

Les schémas selon la conduction des thyristors :

T1T2'	T1T3'	T2T1'	T2T3'	T3T1'	T3T2'
$U_c = V_1 - V_2 = U_{12}$	$U_c = V_1 - V_3 = -U_{31}$	$U_c = -V_1 + V_2 = -U_{12}$	$U_c = V_3 - V_2 = -U_{23}$	$U_c = V_3 - V_1 = U_{31}$	$U_c = V_1 - V_2 = -U_{23}$

Quand α augmente, la forme d'onde U_c se modifie puisque les instants de conduction des thyristors se décalent.

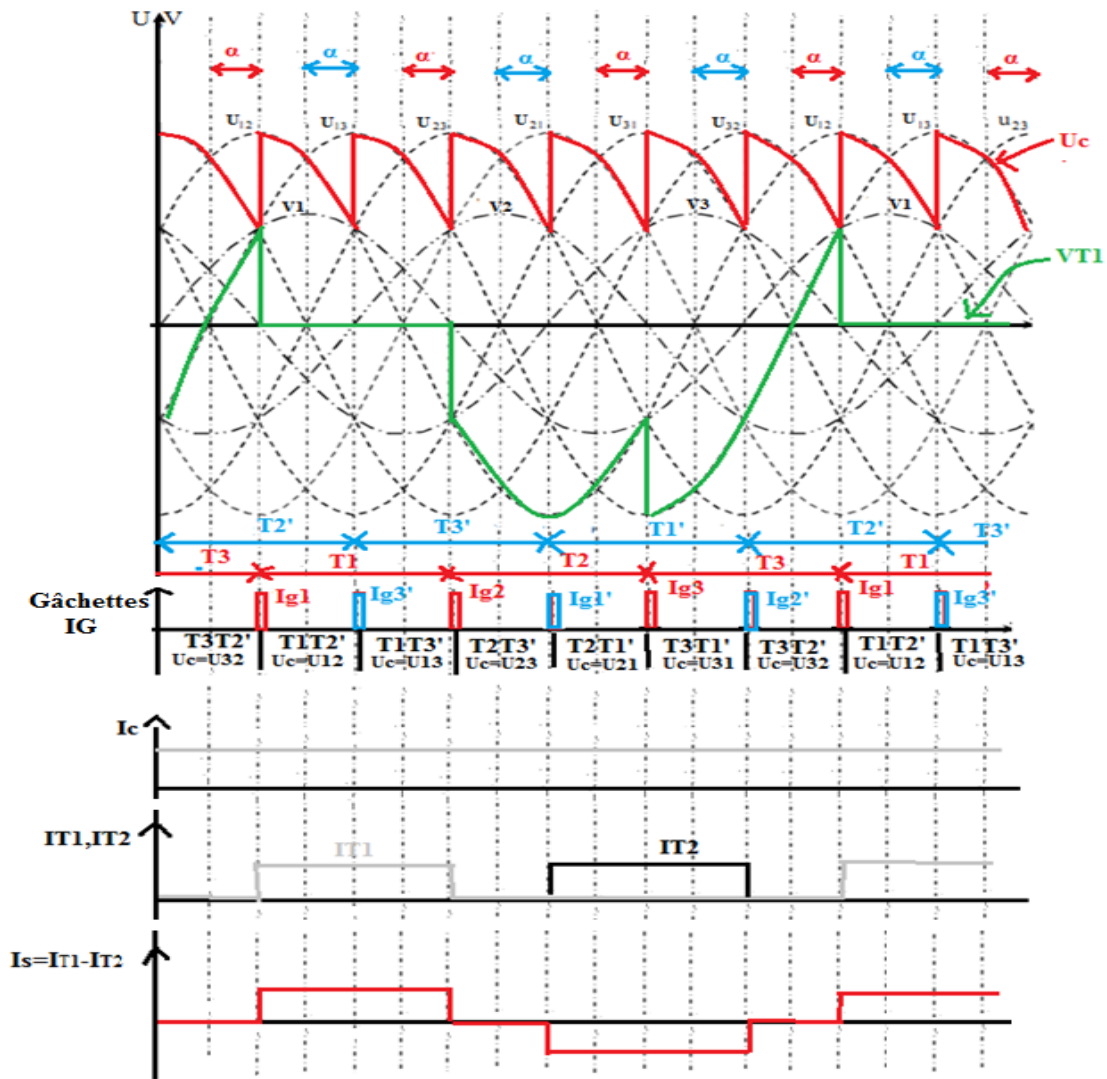


Figure 2.23 : Représentation de $U_c(\theta)$, $V_{T1}(\theta)$, $I_c(\theta)$, $I_{T1}(\theta)$ $I_{T1}'(\theta)$ et $I_{s1}(\theta)$ ($\alpha=\pi/6$ et L'échelle est $\pi/6$)

Dans le cas d'une charge fortement inductive, ce convertisseur fonctionne selon deux modes.

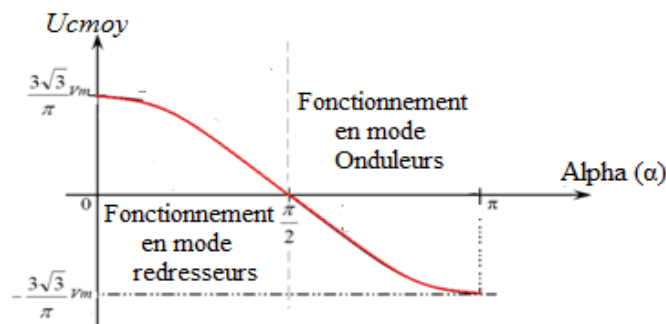
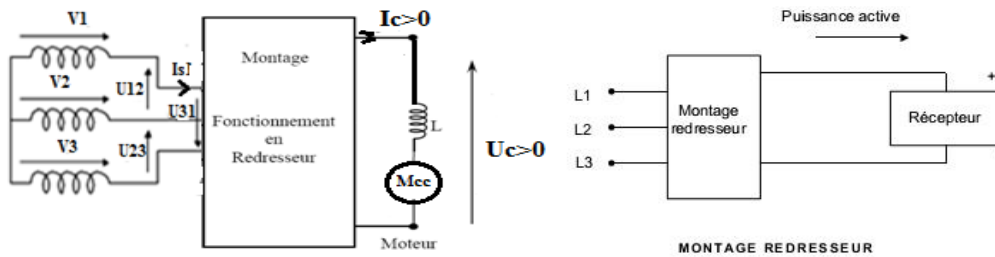
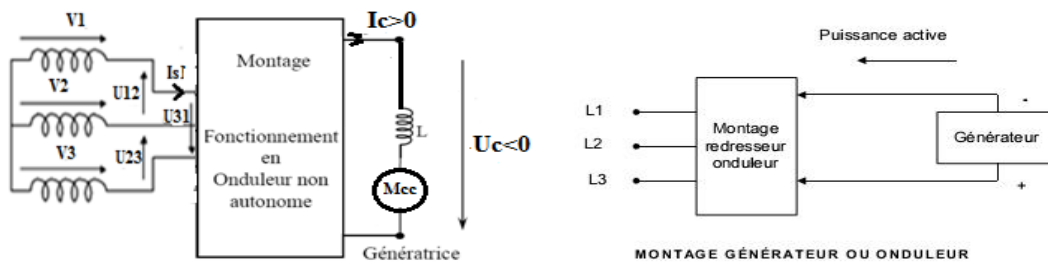


Figure 2.24 : $U_{cmoy} = f(\alpha)$

➤ Si $\alpha < \pi/2$ alors la valeur moyenne de la tension de sortie est positive ($U_{cmoy} > 0$)
 $I_c > 0$ et $U_{cmoy} > 0 \Rightarrow P = U_c \times I_c > 0$ le montage fonctionne en mode redresseur (la puissance est transmise du réseau au réseau moteur).



➤ Si $\pi > \alpha > \pi/2$ alors la valeur moyenne de la tension de sortie est négative ($U_{cmoy} < 0$)
 $I_c > 0$ et $U_{cmoy} < 0 \Rightarrow P = U_c \cdot I_c < 0$ le montage fonctionne en mode générateur (fonctionnement en onduleur assisté par le réseau) ici la puissance est transmise du moteur au réseau



Ce montage permet la récupération de l'énergie électrique en cas de fonctionnement de la machine en mode génératrice.

➤ Si $\alpha = \pi/2$ alors la valeur moyenne de la tension de sortie est nulle.

Grandeurs caractéristiques du montage

La valeur moyenne de la tension de sortie : Quel que soit α , la période de U_c est égale à $\pi/3$

$$U_{c_{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T U_c(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} U_{12}(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{3} + \alpha} U_M \sin(\theta) d\theta$$

$$U_{c_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_M \cos(\alpha)$$

➤ **Courants dans les thyristors**

-Courant moyen des thyristors: $IT_{moy} = I_c/3$

-Courant efficace des thyristors: $IT_{eff} = I_c/\sqrt{3}$

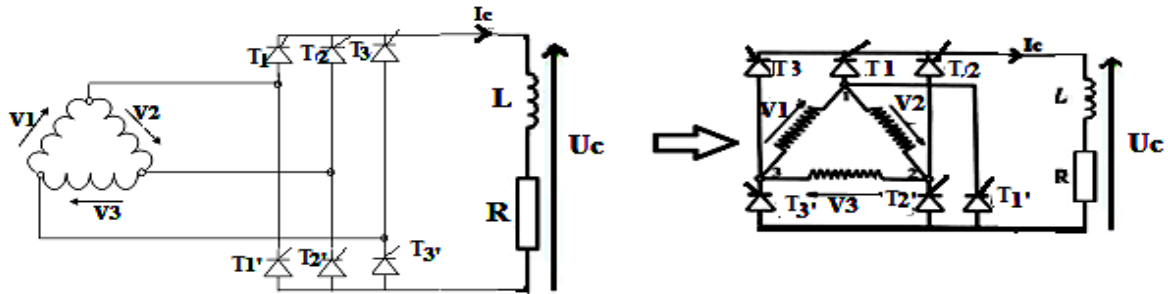
-Courant efficace I_s (secondaire) : $I_{seff} = I_c/\sqrt{\frac{3}{2}}$

➤ **Le facteur de puissance**

$$k = \frac{P_c}{S} = \frac{U_{c_{moy}} I_c}{\sqrt{3} V_M I_c} = \frac{3\sqrt{3} V_M \cos(\alpha) I_c}{\pi \sqrt{3} V_M I_c} = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha)$$

2.6.3 Redressement Montage séries (S3)

Comme pour le montage S3 à diodes ce montage S3 avec des thyristors redresse aussi les trois tensions simples et la tension de sortie redressée est représentée par des tensions simples.



Les Thyristors (T1, T2 et T3) conduisent dès que les tensions simples (v1, v2 et v3) deviennent positives (>0) et les thyristors Ti amorcés, et (T'1, T'2 et T'3) dès que les tensions simples deviennent négatives (<0) et les thyristors Ti' amorcés.

