



Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche  
Scientifique  
Université Dr. Tahar Moulay de Saida  
Faculté de Technologie

Département d'Electrotechnique

# Cours d'Electronique de Puissance

Présenté par :

**Dr. Djamila CHERIFI**

**Maître de conférences « B » en Electrotechnique**

**Janvier 2018**

## **Avant-propos**

Ce polycopié est destiné essentiellement aux étudiants de Licence du département électrotechnique pour les options : électrotechnique et automatique aussi électronique, et toutes personnes ayant besoin de notions dans l'électronique de puissance.

Le contenu de ce polycopié est composé de cinq chapitres qui couvrent le programme officiel d'électronique de puissance de la troisième année licence pour les options citées auparavant.

---

---

# **Table des Matières**

---

---

## Table des matières

Avant-propos	
Table des matières	
Liste des symboles	
Introduction générale .....	01

### Chapitre I : LES INTERRUPTEURS SEMI-CONDUCTEURS

<b>I.1. Introduction</b> .....	02
<b>I.2. Les interrupteurs semi-conducteurs</b> .....	02
I.2.1. La diode .....	02
I.2.2. Thyristor .....	03
I.2.3. Thyristor G.T.O (Gate Turn Off) .....	07
I.2.4. Le transistor bipolaire .....	08
I.2.5. Le transistor M.O.S.F.E.T .....	11
I.2.6. Le transistor bipolaire à grille isolée .....	12

### Chapitre II : LES CONVERTISSEURS AC-DC

<b>II.1. Introduction</b> .....	14
<b>II.2. Redressement non commandé</b> .....	14
<b>II.2.1. Redressement non commandé sur circuits monophasés</b> .....	14
II.2.1.2. Redressement simple alternance non commandé (charge résistive) .....	14
II.1.1.2. Redressement simple alternance non commandé (charge résistive et inductive) .....	17
II.1.1.3. Redressement simple alternance non commandé sur charge inductive avec diode de roue libre .....	19
II.1.1.4. Redressement simple alternance non commandé sur charge à f.c.e.m .....	21
II.1.1.5. Montage P2 à diodes .....	23
II.1.1.6. Le pont de Graetz à diodes sur charge résistive .....	25
<b>II.2.2. Redressement non commandé sur circuits triphasés</b> .....	27
II.1.2.1. Montage P3 (Parallèle 3 phases ) .....	27
II.1.2.2. Redressement non commandé PD3 (diodes) .....	30
<b>II.3. Redressement commandé</b> .....	33
II.3.1. Redressement simple alternance commandé par thyristor (charge résistive) .....	33

---

II.3.2. Redressement simple alternance commandé par thyristor (charge inductive) .....	34
II.3.3. Pont tous thyristors.....	36
II.3.4. Pont mixte symétrique.....	38
II.3.5. Redressement commandé P3 (tous thyristors) .....	41
II.3.6. Redressement commandé PD3 (tous thyristors) .....	45
II.3.7. Le pont mixte symétrique .....	<b>50</b>
<b>Chapitre III : LES CONVERTISSEURS DC-DC</b>	
<b>III.1. Introduction .....</b>	<b>53</b>
<b>III.2. Structures Fondamentales .....</b>	<b>53</b>
<b>III.3. Hacheur série .....</b>	<b>54</b>
III.3.1. Hacheur série -Charge résistive- .....	54
III.3.2. Hacheur série -Charge inductive- .....	56
III.3.3. Hacheur série : charge R-L et $E_c$ .....	60
III.3.3.1. Conduction continue avec f.c.e.m.....	60
III.3.3.2. Conduction Discontinue avec f.c.e.m.....	62
<b>III.4. Hacheur parallèle (survolteur) .....</b>	<b>66</b>
<b>Chapitre IV : LES CONVERTISSEURS DC-AC</b>	
<b>IV.1. Introduction .....</b>	<b>67</b>
<b>IV.2. Les onduleurs de tension.....</b>	<b>70</b>
IV.2.1. Principe de fonctionnement .....	70
IV.2.2. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive .....	70
IV.2.3. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive inductive .....	72
IV.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 180°).....	74
IV.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 120°).....	77
<b>IV.3. Paramètres de performance .....</b>	<b>79</b>
IV.3. 1. Facteur de la $n^{i\text{eme}}$ harmonique.....	79
IV.3. 2. Distorsion d'harmonique totale, THD.....	80
IV.3. 3. Facteur de distorsion DF.....	80
IV.3. 4. L'harmonique du plus bas ordre .....	80
<b>IV.4. Onduleur de tension triphasé.....</b>	<b>80</b>
IV.4.1. La commande 180° .....	81
IV.4.2. La Commande à 120° .....	85
IV.4.3. Onduleur à modulation de largeur d'impulsions (M.L.I).....	87
<b>Chapitre V : LES CONVERTISSEURS AC-AC</b>	
<b>V.1. Introduction.....</b>	<b>89</b>

---

<b>V.2. Gradateur monophasé commandé en retard de phase -Charge résistive- .....</b>	<b>90</b>
<b>V.3. Gradateur monophasé commandé en retard de phase -Charge inductive- .....</b>	<b>91</b>
<b>V.4. Gradateurs triphasés .....</b>	<b>94</b>
<b>BIBLIOGRAPHIES.....</b>	<b>98</b>

---

---

## *INTRODUCTION GENERALE*

---

---

## **Introduction Générale**

Entre l'électrotechnique et l'électronique se développe une nouvelle technique qui est l'électronique de puissance (EP) appelée aussi électronique des courants forts.

L'EP est l'une des branches de l'électrotechnique, elle concerne les dispositifs (convertisseurs) permettant de changer la forme de l'énergie électrique. Elle comprend l'étude, la réalisation et la maintenance (des composants électroniques utilisés en forte puissance, des structures des convertisseurs, la commande et les applications industrielles de ces convertisseurs).

L'EP que l'on devrait d'ailleurs nommer « électronique de conversion d'énergie » a moins de 50 ans. Elle a connu un tel essor qu'aujourd'hui près de 15 % de l'énergie électrique produite est convertie sous une forme ou une autre. Au cours de ces années la taille, le poids et le coût des convertisseurs n'ont fait que diminuer, en grande partie grâce aux progrès faits dans le domaine des interrupteurs électroniques.

Dans ce cours nous nous intéressons à étudier et analyser le fonctionnement des différents types de circuits de puissance. Réellement, il existe quatre fonctions principales de l'électronique de puissance. Ces fonctions trouvent leurs applications dans toutes les industries en particulier l'entraînement à vitesses variables des machines électriques.

L'ensemble des travaux dans ce cours est organisé en cinq chapitres structurés de la façon suivante :

- Chapitre I est réservé à l'étude des éléments semi-conducteurs en électronique de puissance,
- Chapitre II traite l'étude des redresseurs non commandés, semi commandés et totalement commandés (conversion AC/DC avec valeurs moyennes du signal de sortie réglable),
- Chapitre III présente les divers circuits hacheurs (conversion DC/DC avec valeurs moyennes du signal de sortie réglable),
- Chapitre IV concerne l'étude des circuits onduleurs autonomes monophasés et triphasés (conversion DC/AC avec fréquences et valeurs efficaces de sortie réglable),
- Chapitre V est consacré à l'analyse des circuits gradateurs monophasés et triphasés (conversion AC/AC avec valeurs efficaces du signal de sortie réglable et avec une fréquence de sortie fixe).

*Chapitre I*

---

---

*Interrupteurs Semi-conducteurs*

---

---

## I.1. Introduction

Électronique de puissance utilise des semi conducteurs fonctionnant en interrupteurs qui peuvent être **ouverts** ou **fermés**.

- Pour la réalisation de la fonction «*Interrupteur*» l'électronique de puissance dispose de composants suivants :

- Les éléments non commandables:
  1. diode,
- Les éléments commandables à la fermeture
  2. Thyristor,
- Les éléments commandables à la fermeture et à l'ouverture
  3. GTO,
  4. Transistor Bipolaire,
  5. Transistor MOSFET,
  6. Transistor IGBT.

- *Les chercheurs sont orientées pour l'amélioration des ces composants tel que*

1. La rapidité,
2. La chute de tension réduite à l'état passant,
3. Faibles pertes de commutation à la fermeture et à l'ouverture,
4. Montée en puissance.