Le diagramme de conduction des thyristors :

Intervalle de conduction	Thyristors en conduction	Tension de sortie Uc	Tension en bornes T1(VT1)	Tension en bornes T1'
$[\alpha, \pi/3+\alpha]$	T1 et T2'	-V2	0	V2
$[\pi/3+\alpha, 2\pi/3+\alpha]$	T1 et T3'	V1	0	-V1
$[2\pi/3+\alpha, \pi+\alpha]$	T2 et T3'	-V3	-V2	-V1
$[\pi+\alpha, 4\pi/3+\alpha]$	T2 et T1'	V2	-V2	0
$[4\pi/3+\alpha, 5\pi/3+\alpha]$	T3 et T1'	-V1	V1	0
$[5\pi/3+\alpha, 2\pi+\alpha]$	T3 et T2'	V3	V1	V2

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ **La valeur moyenne de la tension de sortie :**

Quel que soit α , la période de U_c est égale à $\pi/3$

$$U_{c moy} = \frac{1}{T} \int_0^T U_c(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}-\alpha} V_1(\theta) d\theta = \frac{3}{\pi} \cdot V_M \cos(\alpha)$$

➤ **Courants dans les Thyristors :**

$$I_{D moy} = \frac{I_c}{3}; \quad I_{D max} = I_c; \quad I_{D eff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$$

➤ **Le courant efficace dans une phase**

$$I_{S eff} = I_c \frac{\sqrt{2}}{3}$$

➤ **Le facteur de puissance**

$$I_{S eff} = \frac{I_c U_{c moy}}{3V_{eff} I_s} = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha)$$

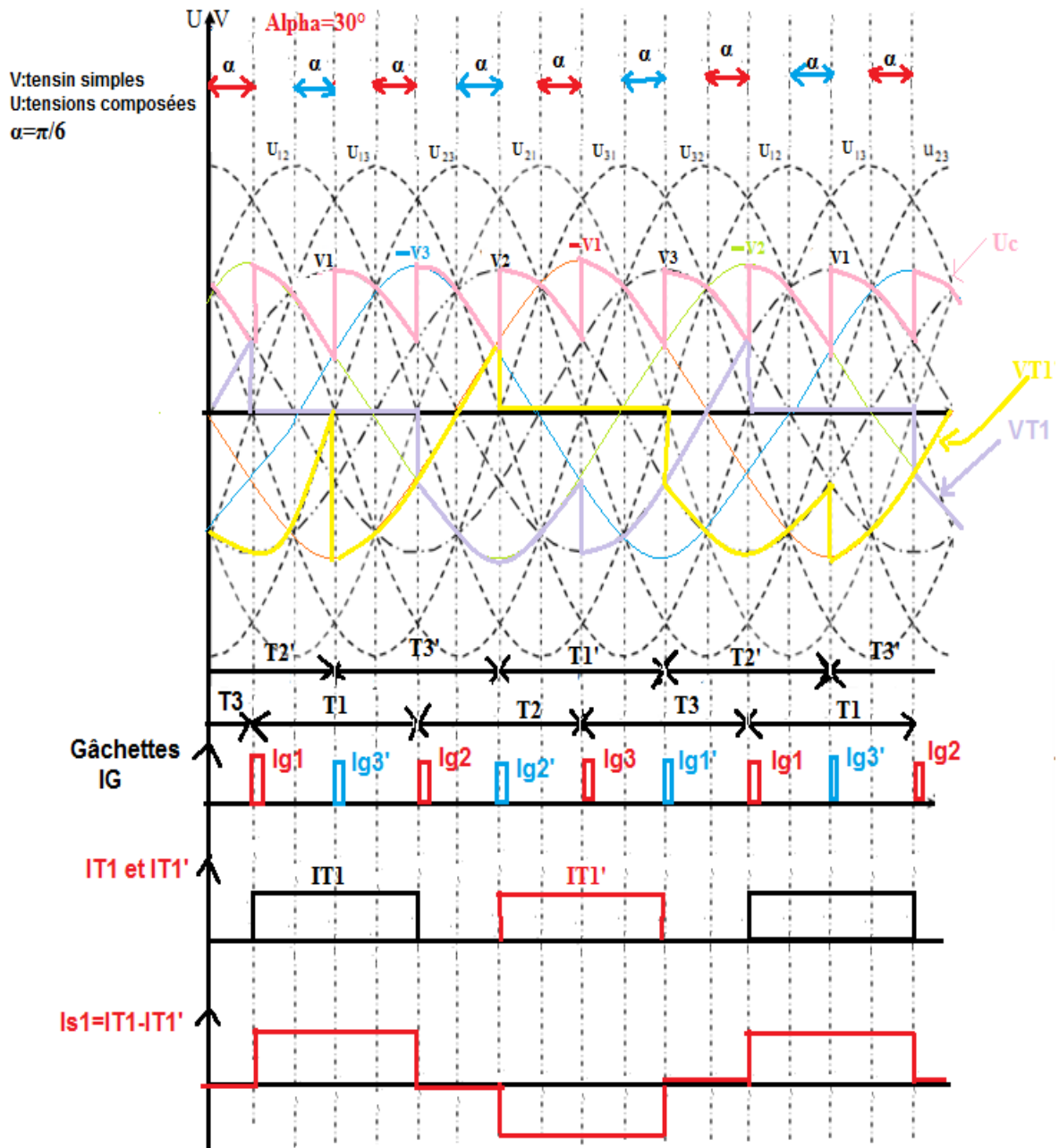


Figure 2.24 : Représentation de $U_c(\theta)$, $V_{T1}(\theta)$, $V_{T1}'(\theta)$, $I_{T1}(\theta)$, $I_{T1}'(\theta)$ et $I_{s1}(\theta)$ (Avec $\alpha = \pi/6$ et L'échelle est $\pi/6$)

Remarque

- Quel que soit α , la période de U_c est égale à $\pi/3$
- Le phénomène de roue libre n'apparaît que pour α supérieur à $\pi/3$
- Les thyristors sont déclenchés à α avec $0 < \alpha < \pi$ pour les montages à thyristors.

Chapitre 3 : Convertisseur continu/continu DC/DC

3.1. Préambule

Le convertisseur **continu-continu** permet d'obtenir une tension continue de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue fixe. Ce convertisseur appelé également hacheur est placés après le générateur continu pour régler la tension appliquée au récepteur qui nécessite une tension continue différentes. (ex : **Mcc** moteurs à courant continu). Par similitude aux transformateurs utilisés en alternatifs, Les hacheurs sont considérés comme des transformateurs utilisés en continu.

On distingue trois types de hacheurs qui peuvent être élévateurs ou abaisseurs :

- Le hacheur série: abaisseur de tension
- Le hacheur parallèle : élévateur de tension
- Les hacheurs 2 et 4 quadrants : ces hacheurs sont réversibles en tension et en courant

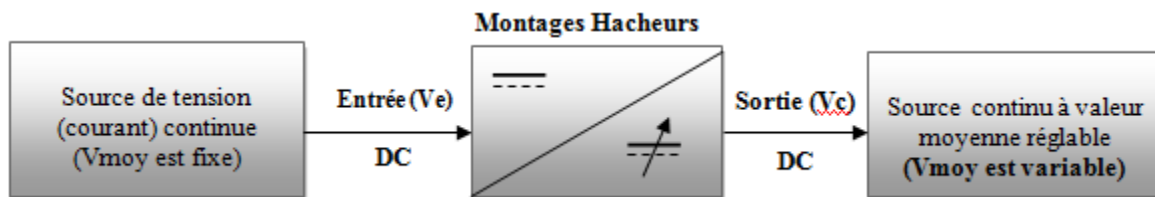


Figure 3.1 : les montages Hacheurs

3.2-Hacheurs série (abaisseur de tension) :

1) Charge E et L (circuit équivalent d'un moteur Mcc avec résistance interne négligée)

Le montage hacheur série comporte un interrupteur unidirectionnel commandé à la fermeture et à l'ouverture **K appelé Hacheur** (l'interrupteur peut être un : transistor bipolaire, transistor MOS ou IGBT, Thyristor GTO) et un interrupteur non commandé (diode). De plus, Le montage est composé d'une source de tension continue fixe E ($E < U$) (F.e.m du moteur) et d'une charge inductive.

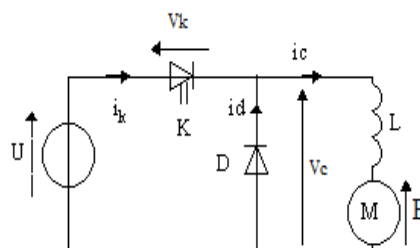
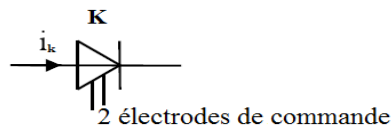


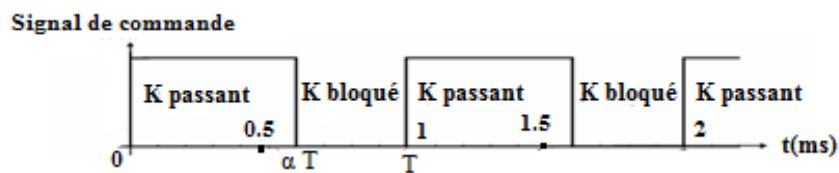
Figure 3.2 : Hacheurs série avec charge E et L

Cette structure de hacheur est non réversible c.-à-d l'énergie ne peut aller que de la source vers la charge.

Les interrupteurs K unidirectionnels (hacheurs K) utilisés dans les montages hacheurs sont symbolisé par une diode équipée de deux électrodes de commandes (amorçage et blocage)



Ces interrupteurs unidirectionnels K (ou hacheurs K) sont commandés par un signal carré périodique de période T comme suit :



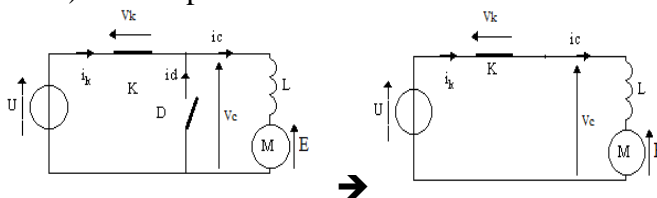
α désigne le rapport cyclique qui est défini comme le temps de conduction de l'interrupteur (hacheur) K divisé par la période de fonctionnement du montage T (dite période de hachage).

$$\alpha = \frac{\text{durée de conduction du (K)}}{\text{période de hachage (T)}} \text{ , Avec } 0 < \alpha < 1$$

Fonctionnement :

Le hacheur fonctionne dans les deux conditions suivantes:

- 1- On ferme l'interrupteur K (K passant) et la diode devient bloquée (polarisée en inverse). Cette phase active dure de : $0 < t < \alpha T$



$V_c = U$

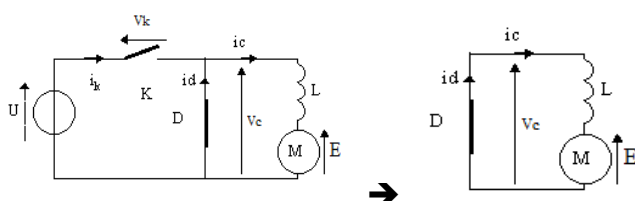
$i_{DRL} = i_c$ (diode bloqué) et $i_k = i_c$ (interrupteur K passant)

$V_k = 0$.