## I.2. Les interrupteurs semi-conducteurs

### I.2.1. La diode

#### a. Définition

Est un interrupteur statique unidirectionnel non contrôlé dont l'ouverture et la fermeture ne dépendent que des conditions électriques imposées par le circuit dans le quel il est placé.

#### b. Structure

Elle est composée de deux jonctions de dopage opposées :

- une jonction dopé **N** où les électrons sont majoritaires : c'est la **cathode**.
- une jonction dopé **P** où les trous sont majoritaires : c'est l'**anode**.

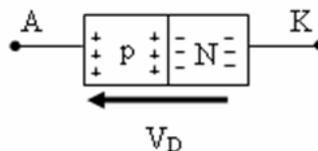


Figure (I.1) : Structure d'une diode

**c. Principe et Symbole**

Pour que les électrons de la zone N se déplacent vers la zone P et rendent ainsi la diode conductrice, il faut leur donner une énergie minimum en appliquant une différence de potentiel positive suffisante entre les bornes A et K.

La diode est représentée de la façon suivante:

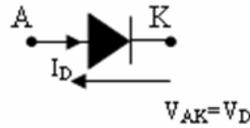


Figure (I.2) : Symbole d'une diode

**d. Caractéristique d'une diode**  
- Diode idéalisée

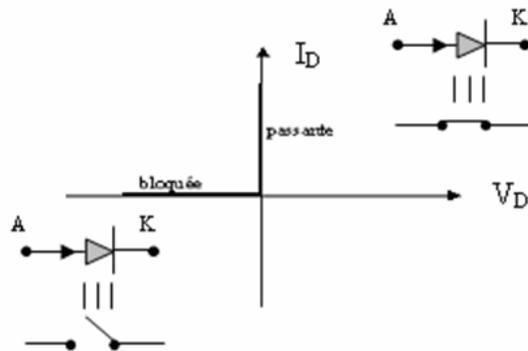


Figure (I.3) : Caractéristique idéalisée d'une diode

- Diode réelle

$I_{DM}$  : courant maximal de la diode à l'état passant.

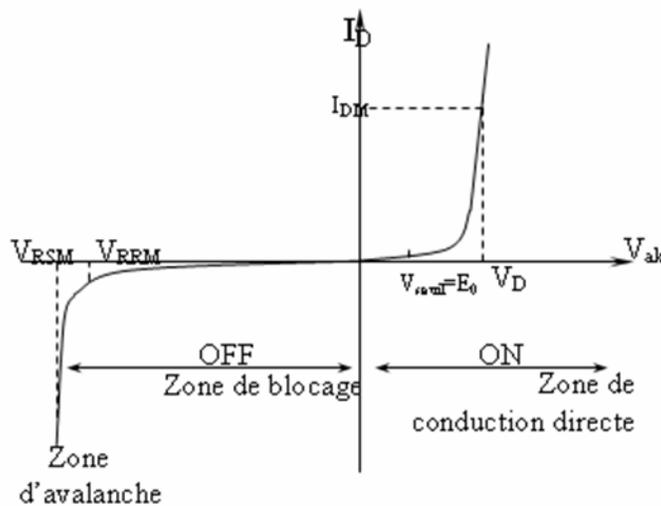


Figure (I.4) : Caractéristique réelle d'une diode

$V_{RRM}$  : Tension inverse maximale répétitive

$V_{RSM}$  : Tension inverse maximale non répétitive.

- La diode possède donc 2 régimes de fonctionnement

Ces régimes vont dépendre de la tension  $V_{AK}$  aux bornes de la diode et du courant  $I_D$  la traversant.

1- Diode passante :  $I_D > 0, V_D = 0 \Leftrightarrow V_A = V_K$

2- Diode bloquée :  $I_D = 0, V_D < 0 \Leftrightarrow V_A < V_K$

- La différence de potentiel suffisante pour rendre la diode passante est appelée *tension de seuil*.

▪ **Remarque**

La tension de seuil dépend du matériau semi-conducteur utilisé (typiquement,  $V_{seuil}$  vaut 0,7V pour des diodes en silicium).

e. *Equivalent d'une diode à l'état passant*

$$\frac{\Delta V_D}{\Delta I_D} = R_D \quad \text{Résistance dynamique}$$

- Equation de la droite :  $V_D = E_0 + R_D \cdot I_D$

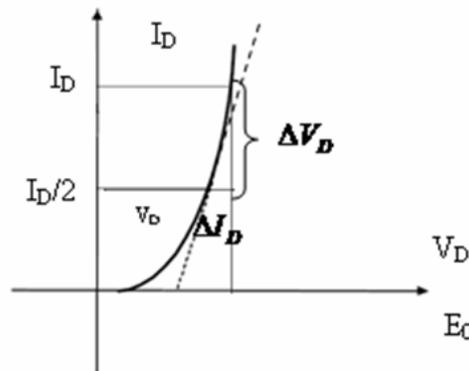


Figure (I.5) : Caractéristique linéarisée de la diode

- Schéma électrique équivalent de la diode à l'état passant :

$$V_D = E_0 + R_D \cdot I_D$$

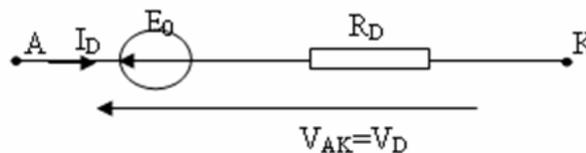


Figure (I.6) : Equivalent électrique d'une diode

### f. Pertes totales

1- Etat bloqué : Courant très faible → pertes négligeables.

2- Etat passant : Pertes totales égales aux pertes par conduction.

Les pertes par conduction

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^T V_D(t) \cdot I_D(t) dt \quad (I.1)$$

avec :  $V_D(t) = E_0 + R_0 \cdot I_D(t)$

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^T (E_0 + R_0 \cdot I_D(t)) \cdot I_D(t) dt \quad (I.2)$$

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^T E_0 \cdot I_D(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T R_0 \cdot I_D^2(t) dt \quad (I.3)$$

Ce qui nous donne :

$$P_{cond} = E_0 \cdot I_{moy} + R_D \cdot I_{eff}^2 \quad (I.4)$$

Si on a « n » diodes identiques les pertes seront donc :

$$P_{cond} = n \cdot (E_0 \cdot I_{moy} + R_D \cdot I_{eff}^2) \quad (I.5)$$

## I.2.2. Thyristor

### a. Définition

Le thyristor est un interrupteur statique, **unidirectionnel** en courant (c'est à dire qu'il ne peut conduire un courant notable que dans un sens), **bidirectionnel** en tension (c'est à dire qu'il peut supporter une tension de signe quelconque), commandé à la fermeture.

En anglais on l'appelle SCR = Silicon Controlled Rectifier = Redresseur Commandé au Silicium

### b. Structure et Symbole

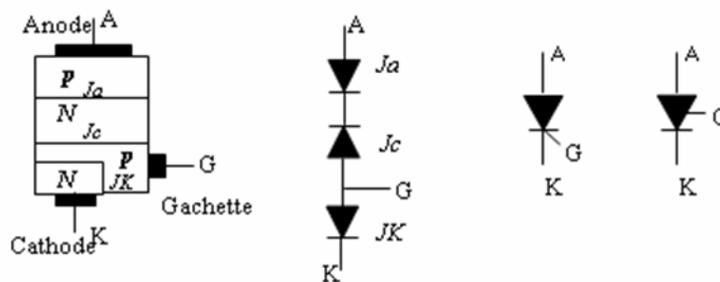


Figure (I.7) : Structure et Symboles d'un thyristor

Le thyristor est un dispositif semi-conducteur formé de quatre couches de dopage alternées et possédant trois électrodes:

- La **couche de cathode** de type N est mince (autour de 20  $\mu\text{m}$ ) et fortement dopée. Elle est reliée par métallisation à l'électrode de cathode (K en abrégé).
- La **couche de commande** de type P est mince (autour de 50  $\mu\text{m}$ ) et moyennement dopée. Elle est reliée à l'électrode de gâchette (G en abrégé).
- La **couche de blocage** de type N est épaisse (autour de 250  $\mu\text{m}$ ) et faiblement dopée.
- La **couche d'anode** de type P est mince (autour de 70  $\mu\text{m}$ ) et moyennement dopée. Elle est reliée par métallisation à l'électrode d'anode (A en abrégé).