$V_{DRL} = - U$

La variation du courant i_c est régit par l'équation différentielle du 1^{er} ordre avec second membre constant : $U = E + L di/dt \rightarrow i_c(t) = [(U-E)/L]t + I_m$. Avec $i_c(0) = I_m$ et $U > E$

- 2- On Ouvre l'interrupteur (k bloqué) et La diode devient passante. Cette phase de roue libre dure de : $\alpha T < t < T$:



$V_c=0$

$i_{DRL} = i_c$ (diode passante) et $i_k = 0$ (interrupteur K bloqué)

$V_k = U$.

$V_{DRL}=0$

La variation du courant I_c est régit par l'équation différentielle du 1^{er} ordre avec second membre nul : $0 = E + Ldi/dt \rightarrow i_c = [-E/L](t - \alpha T) + I_M$. Avec $i_c(\alpha T)=I_M$

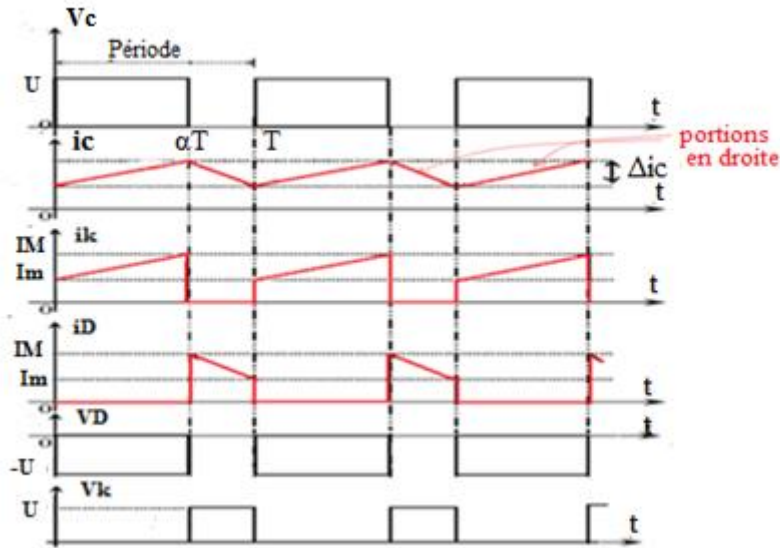


Figure 3.3: Allures des tensions et des courants

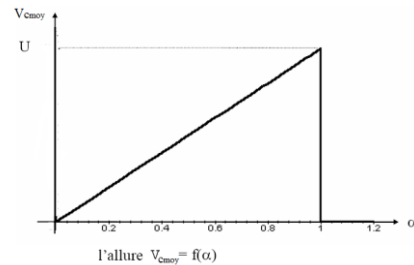
➤ Valeur moyenne de la tension de sortie V_c :

$$V_{c_{moy}}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T V_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} U(t) dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T 0 dt$$

$$V_{c_{moy}}(t) = \frac{U}{T} (\alpha T - 0)$$

$$V_{c_{moy}}(t) = \alpha U \quad , \text{ avec } \alpha \in [0, 1]$$

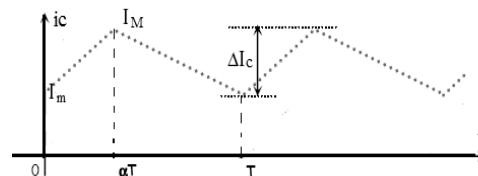
$$0 \leq V_{c_{moy}} \leq U \Rightarrow \text{abaisseur de tension}$$



➤ L'ondulation du courant dans la charge Δi_c .

La pente de i_c est $(U-E)/L$ lorsque $0 < t < \alpha T$ et $(-E)/L$ lorsque $\alpha T < t < T$

$$\begin{cases} i_c(t) = [-E/L](t - \alpha T) + I_M & (1) \\ i_c(t) = [(U - E)/L]t + I_m & (2) \end{cases}$$



En combinant ces 2 relations on trouve :

$$\Delta i_c = I_M - I_m = \alpha T(U - E)/L \text{ avec } E = \alpha U, i_c(\alpha T) = I_M \text{ et } i_c(T) = I_m$$

$$\Rightarrow \Delta i_c = U/L \cdot \alpha (1 - \alpha) T = U/L \cdot \alpha(1 - \alpha)T$$

on a $T=1/f$

$$\Rightarrow \Delta i_c = U/Lf \cdot \alpha(1 - \alpha)$$

L'ondulation maximum du courant Δi_c est obtenue lorsque $\alpha=1/2$: $\Delta i_c = U/4Lf$.

L'ondulation minimale du courant Δi_c est obtenue si la valeur de l'inductance L est importante (en utilisant par exemple une inductance de lissage en série avec le moteur).

De plus, on peut agir sur la fréquence de découpage pour diminuer ces ondulations. En augmentant la fréquence $f \Rightarrow$ en diminuant $T \Rightarrow$ en diminuant $I_M - I_m$

Intensité moyenne du courant i_c : $I_{c moy} = (I_M + I_m) / 2$

2) Charge E, L et R : (circuit équivalent d'un moteur Mcc avec résistance interne non négligée)

Si la résistance n'est pas négligée dans le montage précédent, les courbes réelles des courants ne sont plus des droites mais elles sont représentées par des portions en exponentielles .

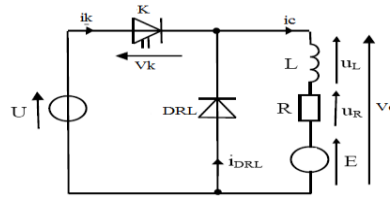


Figure 3.3: Hacheurs série avec charge R, E et L

Fonctionnement

Si $0 < t < \alpha T$ on ferme l'interrupteur k (k passant) alors la diode de roue libre devient bloquée

$V_c = U$

$i_{DRL} = i_c$ (diode bloqué) et $i_k = i_c$ (interrupteur K passant)

$V_k = 0$. (Interrupteur parfait)

La variation du courant I_c est régit par l'équation différentielle suivante

$\frac{L}{R} \frac{di_c}{dt} + i_c = \frac{U - E}{R}$ la résolution de l'équation donne :

$i_c(t) = \left(I_m - \frac{U - E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U - E}{R}$ avec, $i_c(0) = I_m$ et $\tau = \frac{L}{R}$

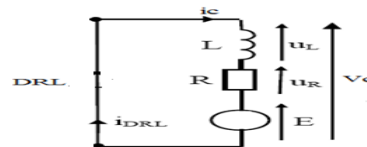
Avec $i_c(0) = I_m$

Si $\alpha T < t < T$ on ouvre l'interrupteur k (k bloqué) alors la diode de roue libre devient passante

$V_c = 0$

$i_{DRL} = i_c$ et $i_k = 0$ (interrupteur K bloqué)

$V_k = U$.



La variation du courant I_c est régit par l'équation différentielle suivante

$0 = E + L di_c / dt + R i_c \rightarrow$

$\frac{L}{R} \frac{di_c}{dt} + i_c = -\frac{E}{R}$ la résolution de l'équation donne :

$i_c(t) = \left(I_m + \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}} - \frac{E}{R}$ avec, $(i_c(\alpha T) = I_m)$ et $\tau = \frac{L}{R}$

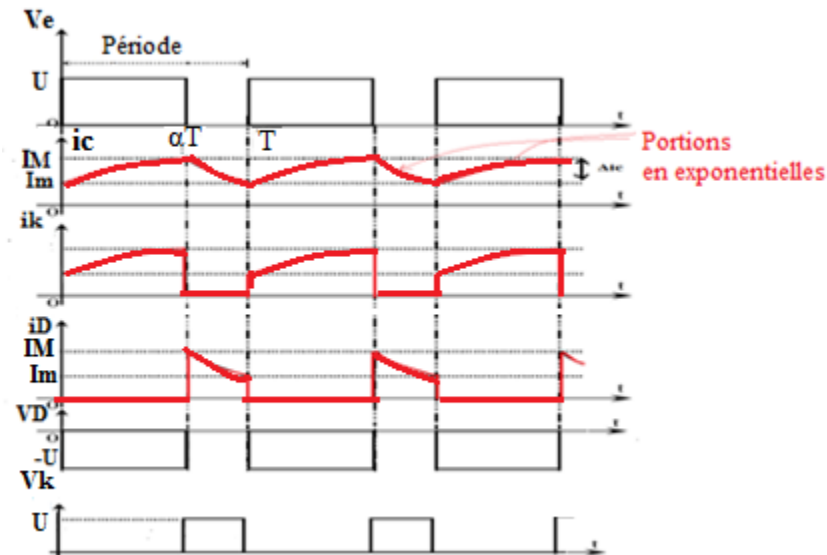


Figure 3.4 : Allures des tensions et des courants

- Valeur moyenne de la tension de sortie est la même :

$$V_{c_{moy}}(t) = \alpha U \quad , \quad \text{avec } \alpha \in [0, 1]$$

- L'ondulation du courant dans la charge Δi_c .

$\Delta i_c = I_M - I_m$, en utilisant les deux équations du $i_c(t)$ avec $i_c(\alpha T) = I_M$ et $i_c(T) = I_m$ on trouve :

$$I_M = \frac{U}{R} \left[\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right] - \frac{E}{R} \quad \text{et} \quad I_m = \frac{U}{R} \left[\frac{e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} - 1}{e^{-\frac{T}{\tau}} - 1} \right] - \frac{E}{R} \quad \text{avec : } \tau = \frac{L}{R}$$

Si on utilise l'Approximation de linéarisation ($\tau \gg T$)

$e^x \approx 1 + x$ Alors on peut écrire les 2 équations du $i_c(t)$ comme suit :

$$i_c(t) = \begin{cases} \left(I_M - \frac{U-E}{R} \right) \left(-\frac{t}{\tau} \right) + I_m & \text{si } \alpha \in [0, \alpha T] \\ \left(I_M + \frac{E}{R} \right) \left(\frac{-(t-\alpha T)}{\tau} \right) + I_m & \text{si } \alpha \in [\alpha T, T] \end{cases}$$

Avec cette approximation on trouve la même valeur précédente de Δi_c :
 $\Delta i_c = U/Lf \cdot \alpha(1 - \alpha)$

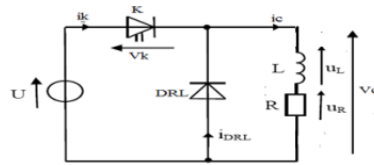
Intensité moyenne du courant i_c : $I_{c_{moy}} = (I_M + I_m)/2$

Ou bien

- ⇒ $V_{c_{moy}} = R i_{c_{moy}} + I_{c_{moy}} L V_L + E$ la tension V_L est périodique de valeur moyenne $V_{L_{moy}}$ égale à 0.

- ⇒ $i_{c_{moy}} = (V_{c_{moy}} - E)/R$

3) Charge L et R :



Fonctionnement

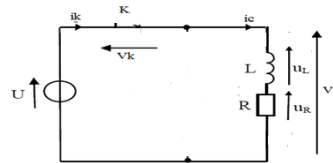
Si $0 < t < \alpha T$ Le hacheur k est passant, la diode de roue libre devient bloquée

$V_c = U$

$i_{DRL} = 0$ et $i_k = i_c$ (interrupteur K passant)

$V_k = 0$ (Interrupteur parfait)

$V_{DRL} = -U$



La variation du courant I_c est régit par l'équation différentielle suivante

$U = L \frac{di_c}{dt} + R i_c \rightarrow$

$\frac{L}{R} \frac{di_c}{dt} + i_c = \frac{U}{R}$ la résolution de l'équation donne :

$i_c(t) = \left(I_m - \frac{U}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{U}{R}$

avec, $i_c(0) = I_m$ et $\tau = \frac{L}{R}$

avec $i_c(0) = I_m$

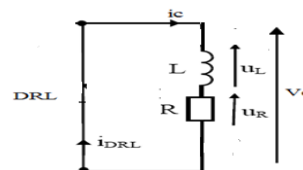
Si $\alpha T < t < T$ Le hacheur k est bloqué, la diode de roue libre devient passante

$V_c = 0$

$i_{DRL} = i_c$ et $i_k = 0$ (interrupteur K bloqué)

$V_k = U$.

$V_{DRL} = 0$



La variation du courant I_c est régit par l'équation différentielle suivante :

$\frac{L}{R} \frac{di_c}{dt} + i_c = 0$ la résolution de l'équation donne :

$i_c(t) = I_M e^{-\frac{(t-\alpha T)}{\tau}}$ avec, $i_c(\alpha T) = I_M$ et $\tau = \frac{L}{R}$

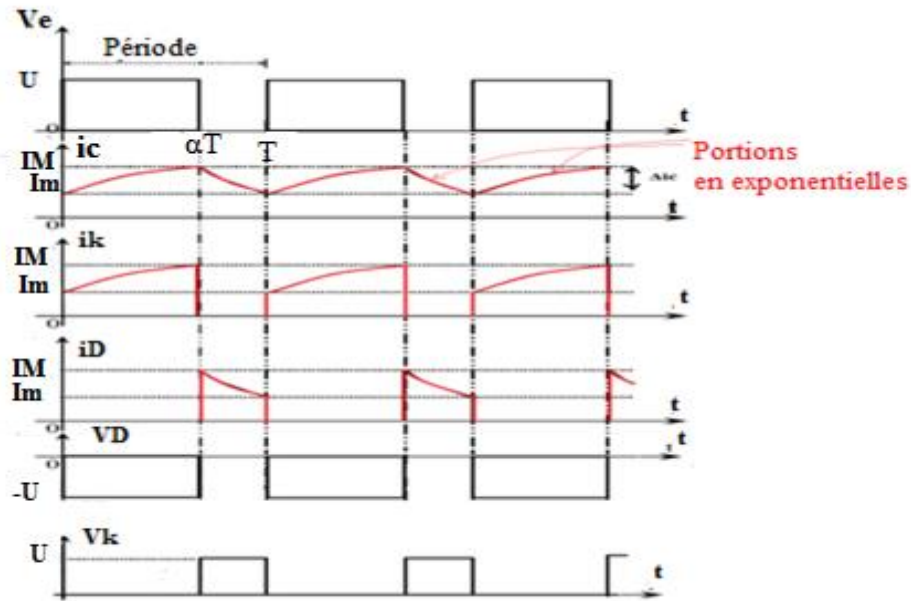


Figure 3.5 : Allure des tensions et des courants

- Valeur moyenne de la tension de sortie est la même :

$$V_{c_{moy}}(t) = \alpha U \quad , \quad \text{avec } \alpha \in [0, 1]$$

- L'ondulation du courant dans la charge Δi_c ; $\Delta i_c = I_M - I_m$

$$\text{avec } , I_M = \left(\frac{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}} \right) \frac{U}{R} \quad \text{et} \quad I_m = \left(\frac{e^{\frac{\alpha T}{\tau}} - 1}{e^{\frac{T}{\tau}} - 1} \right) \frac{U}{R}$$

Si la charge est fortement inductive $\tau = L/R \gg T \rightarrow$ approximation de linéarisation

$$i_c(t) = \begin{cases} \left(\frac{U}{R} - I_m \right) \left(\frac{t}{\tau} \right) + I_m & \text{si } \alpha \in [0, \alpha T] \\ \left(\frac{-I_M}{\tau} \right) (t - \alpha T) + I_M & \text{si } \alpha \in [\alpha T, T] \end{cases}$$

Avec cette approximation on trouve la même valeur précédente de $\Delta i_c = I_M - I_m$:

$$\Delta i_c = U/Lf \cdot \alpha(1 - \alpha)$$

$\Rightarrow V_{cmoy} = R i_{cmoy} + I_{cmoy} L V_{L_{moy}}$ la tension VL est périodique de valeur moyenne VLmoy égale à 0.

$$\Rightarrow i_{cmoy} = (V_{cmoy})/R \rightarrow i_{cmoy} = (\alpha U)/R$$

3.3 Hacheur parallèle (Élévateur ou survolteur)

Contrairement au hacheur série qui est un abaisseur de tension, le hacheur parallèle est un élévateur de tension (c.-à-d.) la tension moyenne de sortie est supérieure à la tension d'entrée.

Le hacheur parallèle est conçu pour le transfert d'énergie entre une source de courant et une source de tension.

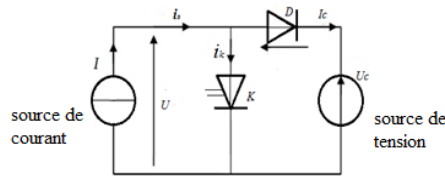
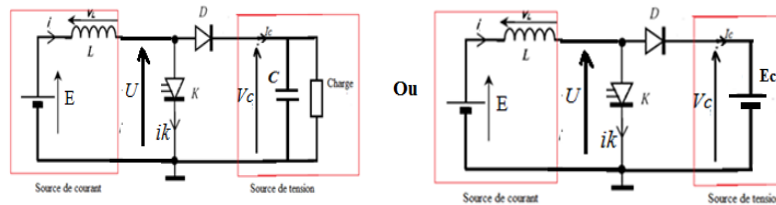


Figure 3.6 : Hacheur parallèle

Dans les figures ci-dessous, la nature de la source de courant et celle de la tension sont données comme exemples.



Fonctionnement :

Le hacheur parallèle fonctionne comme suit:

1- On ferme l'interrupteur K (transistor passant par exemple) et la diode devient bloquée (polarisée en inverse). La source et la charge ne sont pas en contact durant cette phase.

Cette phase de roue libre dure de : $0 < t < \alpha T \rightarrow$ accumulation de l'énergie dans l'inductance L fournie par la source U.

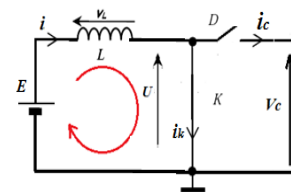
$U=0$

$V_L=E$

$V_D= -V_c$

$i_D = 0$ (diode bloqué) et $i_k = i$ (K est passant)

$V_k = 0$. (Interrupteur K passant)



La variation du courant i est régit par l'équation différentielle suivante :

$E - \frac{Ldi}{dt} = U = 0$ la résolution de l'équation donne :

$i(t) = \frac{E}{L}t + I_m$ avec, $i(0) = I_m$

et à $t = \alpha T$ $i(\alpha T) = I_M = \frac{\alpha TE}{L} + I_m$ (1)

2- On Ouvre l'interrupteur (transistor bloqué) et La diode devient passante.

Cette phase active dure de : $\alpha T < t < T$: K ouvert (la source et la charge sont reliées).

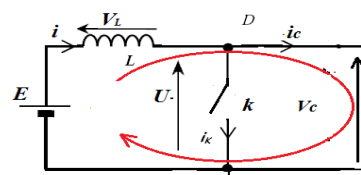
$U=V_c$

$V_L=V_c-E$ ou $(U-E)$

$V_D= 0$

$i_D = i_c$ et $i_k = 0$ (K est Bloqué)

$V_k = E-U$ ou V_c-E



Dans le cas de la phase active la charge est alimentée par la source et l'inductance.

La variation du courant i_s est régit par l'équation différentielle suivante :

$$E - \frac{Ldi}{dt} = U = V_c \text{ la résolution de l'équation donne :}$$

$$i(t) = \frac{E-U}{L}(t - \alpha T) + I_M \quad \text{avec, } i(\alpha T) = I_M$$

$$\text{et à } t = T, i(T) = I_m = \frac{E-U}{L}(T - \alpha T) + I_M \quad (2)$$

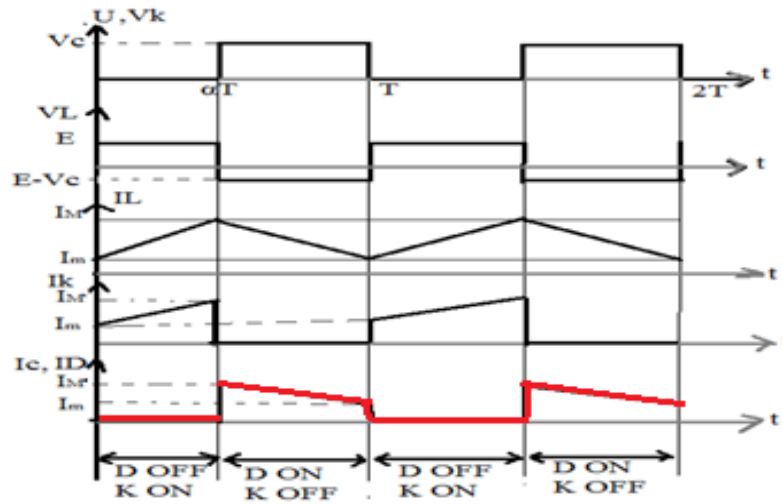


Figure 3.6: Allures des tensions et des courants

➤ Valeur moyenne de la tension de sortie V_c est :

$$V_{c_{moy}} = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T U(t) dt \quad \text{avec } U = E + V_L$$

Comme la valeur moyenne de la tension de l'inductance est nulle ($V_{L_{moy}}=0$ pour un signal périodique) on peut donc exprimer la tension de sortie V_c en fonction de E comme suit :

$$\text{On a : } I_M = \frac{\alpha TE}{L} + I_m \quad (1)$$

$$I_m = \frac{E-U}{L}(T - \alpha T) + I_M \quad (2)$$

En remplaçant I_M dans (2) par l'équation (1) on trouve :

$$(V_c - E)(T - \alpha T) = -L \left(I_m - \frac{\alpha TE}{L} - I_m \right)$$

$$(V_c - E)(T - \alpha T) = \alpha TE$$

$$(\alpha T)E = (T - \alpha T)(V_c - E)$$

$$\alpha E = -(1 - \alpha)(E - V_c)$$

$$V_c = \frac{1}{1 - \alpha} E \Rightarrow V_{c_{moy}}(t) = \frac{1}{1 - \alpha} E \quad , \text{ avec } \alpha \in [0, 1]$$

On constate que $V_{c_{moy}}/E = 1/(1-\alpha) > 1$ d'où la désignation de hacheur parallèle par élévateur de tension. On peut donc considérer le hacheur parallèle comme un transformateur de tension dont le rapport est $1/(1-\alpha)$.