On a créé ainsi trois jonctions PN appelées respectivement  $J_k$  = jonction de cathode,  $J_c$  = jonction de commande et  $J_a$  = jonction d'anode.

### c. Principe et Caractéristiques électriques

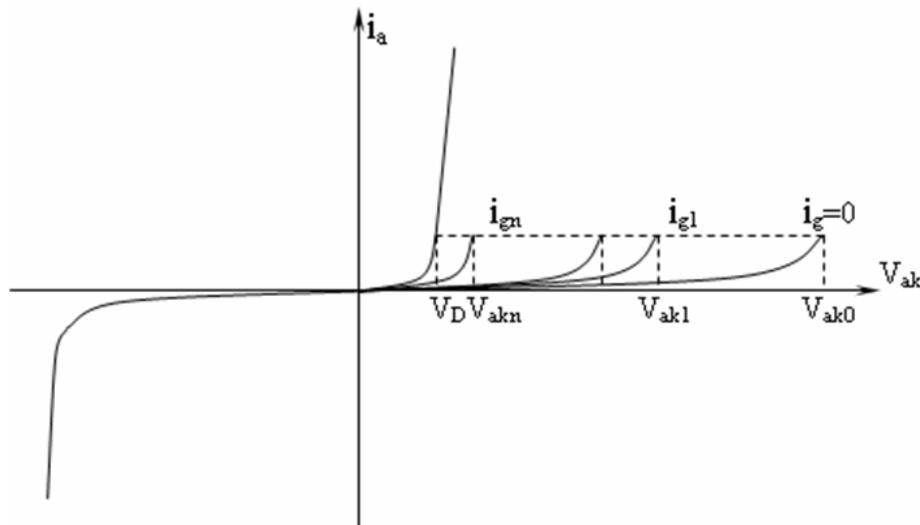


Figure (I.8) : Caractéristiques statiques d'un thyristor

- Pour une polarisation  $V_{ak} < 0$ ; le thyristor est alors bloqué et aucun courant  $I_a$  ne peut circuler.
- Lorsque la tension inverse devient trop forte, elle produit un claquage destructif du thyristor.

- En polarisation directe et sans commande de gâchette, le thyristor reste bloqué jusqu'à une valeur limite de la tension directe et le courant  $I_a$  est négligeable; **au delà** de cette tension, le thyristor devient passant, le courant circule de l'anode vers la cathode et la tension  $V_{ak}$  tombe à une valeur proche de 0.
- Lorsqu'on applique **une commande de gâchette**, le thyristor devient passant dès que la tension  $V_{ak}$  est positive et le courant circule de l'anode vers la cathode. Le thyristor reste passant tant qu'il circule un courant minimal. Pour bloquer le thyristor, il faut, après avoir annulé le courant, appliquer une polarisation négative.

### I.2.3. Thyristor G.T.O (Gate Turn Off)

#### a. Définition

Le thyristor G.T.O (*Gate Turn Off*) est une évolution du thyristor classique qui a la propriété de pouvoir être bloqué à l'aide de la gâchette, contrairement aux thyristors classiques.

#### b. Structure

Le GTO est structurellement identique à un thyristor, donc muni de trois *électrodes* :

Le GTO est structurellement identique à un thyristor, donc muni de trois *électrodes* :

- l'anode **A** ;
- la cathode **K** ;
- l'électrode de commande appelée gâchette **G**.

Il est composé de quatre couches dopées alternativement P, N, P, N.

La différence principale avec un thyristor est que la gâchette est fortement interdigitée, c'est-à-dire divisée en un réseau de mini-gâchettes distribuées sur toute la puce, afin de permettre une extraction uniforme du courant lors du blocage.

#### c. Symbole

Ses deux symboles diffèrent un peu du thyristor au niveau de la gâchette :



Figure (I.9): Symboles d'un thyristor G.T.O

#### d. Principe de fonctionnement et Caractéristique

##### ➤ Amorçage

Un GTO s'amorce par la gâchette (avec  $V_{gk} > 0$ ) comme un thyristor. Le courant de gâchette peut être de quelques ampères. Une fois la conduction amorcée, elle se maintient.

##### ➤ Blocage

Le blocage du thyristor GTO peut se faire de deux façons :

- Par interruption naturelle du courant principal  $I_{ak}$ , qui se produit par exemple à chaque alternance si le thyristor est utilisé sous tension alternative ;
- Par extraction du courant au niveau du circuit de gâchette (obtenue par application d'une tension négative sur la gâchette, par un circuit appelé « extracteur de charges »).

##### ➤ Caractéristique idéale

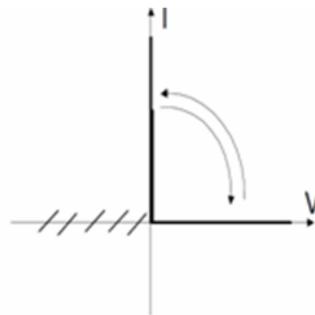


Figure (I.10) : Caractéristique parfaite

### I.2.4. Le transistor bipolaire

#### a. Définition

C'est un composant commandé à la fermeture et à l'ouverture il comportant trois zones de dopage différentes. Ce composant a contribué d'une façon importante au développement des convertisseurs statiques de moyenne puissance.

- Il est commandé en courant (par le courant  $I_B$ )

### b. Structure

Le transistor est constitué par la succession de trois couches de semi-conducteur de type *N-P-N* (ou *P-N-P*). Des connexions métalliques sont respectivement fixées sur la partie centrale appelée *Base* et sur les deux extrémités appelées *Collecteur* et *Emetteur*.

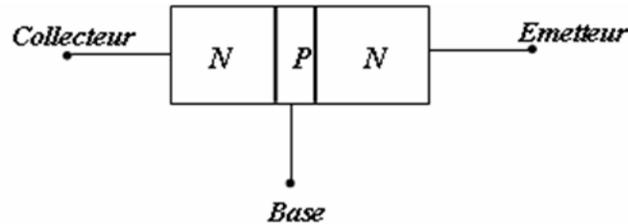
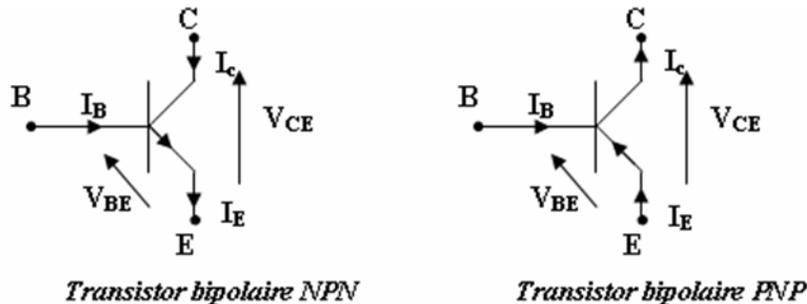


Figure (I.11) : La Structure d'un Transistor bipolaire (NPN)

La couche centrale est très mince par rapport aux autres. Sa largeur doit être très inférieure à la longueur de diffusion des porteurs injectés dans cette zone.

### d. Principe et Symboles

$I_C$  : courant Collecteur,  
 $I_B$  : courant de Base,  
 $I_E$  : courant Emetteur.

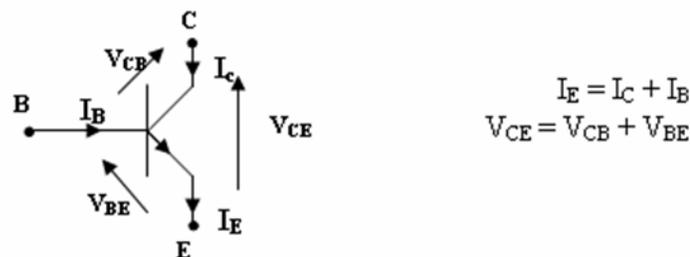


Transistor bipolaire NPN

Transistor bipolaire PNP

Figure (I.12): Symboles des transistors NPN et PNP

C'est actuellement la structure *NPN* qui est utilisé pour les transistors haute tension et fort courant.



$$I_E = I_C + I_B$$

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$$

Figure (I.13): Transistor bipolaire NPN et ses grandeurs électriques

### - Effet transistor

C'est le fait de véhiculer un fort courant collecteur à partir d'un faible courant de base  $I_C \gg I_B$ .