➤ **L'ondulation du courant dans la charge Δi_c .**

$\Delta i = I_M - I_m$, en utilisant les deux équations du $i(t)$ précédentes avec $i(\alpha T) = I_M$ et $i_c(T) = I_m$ on trouve :

$$I_M = \frac{\alpha T E}{L} + I_m$$

$$I_M - I_m = \frac{\alpha T E}{L}$$

$$\Delta i = \frac{\alpha E}{L f} = \frac{\alpha(1-\alpha)V_c}{L f} = \frac{\alpha(1-\alpha)U}{L f} \quad \text{avec } U = V_c \text{ et } T = \frac{1}{f}$$

$$\Delta i = \frac{U}{L f} \alpha(1-\alpha)$$

Remarque importante :

Si l'énergie emmagasinée par l'inductance n'est pas suffisante pour fournir du courant pendant l'intervalle $[\alpha T, T]$, alors un troisième cas peut se manifester, le hacheur K reste bloqué et la diode devient aussi bloquée par ce que $(V_c = E) \rightarrow$ diode polarisé en direct.

Dans ce cas :

$V_c = E$

$V_L = 0$ (self est déchargée complètement)

$i_D = i_c = i_L = i_k = 0$ (diode et hacheur K sont bloqués)

$V_k = E$. (Interrupteur parfait)

$V_D = E - V_c$

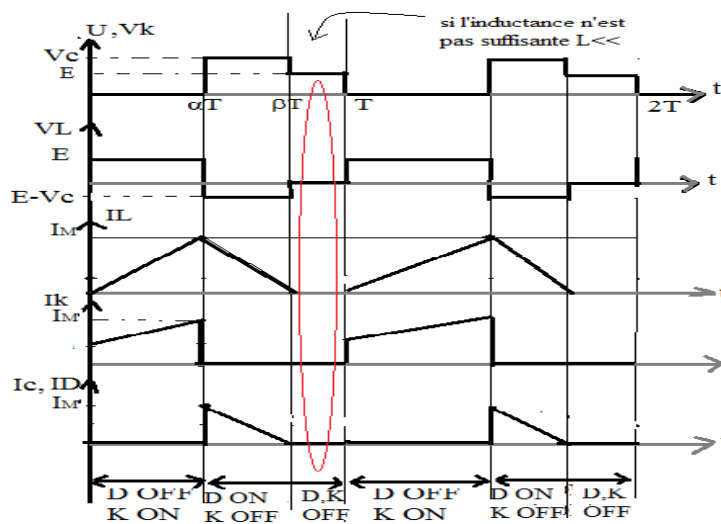
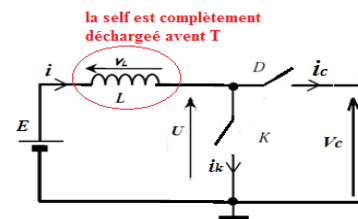


Figure 3.7 : Allures des tensions et des courants

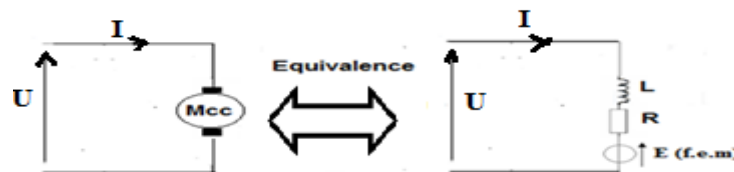
La relation entre les tensions d'entrée et de sortie dans ce cas est :

$$V_c(t) = \frac{\beta}{\beta - \alpha} E \quad \text{avec } \alpha < \beta < 1$$

3.4 Hacheurs réversibles

Rappel sur les machines à courant continu et sa réversibilité

Les machines à courant continu **Mcc** sont des convertisseurs électromagnétiques qui permettent la conversion bidirectionnelle d'énergie, c.-à-d. le moteur qui est récepteur peut devenir générateur lors des phases de freinage, permettant ainsi de récupérer l'énergie **réversible** débitée par la génératrice vers la source.



L'équation électrique d'une machine à courant continu s'écrit comme suit :

$$U = E + Ri + \frac{Ldi}{dt}$$

L'énergie électrique s'écrit : $P_e = U.I$

- Si $P_e = U.I > 0 \rightarrow$ Mcc fonctionne en mode moteur
- Si $P_e = U.I < 0 \rightarrow$ Mcc fonctionne en mode génératrice

La vitesse et le couple sont en relation avec la tension et le courant respectivement.

- Relation entre la tension et la vitesse : $E = k. \Phi. \Omega$

Avec **K** : Constante, **E** : Force électromotrice (F.é.m.) , **Φ** : Flux inducteur, **Ω** : Vitesse de rotation de l'arbre. Si le flux est constant on aura alors $E = K\Omega$

- Relation entre le couple et le courant : $T = k. \Phi. I$

T couple moteur électromécanique, **Φ** : Flux inducteur et **I** : courant de l'induit, **K** :

Constante, La puissance mécanique s'écrit : $P_m = T. \Omega$

Le repère vitesse couple délimite **4 quadrants** de fonctionnement.

- Si le couple et la vitesse (**T**, **Ω**) sont dans le même sens \rightarrow le produit $I.U > 0$ ($p > 0$)

La machine Mcc fonctionne en mode moteur (voir les quadrants Q1 et Q3) le moteur fournit de l'énergie mécanique à la charge. ($P_e > 0$ le moteur est un récepteur).

- Si le couple et la vitesse (**T**, **Ω**) sont dans le sens inverse \rightarrow le produit $I.U < 0$ ($p < 0$)

Ce qui impose à la machine Mcc de fonctionner en mode génératrice (voir les quadrants Q2 et Q4): le moteur reçoit de l'énergie mécanique de la charge (Freinage ou charge entrainante).

($P_e < 0$ le moteur est un générateur)

La représentation des différents modes de fonctionnement de la Mcc dans le plan (**T**, **Ω**)

(Couple, Vitesse), est donnée ci-après :

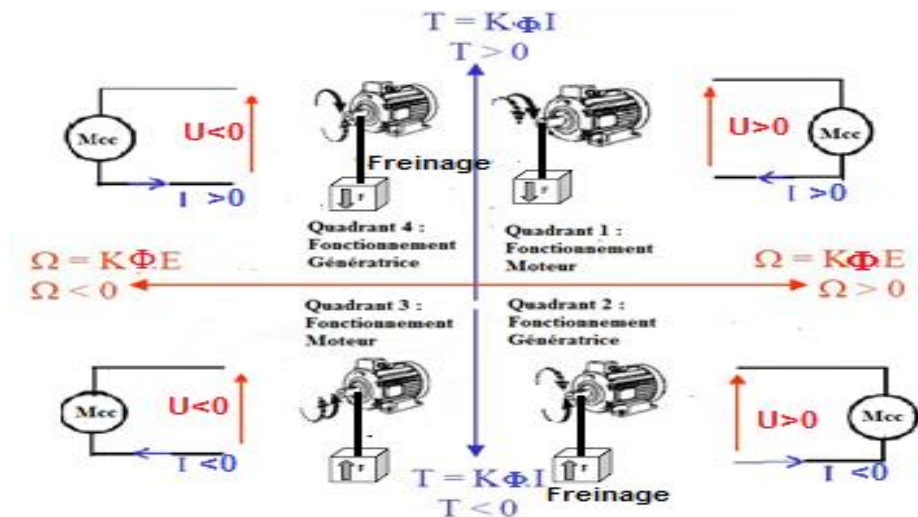


Figure 3.8 : Les 4 quadrants de fonctionnement d'une machine à courant continu (Mcc)

1) Hacheurs réversibles en courant (2 quadrants)

La structure du hacheur réversible en courant est une juxtaposition des deux hacheurs série et parallèle. Les interrupteurs unidirectionnels des deux hacheurs sont placés en parallèle inverse. Cette structure s'applique à l'alimentation d'une machine à courant continu (Mcc) pour lui permettre des phases de traction et de freinage sans réversibilité de la vitesse (tension unidirectionnelle $\Omega > 0$) mais avec réversibilité de couple (réversibilité de courant).

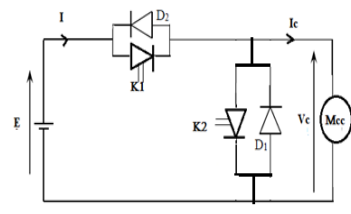


Figure 3.9: Hacheurs réversibles en courant

Fonctionnement

➤ Si **K1 conduit** → Le circuit avec les deux interrupteurs **K1 D1** forme un hacheur Série (dévolteur)

On a alors :

$V_c = E > 0$ si **K1** conduit et $V_c = 0$ si c'est **D1** qui conduit

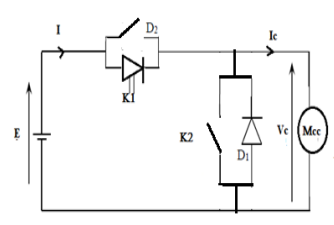
$I_c = I > 0$ si **K1** conduit et $I_c \neq I$ si c'est **D1** qui conduit

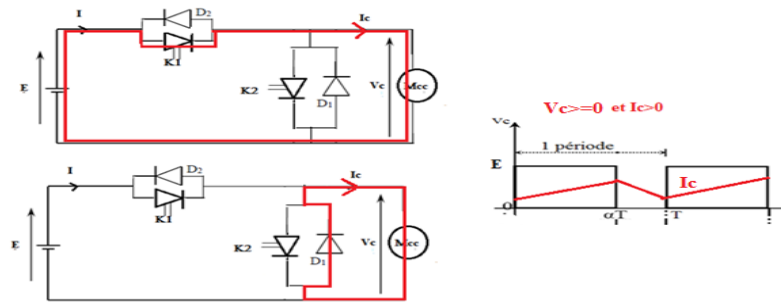
$V_{cmoy} = \alpha E$

$I_{cmoy} = \alpha I$

$P = I_c \cdot V_c > 0$ la Mcc Fonctionne en mode moteur (**le quadrant 1**).

dans ce cas, $I_c > 0$ → L'énergie va de la source de tension vers le récepteur de courant (Mcc)

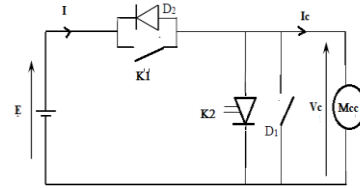




➤ Si **K2 conduit**. (Le circuit avec les deux interrupteurs **K2 D2** forme un hacheur parallèle inversé (**Mcc** source de courant et E source de tension))

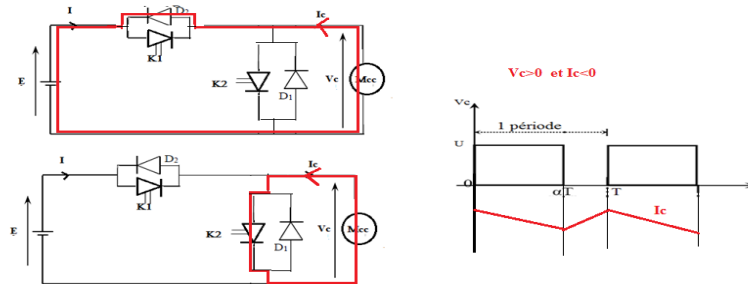
On a alors :

- $V_c = E > 0$ si D2 conduit et $V_c = 0$ si c'est K2 qui conduit
- $I_c = I < 0$ si D2 conduit et $I_c \neq I$ si c'est K2 qui conduit
- $V_{cmoy} = \alpha E$
- $I_{cmoy} = \alpha I$



Avec $P = I_c \cdot V_c < 0$, la Mcc Fonctionne en mode génératrice (**le quadrant 4**).

ans ce cas, $I_c < 0 \rightarrow$ L'énergie va de la source de courant vers le récepteur de tension



La réversibilité en courant

- ✓ Si $I_c > 0$, la structure fonctionne en hacheur série (dévolteur) ($V_c > 0$)
- ✓ Si $I_c < 0$, la structure fonctionne en hacheur parallèle (survolteur) ($V_c > 0$)

Lorsque $I_c > 0$ et $V_c > 0 \rightarrow$ le couple $T > 0$ et la vitesse $\Omega > 0$ sont dans le même sens (**quadrant 1**)

Lorsque $I_c < 0$ et $V_c > 0 \rightarrow$ le couple $T < 0$ et la vitesse $\Omega > 0$ sont dans le sens opposé (**quadrant 2**)

Hacheur réversible en courant permet donc le fonctionnement en moteur avant et en freinage avant

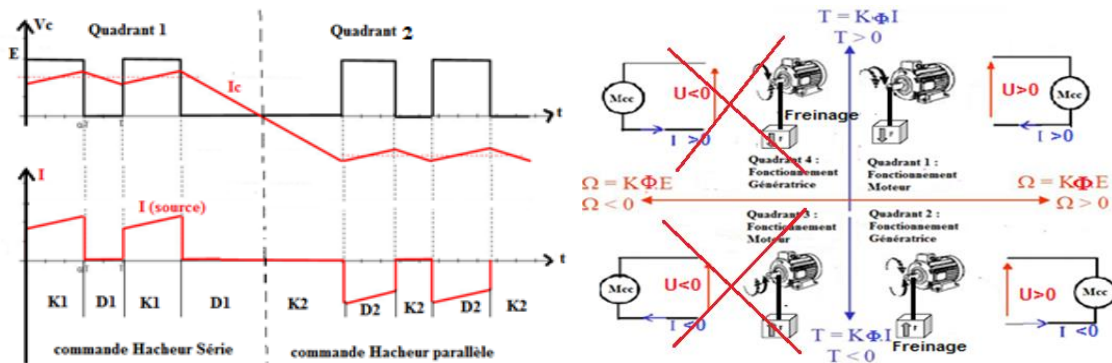


Figure 3.10 : Allure des tensions et des courants

Remarque

La structure du hacheur réversible en courant fonctionne donc avec $I_c > 0$ ou $I_c < 0$; la tension V_c est égale à E ou à 0 (avec $V_{cmoy} = \alpha E$) ; elle est donc positive en valeur moyenne; ce montage hacheur est réversible en courant mais pas en tension.

2) Hacheurs réversibles en tension (2 quadrants)

Le hacheur réversible en tension est réalisé en utilisant les interrupteurs unidirectionnels en pont. Contrairement au hacheur réversible en courant qui permet le fonctionnement en moteur avant et en freinage avant, cette structure réversible en tension permet le fonctionnement en moteur avant et freinage arrière

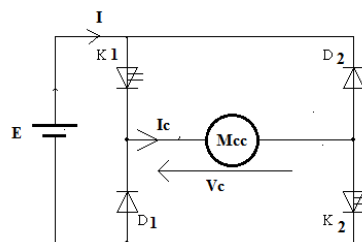


Figure 3.11 : Hacheurs réversibles en tension

Fonctionnement

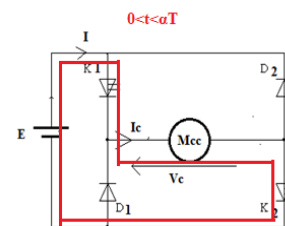
Pour $0 < t < \alpha T$: on ferme les interrupteurs k_1 et k_2

On a alors :

$V_c = E > 0$

$I_c = I$, (avec $I > 0$) $\rightarrow I_c > 0$

$P = I_c \cdot V_c > 0 \rightarrow$ la **Mcc** Fonctionne en mode moteur (**quadrant 1**).



Pour $\alpha T < t < T$ on ouvre les interrupteurs k_1 et k_2

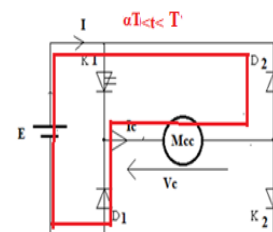
La continuité du courant i_c par la self impose la conduction de D_1 et de D_2

On a alors :

$V_c = -E < 0$

$I_c = -I$ (avec $I < 0$) $\rightarrow I_c > 0$

$P = I_c \cdot V_c < 0 \rightarrow$ la **Mcc** Fonctionne en mode génératrice (**quadrant 4**).



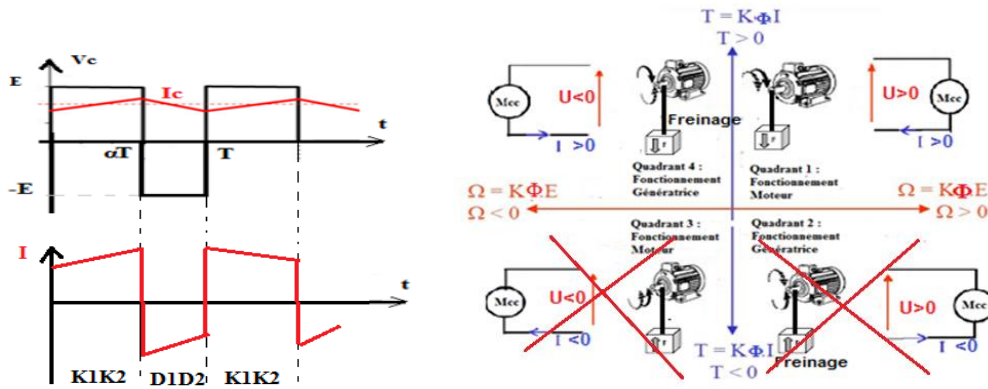


Figure 3.12: Allure des tensions et des courants

La valeur moyenne : la tension V_c est : $V_{moy} = (2\alpha - 1) E$

Lorsque $I_c > 0$ et $V_c > 0 \rightarrow$ le couple $T > 0$ et la vitesse $\Omega > 0$ sont dans le même sens **quadrant 1**

Lorsque $I_c > 0$ et $V_c < 0 \rightarrow$ le couple $T > 0$ et la vitesse $\Omega < 0$ sont dans le sens opposé **quadrant 4**

Hacheur réversible en tension permet donc le fonctionnement en moteur avant et en freinage arrière.

3) Hacheur réversible en courant et en tension (hacheur 4 quadrants)

La structure du montage hacheur réversible en courant et en tension est réalisée en combinant les 2 montages précédents. Ce montage appelé aussi hacheur 4 quadrants par ce qu'il permet à la machine Mcc de fonctionner dans les 4 quadrants sur la plan (T, Ω) .

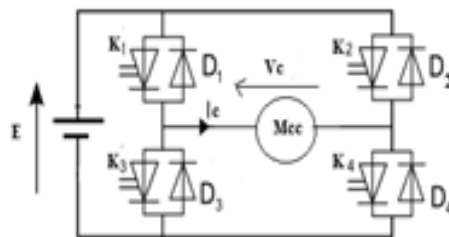
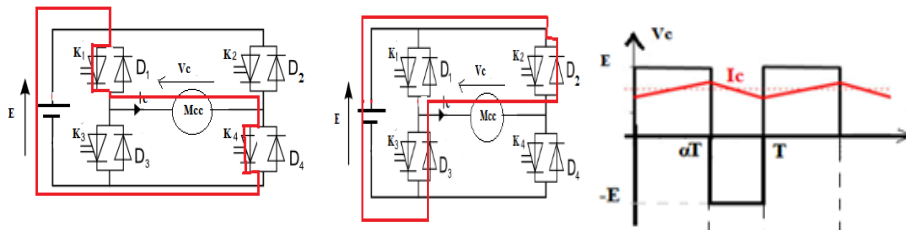


Figure 3.12: Hacheur réversible en courant et en tension

1^{er} mode : quadrants 1 et 4

Si $0 < t < \alpha T \rightarrow$ k_1 et k_4 conduisent. (Voir le 1^{er} circuit)

Et Si $\alpha T < t < T \rightarrow$ D_2 et D_3 conduisent. (La continuité du courant i_c par la self impose la conduction de D_2 et de D_3) (2^{ème} circuit)



$V_c = E$ si K_1 et K_2 qui conduisent et $V_c = -E$ si c'est D_2 et D_3 qui conduisent

$I_c = I > 0$ (avec $I > 0$) si K_1 et K_2 qui conduisent et $I_c = -I > 0$ avec ($I < 0$) D_2 ; 3 conduisent

$$V_{cmoy} = E (2\alpha - 1).$$

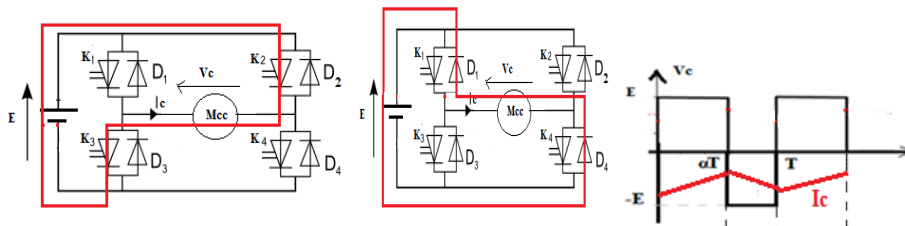
$V_c > 0$ et $I_c > 0 \rightarrow T > 0$ et $\Omega > 0$: **quadrant 1**

$V_c < 0$ et $I_c > 0 \rightarrow T > 0$ et $\Omega < 0$: **quadrant 4**

2^{ème} mode quadrants 2 et 3

Si $0 < t < \alpha T \rightarrow k_2$ et k_3 conduisent. (Voir le 1^{er} circuit)

Et Si $\alpha T < t < T \rightarrow D_1$ et D_4 qui conduisent. (Voir le 2^{ème} circuit)



$V_c = -E$ si K_2 et K_3 conduisent et $V_c = E$ si c'est D_1 et D_4 qui conduisent

$I_c = -I < 0$ (avec $I > 0$) si K_2 et K_3 conduisent et $I_c = -I > 0$ avec ($I < 0$) si c'est D_1 , 4 qui conduisent

$$V_{cmoy} = E (2\alpha - 1).$$

$V_c < 0$ et $I_c < 0 \rightarrow T < 0$ et $\Omega < 0$: **quadrant 3**

$V_c > 0$ et $I_c < 0 \rightarrow T < 0$ et $\Omega > 0$: **quadrant 2**

Ce Hacheur permet donc à la machine à courant continu **Mcc** le fonctionnement en moteur dans les deux sens et en freinage avant et arrière.