On définit l'amplification statique en courant :  $\beta = \frac{I_C}{I_B}$

### - En fonctionnement normal

En fonction du courant  $I_B$  injecté sur sa base, le régime de fonctionnement du transistor sera différent, pour l'étudier, il faut dissocier chaque jonction.

**Cela conduit à l'étude de deux circuits :**

- le montage sur la jonction **BE** : le circuit de commande

- le montage sur la jonction **CE** : le circuit commandé

**Le circuit de commande** définit si le transistor est passant ou bloqué suivant la polarisation de la jonction **BE** (direct ou inverse). De plus, **le circuit commandé** va limiter la valeur des courants  $I_C$  et  $I_E$ . Ils ne pourront donc pas dépasser une certaine valeur malgré l'effet transistor. Ainsi, si  $I_B$  devient trop important,  $I_C$  ne pourra pas dépasser la valeur maximum fixée par le montage commandé et la jonction **BC** deviendra passante : le transistor sera saturé et il n'existera plus une relation linéaire entre  $I_B$  et  $I_C$ . Puisque les deux jonctions **BC** et **BE** sont passantes, la différence de potentiel entre les jonctions **C** et **E** sera très faible.

On voit donc apparaître trois régimes de fonctionnement :

- **transistor bloqué** :  $I_B = 0 \rightarrow I_C = 0$
- **transistor passant** :  $I_B > 0$  et  $I_C = \beta I_B \rightarrow V_{CE} \neq 0$
- **transistor saturé** :  $I_B > 0$  et  $I_C = I_{Csat} \rightarrow V_{CE} ?$

$V_{Cesat} \approx 0.2V$

### e. Caractéristiques

- **Caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$**

On retrouve la caractéristique d'une diode puisque la jonction **BE** est une jonction **PN**.

- **Caractéristique  $I_C = f(I_B)$**

On retrouve :

- $I_C = 0$  en fonctionnement bloqué
- $I_C = \beta I_B$  en fonctionnement linéaire
- $I_C = I_{Csat}$  en fonctionnement saturé

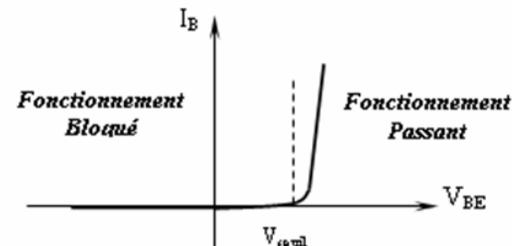


Figure (I.14) : Caractéristique  $I_B = f(V_{BE})$

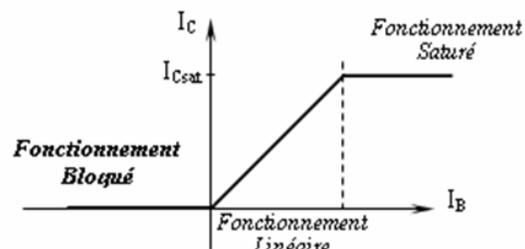


Figure (I.15) : Caractéristique  $I_C = f(I_B)$

### I.2.5. Le transistor MOSFET

#### a. Définition

Un transistor à effet de champ **MOSFET** (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* qui se traduit par *transistor à effet de champ à structure métal-oxyde-semi-conducteur*). C'est un interrupteur unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant

#### b. Structures et symboles

Le MOSFET se présente comme un composant à trois ports :

- le « **Drain** » (noté D) ;
- la « **Grille** » (notée G) ;
- la « **Source** » (notée S).

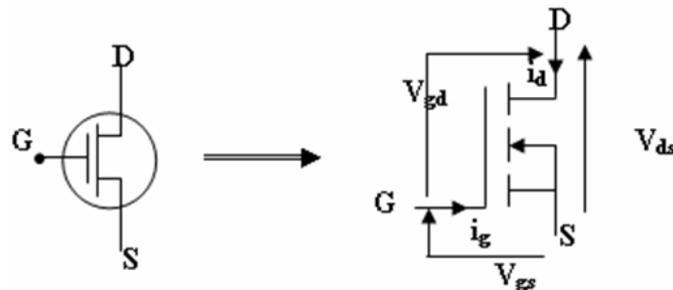


Figure (I.16): Symboles d'un transistor MOSFET

- Contrairement au transistor bipolaire qui se commande *en courant*, le transistor *MOS* se commande *en tension*. Le courant dans la grille est nul en fonctionnement statique.
- De part de sa conception *le transistor MOS* possède une diode symbolisée par la flèche entre Drain et Source. Cette diode, montée en inverse, interdit toutes tensions  $V_{ds}$  négatives.

#### c. Caractéristiques statiques

- *Caractéristiques de transfert*  $I_D = f(V_{GS})$

Tant que la tension  $V_{GS}$  ne dépasse pas le seuil  $V_{GS0} \approx 4V$  le transistor reste bloqué. Au-delà, le courant croît linéairement en fonction de  $V_{GS}$ .

Pour  $V_{GS} \geq V_{GS0}$ ,  $I_D = g (V_{GS} - V_{GS0})$ ,  $g$  est le gain du transistor

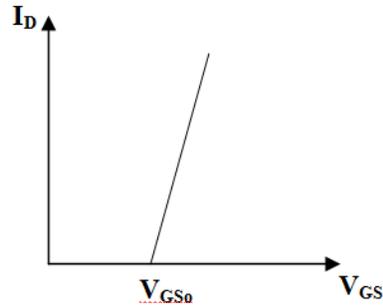


Figure (I.17) : Caractéristiques de transfert  $I_D=f(V_{GS})$

### I.2.6. Le transistor bipolaire à grille isolée

#### a. Définition

Le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT : *Insulated Gate Bipolar Transistor*) est un dispositif semi conducteur de la famille des transistors qui est utilisé comme interrupteur électronique, principalement dans les montages de l'électronique de puissance.

#### b. Symbole

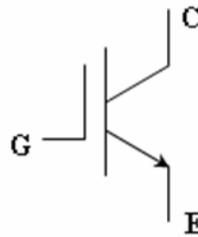


Figure (I.18) : Symbole d'un Transistor IGBT

#### c. Structure

L'IGBT est un transistor hybride, regroupant un *transistor à effet de champ du type MOSFET* en entrée et *un transistor bipolaire* en sortie. Il est ainsi commandé par la tension de grille (entre grille et émetteur) qui lui est appliquée, mais ses caractéristiques de conduction (entre collecteur et émetteur) sont celles d'un bipolaire.

Cette structure lui donne le faible coût énergétique de commande d'un MOSFET, avec les pertes de conduction plus faibles (à surface de puce donnée) d'un bipolaire. De plus, les IGBT peuvent gérer une tension bien plus élevée que celle gérée par les MOSFET.

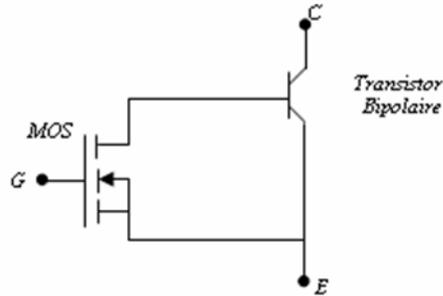


Figure (I.19) : Schéma équivalent simplifié d'un Transistor IGBT

### e. Caractéristiques

Bien que ce soit un transistor NPN qui apparaît sur le symbole, c'est un transistor PNP qui existe dans la structure interne.

La présence de la diode en inverse entre Drain et Source du transistor MOS fait que le transistor IGBT ne supporte pas une tension inverse collecteur-émetteur importante.

#### ➤ Fonctionnement dynamique

A la fermeture, le transistor *IGBT* se comporte comme un transistor MOS.

L'ouverture du transistor *IGBT* est plus longue, car une fois le transistor MOS bloqué, on n'a pas la possibilité d'extraire les charges stockées dans la base du transistor bipolaire. Le courant  $I_c$  traîne avant de s'éteindre complètement.

### Blocage

*L'IGBT présente l'inconvénient d'un blocage moins rapide que le MOSFET, ce qui limite sa fréquence de commutation à quelques dizaines de kHz.*

#### ➤ Il faut retenir que

- Le transistor MOS est plus rapide à l'ouverture que l'IGBT ;
- La chute de tension à l'état conducteur est inférieure pour l'IGBT ;
- Le transistor IGBT a une meilleure tenue en tension directe.