Chapitre 4 :

Convertisseur alternatif/alternatif

AC/AC

4.1. Préambule

Le convertisseur alternatif-alternatif ou gradateur est utilisé pour faire varier la valeur efficace de la tension alternative (du réseau en général) délivrée à une charge aussi alternative. Les gradateurs sont généralement employés dans des dispositifs d'éclairages (pour varier l'intensité lumineuse), ou de chauffages (pour varier la résistance de chauffage des fours), ils sont utilisés aussi pour régler la vitesse de rotation des moteurs asynchrones monophasés.

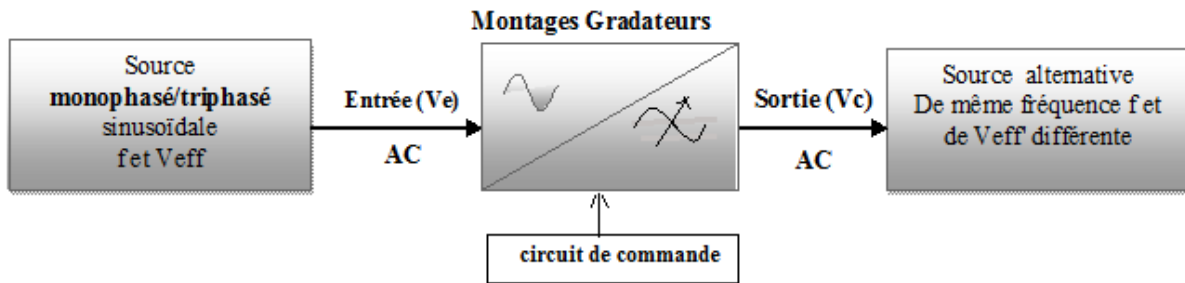


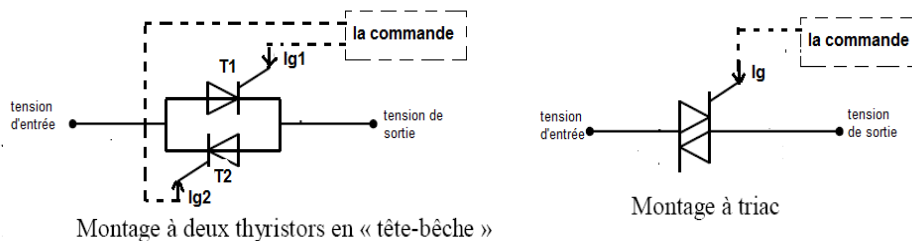
Figure.4.1 : Montages gradateurs.

On distingue deux types de gradateurs les plus utilisés :

- Gradateur à angle de phase (ou à découpage de phase)
- Gradateur à train d'ondes

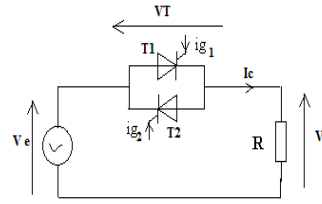
4.2. Gradateur à découpage de phase (à angle de phase)

Dans le montage gradateur monophasé on utilise soit deux thyristors montés en tête-bêche ou un triac pour faire varier la tension efficace en sortie du montage. La valeur efficace de la tension alternative aux bornes de la charge est réglée en agissant sur l'angle d'amorçage de chaque thyristor.



4.2.1 Gradateur avec charge résistive :

$V_e = V_M \sin(\omega t)$ avec $\omega t = \theta$

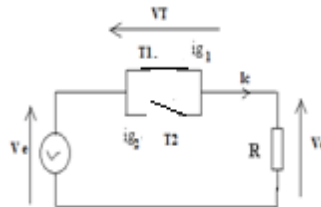


Fonctionnement :

L'amorçage des Thyristors T1 et T2 est effectué à l' instant où on envoie des impulsions sur les gâchettes. Le retard à l'amorçage des deux Thyristors est supposé égal, il est noté α

si $0 < \theta < \alpha$, on a $V_e(\theta) > 0$, et pas d'impulsion sur la gâchette I_{g1} , donc le Thyristor T1 est bloqué, alors $I_c(\theta) = 0$, $V_c(\theta) = 0$ et $V_T(\theta) = V_e(\theta)$. T2 est polarisé en inverse (bloqué)

si $\alpha < \theta < \pi$, on a $V_e(\theta) > 0$, et on envoie une impulsion de commande (courant d'amorçage), donc T1 devient conducteur, alors $V_c(\theta) = V_e(\theta)$, $I_c(\theta) = V_c(\theta)/R$, $V_T(\theta) = 0$



Si $\pi < \theta < \pi + \alpha$, on a $V_e < 0$ et pas d'impulsion sur la gâchette I_{g2} , donc le Thyristor T2 est bloqué, alors $I_c(\theta) = 0$, $V_c(\theta) = 0$ et $V_T(\theta) = V_e(\theta)$. (T1 est polarisé en inverse donc bloqué)

si $\pi + \alpha < \theta < 2\pi$, on a $V_e < 0 \Rightarrow$ T2 conduit, alors $V_c(\theta) = V_e(\theta)$, $I_c(\theta) = V_c(\theta)/R$, $V_T = 0$

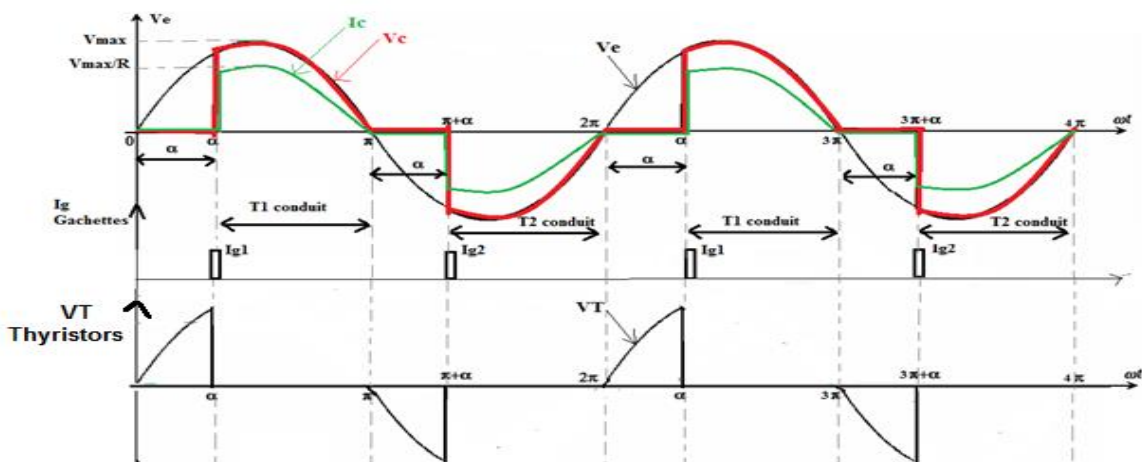
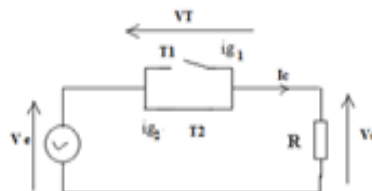


Figure 4.2 : Allure des grandeurs (V_c , I_c et V_T) (charge R)

On constate que la tension de sortie $V_c(\theta)$ est périodique et de même fréquence que $V_e(\theta)$ mais pas complètement sinusoïdale, elle est sous forme de portion de sinusoïde $\rightarrow V_{cmoy}=0$

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ **Tension V_c efficace**

$$V_{c_{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_c(\theta)^2 d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_a^\pi (V_M \sin(\theta))^2 d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\pi+a}^{2\pi} (V_M \sin(\theta))^2 d\theta$$

$$V_{c_{eff}} = V_M \sqrt{1 - \frac{a}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

➤ **Courant I_c efficace**

On $V_c=R.I_c \rightarrow I_c=V_c/R$

$$I_{c_{eff}} = \frac{V_M}{R} \sqrt{1 - \frac{a}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}}$$

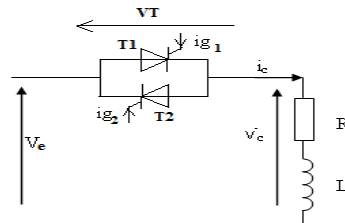
➤ **La puissance aux bornes de la charge**

On $P=V_c \times I_c=V_c^2/R$

$$I_{c_{eff}} = \frac{V_M^2}{R} \left(1 - \frac{a}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)$$

4.2.2 Gradateur avec charge RL

$V_e=V_M \sin(\omega t)$ avec $\omega t=\theta$



Fonctionnement :

Si $\alpha < \theta < \pi$, on a $V_e(\theta)>0$ et une impulsion de commande I_{g1} (courant d'amorçage T1), donc T1 devient conducteur, alors $V_c(\theta) = V_e(\theta)$, $V_T = 0$

$V_c=V_e=R I_c+L dI_c/dt$

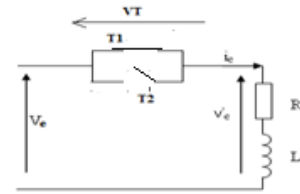
$R I_c+L dI_c/dt=V_M \sin(\theta)$ c'est une équation différentielle de 1er ordre avec second membre sinusoïdale

Le courant I_c est la somme de deux courants courant regime permanent et courant regime transitoire .

$$I_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + K e^{-\left(\frac{\theta}{\tau}\right)} \text{ avec } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}, \tau = \frac{L\omega}{R}, \varphi = \text{Arctg}\left(\frac{L\omega}{R}\right) \text{ et } \theta = \omega t$$

$$\text{pour } \theta = \alpha \text{ } I_c(\alpha) = 0 = \frac{V_M}{Z} \sin(\alpha - \varphi) + K e^{-\left(\frac{\alpha}{\tau}\right)} \Rightarrow K = -\frac{V_M}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\left(\frac{\alpha}{\tau}\right)}$$

$$\text{Donc : } I_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) - \left(\sin(\alpha - \varphi) e^{-\left(\frac{\theta - \alpha}{\tau}\right)} \right) \right]$$



si $\pi < \theta < \pi + \alpha$, on a $V_e(\theta) < 0$ et pas d'impulsion sur la gâchette I_{g2} , donc le Thyristor T2 est bloqué.