*Chapitre II*

---

---

*Convertisseurs AC-DC*

---

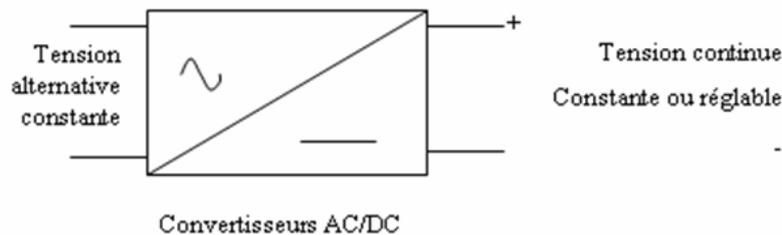
---

## II.1. Introduction

Les redresseurs permettent de convertir une alimentation alternative en continue. On peut grouper les composants utilisés dans les convertisseurs statiques AC-DC en deux catégories :

- Les diodes
- Les thyristors (Silicon-Controlled Rectifier : SCR)

Les circuits avec des diodes fournissent des tensions continues constantes, ceux avec les thyristors (composant commandé) donnent des tensions continues de valeurs moyennes variables.



## II.2. Redressement non commandé

### II.2.1. Redressement non commandé sur circuits monophasés

L'entrée est une tension alternative monophasée.

#### II.2.1.2. Redressement simple alternance non commandé (charge résistive)

##### a. Montage

La tension d'alimentation est :

$$v(\theta) = V_M \sin(\theta) \text{ avec } \theta = \omega t$$

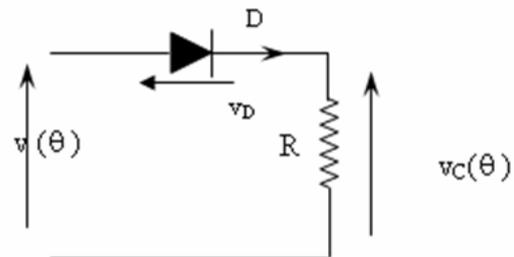


Figure (II.1) : Montage simple alternance

##### b. Analyse du fonctionnement

- Pour  $0 < \theta < \pi$  : D conductrice

$$v_C(\theta) = v(\theta) = V_M \sin(\theta) \quad (\text{II.01})$$

$$i_C = \frac{v_C(\theta)}{R} = \frac{V_M}{R} \sin(\theta) \quad (\text{II.02})$$

$i_C(\theta)$  et  $v_C(\theta)$  ont la même forme.

- Pour  $\pi < \theta < 2\pi$  : D bloquée car à  $\theta = \pi$  le courant s'annule

$$\text{donc :} \quad i_C(\theta) = 0 \quad (\text{II.03})$$

$$\text{et} \quad v_C(\theta) = 0 \quad (\text{II.04})$$

### c. Formes d'ondes des différentes grandeurs

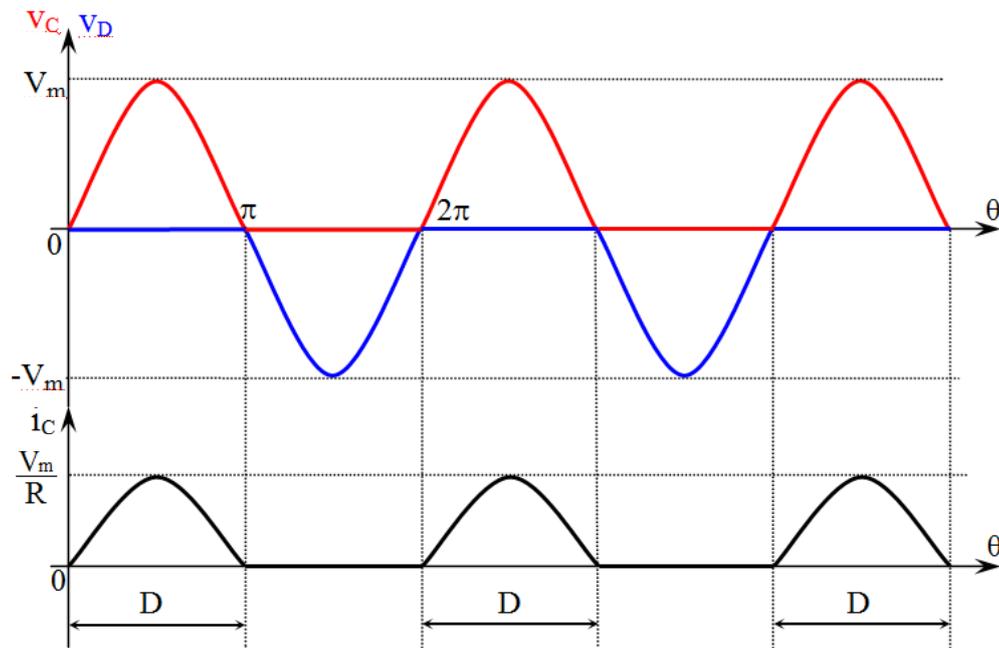


Figure (II.2) : Forme d'ondes des différentes grandeurs

### d. Valeur moyenne de la tension $v_C$ et du courant $i_C$

La valeur moyenne de la tension  $v_C$  est :

$$V_{C_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v(\theta) d\theta \quad (\text{II.05})$$

avec  $v(\theta) = V_M \sin(\theta)$

$$\text{donc} \quad V_{C_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi V_M \sin(\theta) d\theta \quad \Rightarrow \quad V_{C_{moy}} = \frac{V_M}{\pi} = \frac{\sqrt{2} V_{eff}}{\pi} \quad (\text{II.06})$$

$$\text{et} \quad I_C = \frac{V_M}{R \pi} \quad (\text{II.07})$$

### e. Inconvénient du montage

Le redressement mono-alternance présente une ondulation importante. Pour l'utiliser en puissance il faudrait un fort circuit de lissage, enfin sa puissance est limitée.

### f. la valeur efficace du courant

$$I = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i^2(\theta) d\theta} \quad (\text{II.08})$$

### g. Facteur de Forme- Taux d'ondulation

Le facteur de forme  $F$  d'une grandeur ondulée est le rapport de la valeur efficace de la grandeur à sa valeur moyenne pendant une période. Le taux d'ondulation  $\tau$  d'une grandeur ondulée est le rapport de la valeur efficace de l'ondulation à la valeur moyenne de la grandeur.

Une alimentation idéale à diode fournit à la charge un courant parfaitement continu. Or dans la pratique, on constate que ce courant présente des ondulations plus au moins profondes suivant le nombre des phases de cette alimentations. On peut conclure que le courant redressé n'a pas forcément la même qualité. D'une façon générale on peut toujours décomposer un courant périodique en série de Fourier ce qui donne un courant moyen plus un courant d'ondulation.

$$i = I_{moy} + i_{ond} \quad (II.09)$$

$$i = I_0 + (I_1 \cos \theta + I_2 \cos 2\theta + \dots + I_{11} \sin \theta + I_{22} \sin 2\theta \dots) \quad (II.10)$$

Le courant d'ondulation qui comporte un terme fondamental et une suite d'harmonique est évidemment néfaste car il provoque des perturbations dans la charge (ronflement des hauts parleurs, échauffements industrie.....).

- **La valeur efficace d'un courant périodique est :**

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2} \quad (II.11)$$

$$I = \sqrt{I_0^2 + I_{ond}^2} \quad (II.12)$$

Ou

$$I_{ond} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_n^2}$$

$$\text{Donc } I_{ond} = \sqrt{I^2 - I_{moy}^2} \quad (I_0 = I_{moy})$$

- **F** est défini comme :

$$F = \frac{I}{I_{moy}} \quad (II.13)$$

- Et **\(\tau\)** défini comme :

$$\begin{aligned} \tau &= \frac{I_{ond}}{I_{moy}} = \frac{\sqrt{I^2 - I_{moy}^2}}{I_{moy}} \\ &= \sqrt{\frac{I^2}{I_{moy}^2} - 1} \end{aligned} \quad (II.14)$$

$$\text{Donc } \tau = \sqrt{F^2 - 1} \quad (II.15)$$

Dans la pratique c'est le coefficient  $\tau$  qui est le plus important mais c'est le coefficient  $F$  qui est le plus facile à déterminer soit expérimentalement soit par calcul.

- Le rendement (rapport de redressement) d'un redresseur est défini comme :

$$\eta = \frac{P_{moy}}{P_{eff}} \quad (II.16)$$

Ou :

$$P_{moy} = V_{moy} I_{moy} \quad \text{ou } VcIc$$

Et

$$P_{eff} = V_{eff} I_{eff}$$

Ou  $V_{eff}$  : est la tension efficace de la tension de sortie

$I_{eff}$  : est le courant efficace du courant de sortie.

### II.1.1.2. Redressement simple alternance non commandé (charge résistive et inductive)

#### a. Montage

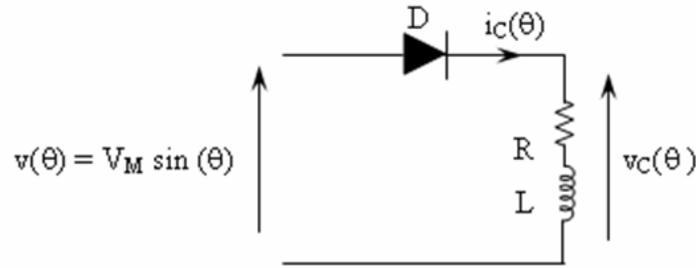


Figure (II.3) : Montage simple alternance charge résistive et inductive

#### b. Analyse du fonctionnement

- Pour  $D$  conductrice

$$v_C(\theta) = v(\theta) = V_M \sin(\theta)$$

$$v_C(\theta) = v(\theta) \rightarrow L \frac{di_C(\theta)}{d\theta} + Ri_C(\theta) = V_M \sin(\theta) \quad (\text{II.17})$$

- La solution de cette équation est faite de deux termes :

1- Un terme transitoire représente la solution générale sans second membre :

$$L \frac{di_C(\theta)}{d\theta} + Ri_C(\theta) = 0 \Rightarrow i_1(\theta) = K e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \quad (\text{II.18})$$

2- un terme permanent c'est une solution particulière de l'équation avec second membre:

$$i_2(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) \quad (\text{II.19})$$

Cette solution est le régime définitif qu'on obtient théoriquement au bout d'un temps infini, le régime transitoire ayant alors totalement disparu.

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

$$\text{On a donc la solution générale : } i_C(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + K e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \quad (\text{II.20})$$

Fixons la constante arbitraire :  $i = 0$  pour  $\theta = 0$

$$0 = K - \frac{V_M}{Z} \sin(\varphi) \Rightarrow K = \frac{V_M}{Z} \sin(\varphi) \quad (\text{II.21})$$

Donc :

$$i_C(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \frac{V_M}{Z} \sin(\varphi) e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \quad (\text{II.22})$$

$$i_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} [\sin(\theta - \varphi) + \sin(\varphi) e^{\left(\frac{-\theta}{\tau}\right)}] \quad (\text{II.23})$$

### c. Formes d'ondes des différentes grandeurs

Au démarrage l'inductance s'oppose aux variations du courant, ce qui se traduit par un trainage de la courbe. Cette action de retard prolonge le passage du courant au moment où il a tendance à s'annuler. On conçoit que le trainage sera d'autant plus important que la constante de temps  $\frac{L}{R}$  sera plus grande, donc que l'inductance  $L$  sera plus élevée. Dans ce cas la conduction est toujours discontinue.

Rappelons qu'en régime sinusoïdal permanent, le courant aurait un déphasage par rapport à  $V$ . Dans notre circuit de  $0$  à  $\pi$  la bobine emmagasine de l'énergie et sa force électromotrice auto-induite (due aux variations de  $i_c$ ) ralentit la croissance du courant. L'intensité de ce dernier n'est maximale qu'à l'instant  $\theta_1$ . Dès que  $i_c$  décroît la bobine restitue son énergie et sa

f.e.m  $L \frac{di_c}{d\theta}$  est négative puisque  $\frac{di_c}{d\theta} < 0$ .

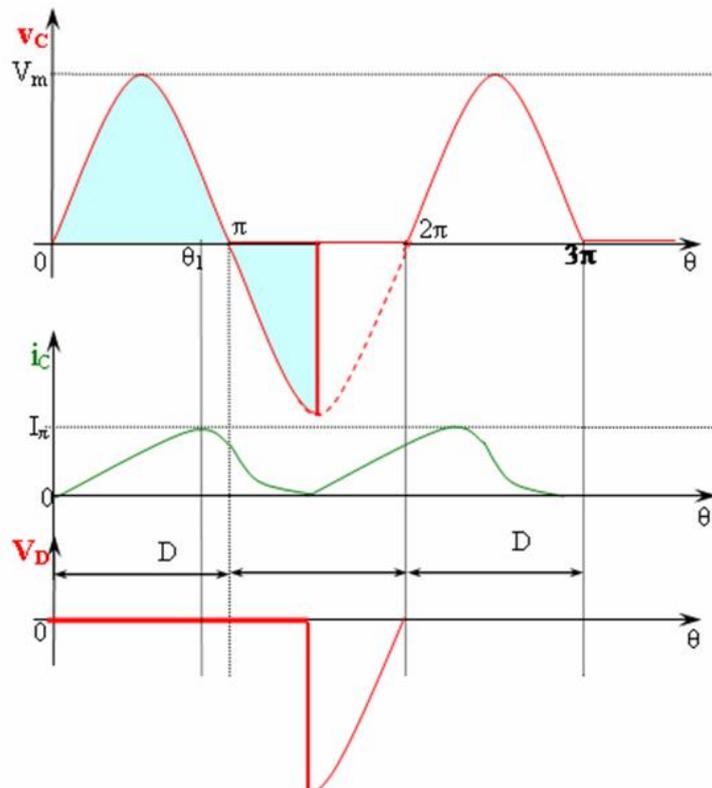


Figure (II.4) : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur commandé charge R-L

### II.1.1.3. Redressement simple alternance non commandé sur charge inductive avec diode de roue libre

#### a. Montage

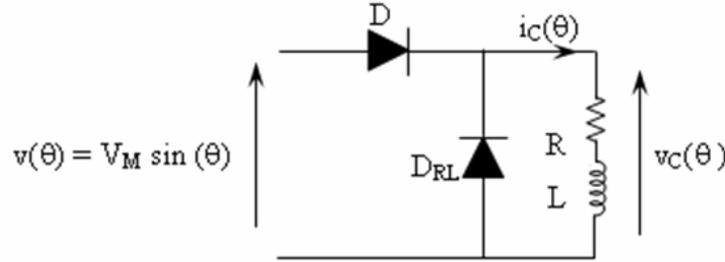


Figure (II.5) : Montage simple alternance charge inductive avec  $D_{RL}$

#### b. Analyse du fonctionnement

Pendant l'alternance positive le débit de  $D_1$  permet à RL d'accumuler de l'énergie, pendant l'autre alternance à l'aide de  $D_{RL}$  le courant circule grâce à l'énergie accumulée dans l'inductance dans le circuit L, R,  $D_{RL}$ , et provoquer un lissage de courant. La tension  $V_c$  ne peut plus devenir négative, car la diode de roue libre assure la continuité du courant.

- Pour  $0 < \theta < \pi$  :

La diode D étant conductrice alors que la diode  $D_{RL}$  est bloquée, on a :

$$v_c(\theta) = v(\theta) = L \frac{di_c(\theta)}{dt} + Ri_c(\theta) = V_M \sin(\theta) \quad (II.24)$$

On a donc :

$$i_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + K e^{\left(\frac{-\theta}{\tau}\right)} \quad (II.25)$$

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

Pour  $\theta = 0$  on a

$$i_c(0) = I_0 = \frac{V_M}{Z} \sin(-\varphi) + K e^{\left(\frac{0}{\tau}\right)} \Rightarrow K = I_0 + \frac{V_M}{Z} \sin(\varphi) \quad (II.26)$$

Donc :

$$i_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \left( \left( I_0 + \frac{V_M}{Z} \sin(\varphi) \right) e^{\left(\frac{-\theta}{\tau}\right)} \right) \quad (II.27)$$

- Pour  $\pi < \theta < 2\pi$  :

La diode  $D_{RL}$  étant conductrice alors que la diode D est bloquée, on a :

$$v_c(\theta) = L \frac{di_c(\theta)}{d\theta} + Ri_c(\theta) = 0 \quad (II.28)$$