La charge inductive suppose à l'annulation du courant I_c par l'énergie emmagasinée dans la bobine. La bobine impose la continuité du courant dans la charge jusqu'à t_0 . → T1 reste donc passant de π à t_0 . Ici on suppose que ($\alpha > \varphi$) avec φ est le déphasage entre $I_c(\theta)$ et $V_c(\theta)$.

Le thyristor T1 cessera de conduire dès que l'intensité de courant deviendra nulle et d'après la formule de $I_c(\theta)$ le courant existe toujours au delà de $\theta = \pi$, $i_c(\pi) > 0$.

Si $\pi + \alpha < \theta < 2\pi$, on a $V_e(\theta) < 0 \Rightarrow$ T2 conduit alors $V_c(\theta) = V_e(\theta)$, $V_T = 0$

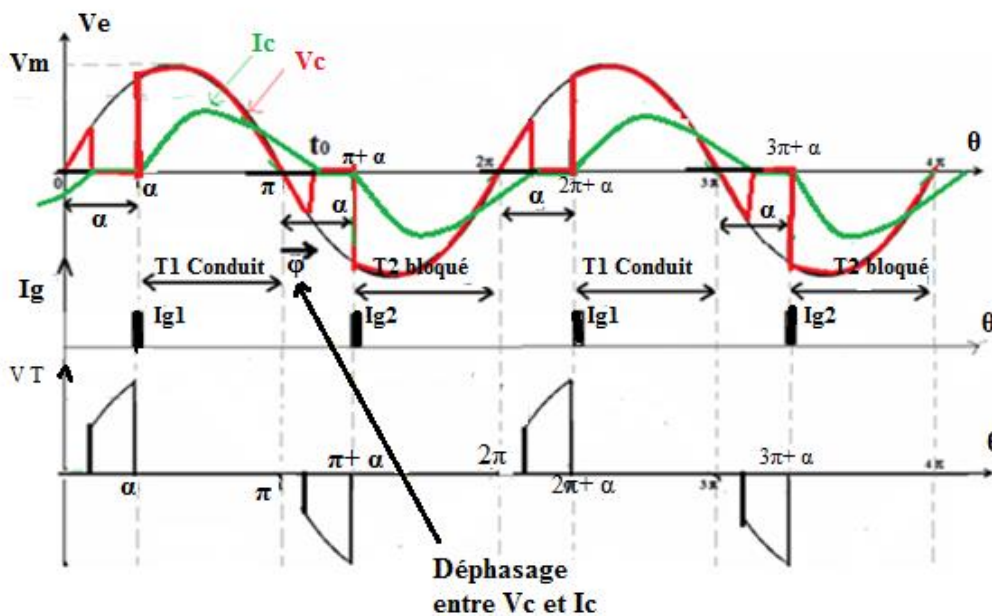
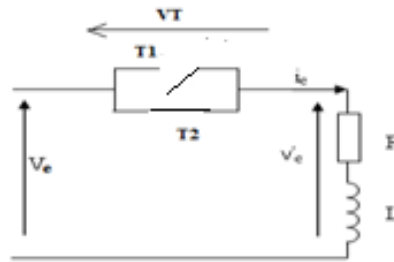


Figure 4.3 : Allure de (V_c , I_c et V_T) pour $\alpha > \varphi$ (charge RL)

4.3. Gradateur à trains d'ondes

Le gradateur à trains d'ondes est utilisé principalement dans les appareils de chauffage (électrothermie). Ce montage gradateur permet le réglage de l'énergie délivrée à la charge par trains d'ondes.

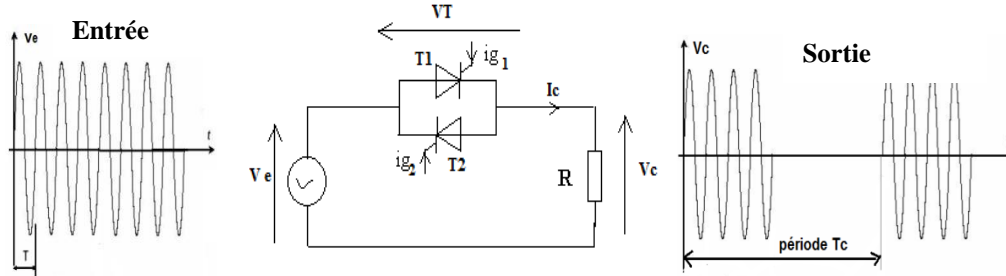


Figure 4.3 : Gradateur à trains d'ondes

Fonctionnement :

Les thyristors T1 et T2 sont amorcés alternativement et d'une manière continue pour laisser passer un nombre entier de périodes T du signal V_e pendant le temps T_{on} (période de conduction) et ils sont ensuite bloqués pendant le reste de la période T_c (T_c Période de fonctionnement du gradateur).

- $0 < t < T$: on amorce les thyristors pour délivrer une série n_0 de périodes entières de la tension V_e
 - On laisse passer n_0 de périodes de la tension V_e
- $T_{on} < t < T_c$ les deux thyristors sont bloqués (à partir de T_{on} on amorce plus les thyristors jusqu'à T_c)
 - On bloque alors $(n_1 - n_0)$ de périodes de la tension V_e

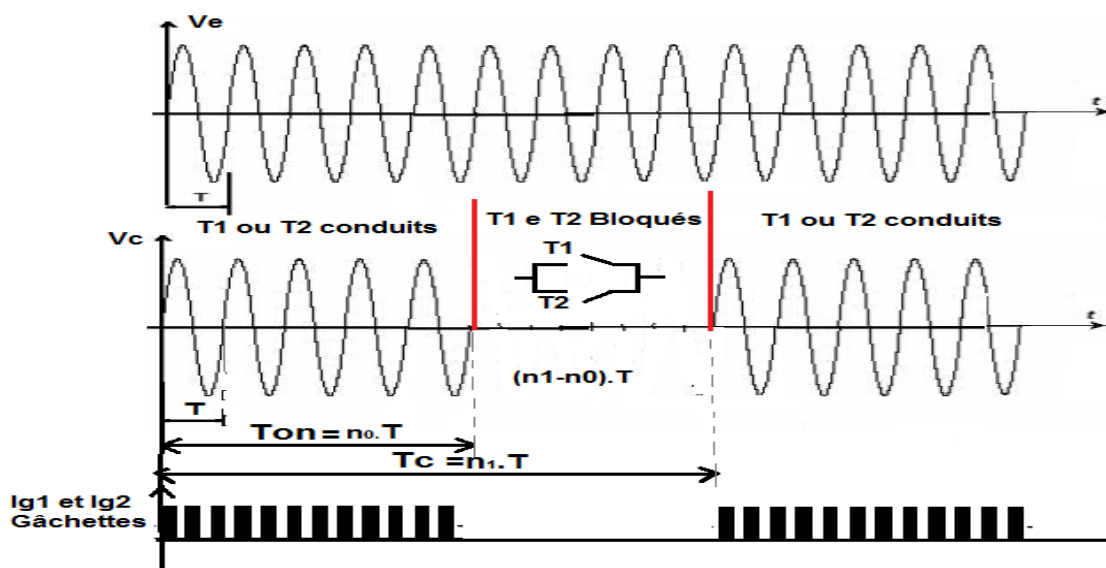


Figure 4.5 : Allure des tensions

T : période de la tension d'entrée V_e

T_{on} : Temps de conduction du triac T1 et T2

T_c : Période du gradateur à trains d'ondes (période de modulation)

Avec $T_{on} = n_0.T$ et $T_c = n_1.T$

n_0 et n_1 c'est le nombre entier de périodes T de signal d'entrée V_e .

On définit le rapport cyclique réglable noté β par :

$$\beta = T_{on}/T_c = n_0/n_1$$

Grandeurs caractéristiques du montage

➤ **Tension V_c efficace**

$$V^2_{c_{eff}} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} V_c^2(\theta) d\theta = \frac{1}{n_1 T} \int_0^{T_{on}} V_e^2(\theta) d\theta = \frac{1}{n_1 T} \int_0^{n_0 T} V_e^2(\theta) d\theta = \frac{1}{n_1 T} \cdot n_0 \int_0^T V_e^2(\theta) d\theta$$

$$V^2_{c_{eff}} = \frac{1}{n_1 T} \cdot n_0 \int_0^T V_e^2(\theta) d\theta = \frac{n_0}{n_1} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T V_e^2(\theta) d\theta = \beta \cdot V_{eff}^2$$

$$V_{c_{eff}} = V_{eff} \sqrt{\beta}, \quad \text{avec } V_{eff} = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$$

En agissant sur β on peut donc varier la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge

➤ **Puissance moyenne dans la charge**

$$P_{cmoy} = \beta P_{max}, \quad \text{avec } P_{max} = \frac{V_M^2}{R}$$

Le paramètre β permet alors de modifier la valeur moyenne de la puissance aux bornes de la charge d'une manière linéaire.

4.4 Gradateur Triphasé :

Dans le gradateur triphasé, chaque phase comporte deux thyristors tête-bêche montés en amont ou en aval avec la charge. Ces trois ensembles de deux thyristors en tête-bêche sont couplé soit en étoile ou en triangle une charge équilibrée.

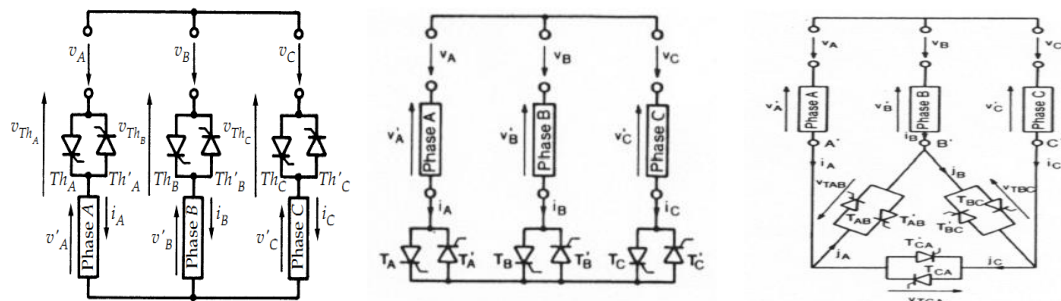


Figure : Les gradateurs triphasés couplés en étoile et triangle

On trouve aussi des montages mixtes, obtenus avec les circuits précédents en remplaçant l'un des deux thyristors en tête-bêche par des diodes.

Références bibliographiques

1. L. Lasne ; Electronique de puissance : Cours, études de cas et exercices corrigés ; Dunod, 2011.
2. J. Laroche ; Électronique de puissance – Convertisseurs : Cours et exercices corrigés ; Dunod, 2005.
3. G. Séguier et al. ; Électronique de puissance : Cours et exercices corrigés, 8^e édition ; Dunod, 2004.
4. D. Jacob ; Electronique de puissance - Principe de fonctionnement, dimensionnement ; Ellipses Marketing, 2008.
5. G. Segulier ; L'électronique de puissance, les fonctions de base et leurs principales applications ; Tech et Doc.
6. R. Chauprade ; Commandes des moteurs à courant alternatif (Electronique de puissance) ; 1987.