On a donc :

$$i_c(\theta) = K e^{\left(\frac{-\theta}{\tau}\right)} \text{ avec, } \tau = \frac{L\omega}{R} \text{ et } \theta = \omega t \quad (II.29)$$

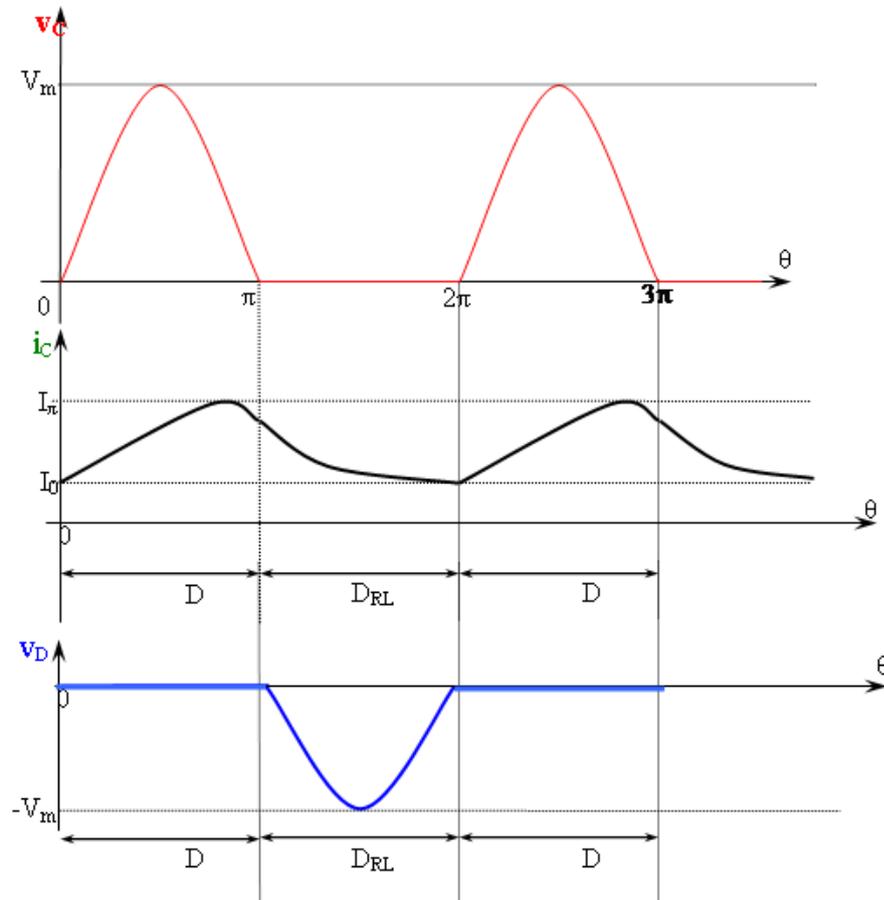
Pour  $\theta = \pi$  on a

$$i_c(\pi) = I_\pi = K e^{\left(\frac{-\pi}{\tau}\right)} \Rightarrow K = I_\pi e^{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)} \quad (II.30)$$

Donc : 
$$i_c(\theta) = I_\pi e^{-\left(\frac{\theta-\pi}{\tau}\right)} \quad (\text{II.31})$$

Comme le phénomène est périodique, l'intensité  $i_c(\theta)$  doit retrouver la valeur  $I_0$  à la fin de la période.

*c. Formes d'ondes des différentes grandeurs*



**Figure (II.6) :** Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur commandé charge L avec  $D_{RL}$

**II.1.1.4. Redressement simple alternance non commandé sur charge à f.c.e.m :**

**a. Montage**

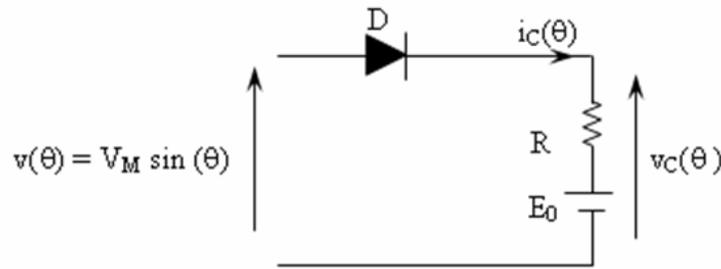


Figure (II.7) : Montage simple alternance charge à f.c.e.m

La charge est une batterie d'accumulateur de f.c.e.m  $E_0$  si  $v(\theta) = V_M \sin(\theta)$  désigne la tension alternative d'alimentation le débit a travers la diode n'est possible que si  $v(\theta) - E_0$  est positif, soit :

$$v(\theta) = V_M \sin(\theta) = V_D + Ri_c + E_0 \tag{II.32}$$

Si  $V_D$  est négligée à l'état passant:  $V_M \sin(\theta) = Ri_c + E_0$

$$\tag{II.33}$$

Donc 
$$i_c = \frac{V_M \sin(\theta) - E_0}{R} \quad I_{\max} = \frac{V_M - E_0}{R} \tag{II.34}$$

**b. Formes d'ondes des différentes grandeurs**

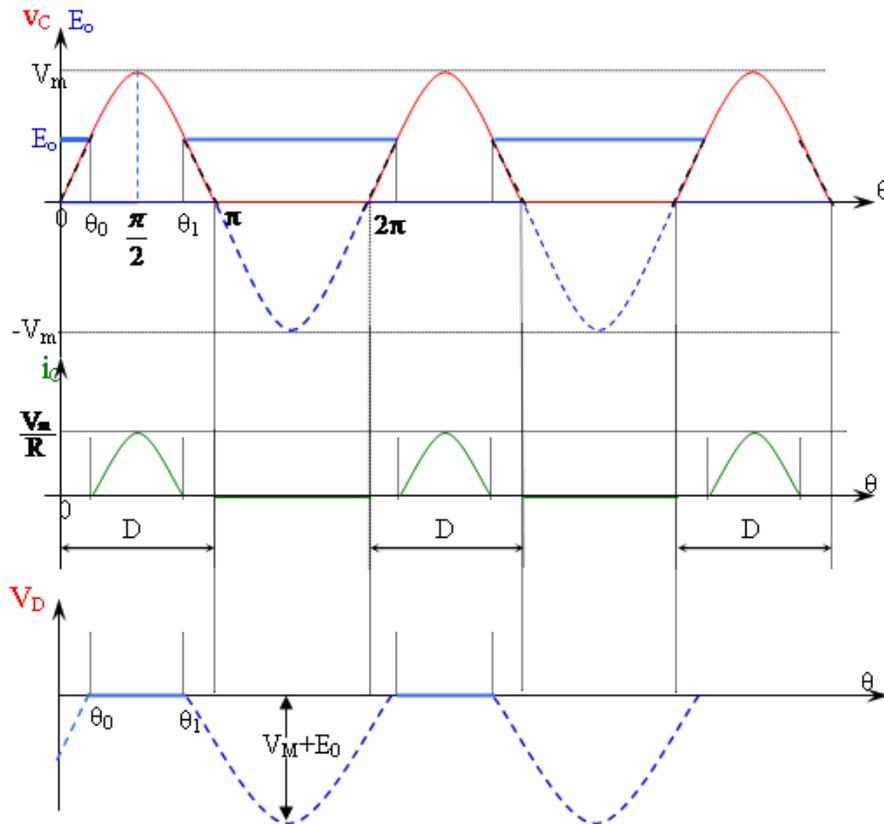


Figure (II.8) : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur non commandé charge à f.c.e.m

Le courant s'établit et s'annule quand  $v(\theta) = V_M \sin(\theta) = E_0$  soit  $\frac{E_0}{V_M} = \sin(\theta)$ , la résolution de cette équation donne la plus petite  $\theta_0$  correspond à l'établissement du courant (le temps d'ouverture) et la plus grande  $\theta_1$  correspond à sa suppression. Ainsi que la durée de conduction  $\tau = \theta_1 - \theta_0$ , ces instants sont symétriques par rapport à  $\frac{T}{4}$  ( $\pi/2$ )

- **Courant de charge**

Lorsque  $\theta_0 < \theta < \theta_1$  la diode est passante,  $V_D = 0$  donc:  $V_M \sin(\theta) = R i_c + E_0$

$$\text{Donc} \quad i_c = \frac{V_M \sin(\theta) - E_0}{R} \quad (\text{II.35})$$

$$\text{Et l'intensité maximale est} \quad I_{\max} = \frac{V_M - E_0}{R} \quad (\text{II.36})$$

- **Interruption de charge (diode bloquée)**

$0 < \theta < \theta_0$  et  $\theta_1 < \theta < T$

L'intensité du courant est nulle;  $R i_c = 0$  donc :  $v(\theta) = V_M \sin(\theta) = V_D + E_0$  soit  $V_D = v(\theta) - E_0$

Cette tension inverse aux bornes de la diode est maximale quand  $v(\theta) = -V_M$

- **Intensité moyenne**

Nous savons que le circuit est passant entre deux instants  $\theta_0$  et  $\theta_1$ ; par définition, l'intensité moyenne est:

$$I_{\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_{\theta_0}^{\theta_1} \frac{(V(\theta) - E_0) d\theta}{R} \quad (\text{II.37})$$

$$I_{\text{moy}} = \frac{V_m}{R} \left( \frac{\cos \theta_0}{\pi} - \frac{\tau \sin \theta_0}{T} \right) \quad (\text{II.38})$$

Cette intensité du courant moyen permet le calcul de la quantité d'électricité fournie à la batterie au cours d'une période :  $Q = I_{\text{moy}} \cdot T$

Pour un montage bi alternance ou en pont monophasé :

$$I_{\text{moy}} = 2 \frac{V_m}{R} \left( \frac{\cos \theta_0}{\pi} - \frac{\tau \sin \theta_0}{T} \right) \quad (\text{II.39})$$

### II.1.1.5. Montage P2 à diodes

#### a. Montage

L'alimentation du convertisseur n'est pas directe mais par un transformateur monophasé à point milieu au secondaire.

$v_1$  et  $v_2$  sont deux tensions égales déphasées de  $\pi$ , On les redresse avec les diodes  $D_1$  et  $D_2$

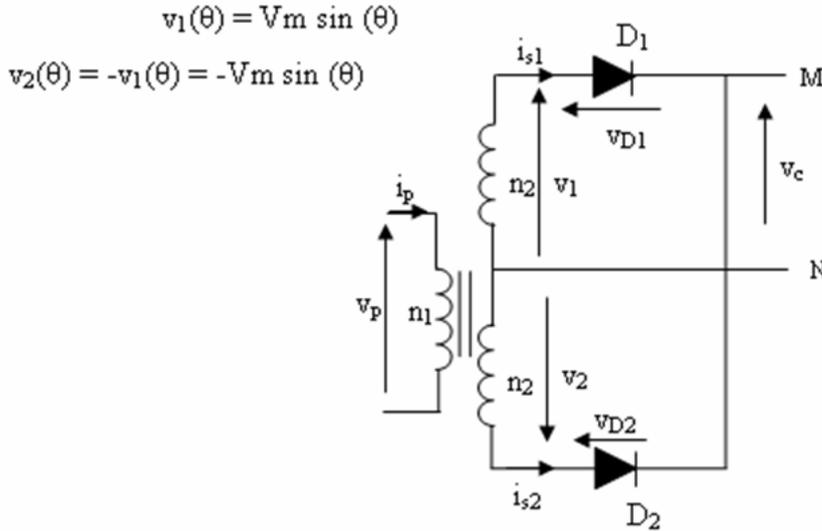


Figure (II.9) : Schéma d'un montage P2 à diodes.

#### b. Analyse du fonctionnement

- Pour  $0 < \theta < \pi$  :  **$D_1$  conduit** et  $D_2$  bloquée car  $v_1 > 0$  et  $v_2 < 0$ , d'où :

$$v_c(\theta) = v_1(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad , \quad v_{D1}(\theta) = 0 \quad \text{et} \quad v_{D2}(\theta) = v_2(\theta) - v_1(\theta) = -2V_m \sin(\theta)$$

$$i_c(\theta) = i_{s1}(\theta) = I_c \quad \text{et} \quad i_{s2}(\theta) = 0$$

- Pour  $\pi < \theta < 2\pi$  :  **$D_2$  conduit** et  $D_1$  bloquée car  $v_2 > 0$  et  $v_1 < 0$ , d'où :

$$v_c(\theta) = v_2(\theta) = -V_m \sin(\theta) \quad , \quad v_{D2}(\theta) = 0 \quad \text{et} \quad v_{D1}(\theta) = v_1(\theta) - v_2(\theta) = -2V_m \sin(\theta)$$

$$i_c(\theta) = i_{s2}(\theta) = I_c \quad \text{et} \quad i_{s1}(\theta) = 0$$

### C. Formes d'ondes des différentes grandeurs

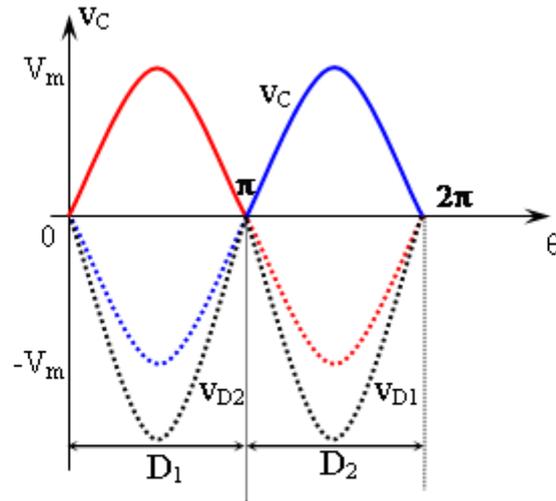


Figure (II.10) : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur P2

#### d. Valeur moyenne de la tension $v_C$

La valeur moyenne de la tension  $v_C$  est :

$$V_{C\text{moy}} = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v(\theta) d\theta \quad \text{avec} \quad v(\theta) = V_m \sin(\theta)$$

$$\text{donc} \quad V_{C\text{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_m \sin(\theta) d\theta \quad \Rightarrow \quad V_{C\text{moy}} = \frac{2V_m}{\pi} \quad (\text{II.40})$$

#### e. Facteur d'ondulation

$$K_0 = \frac{V_{C\text{max}} - V_{C\text{min}}}{2 V_{C\text{moy}}} \quad \Rightarrow \quad K_0 = \frac{V_m - 0}{4 \frac{V_m}{\pi}} \quad \Rightarrow \quad K_0 = \frac{\pi}{4} \quad (\text{II.41})$$

#### f. Etude des courants

Si le montage débite un courant continu  $i_C$  peu ondulé (constant) =  $I_c$ , donc chaque diode assure le passage de  $i_C$  pendant  $\pi$ .

Au primaire, nous avons :  $n_1 \cdot i_p = n_2 \cdot i_{s1} - n_2 \cdot i_{s2}$  avec  $n_1, n_2$  désigne respectivement le nombre des spires du primaire et secondaire.

► Si  $D_1$  conductrice et  $D_2$  bloquée, donc :  $i_p = (n_2/n_1) \cdot i_{s1} = m \cdot i_{s1}$

► Si  $D_1$  bloquée et  $D_2$  conductrice, donc :  $i_p = -(n_2/n_1) \cdot i_{s2} = -m \cdot i_{s2}$  où  $m = n_2/n_1$  est le rapport de transformation du transformateur. Donc, le courant  $i_p$  est alternatif non sinusoïdal.

- Courants dans les diodes (exemple : diode  $D_1$ ) :  $i_{\max} = I_C$

- Courant moyen  $i_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_C d\theta = \frac{I_C}{2\pi} [\theta]_0^\pi \Rightarrow i_{\text{moy}} = \frac{I_C}{2}$

- Courant efficace  $i_{D1} = i_{S1} \Rightarrow I_{D1\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi (i_{S1})^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_C^2 d\theta} = \frac{I_C}{\sqrt{2}}$

- Courant et facteur de puissance secondaire

- Courant secondaire :  $i_{S1} = i_{D1} = \frac{I_C}{\sqrt{2}}$

- Puissance de la charge :  $P_c = V_C i_{\text{moy}} \cdot I_C = \frac{2 V_m}{\pi} I_C$

- Puissance apparente secondaire :  $S = 2 V I_S = 2 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_C}{\sqrt{2}} = V_m I_C$ .

- Facteur de puissance :  $f_s = \frac{P_c}{S} = \frac{\frac{2V_m I_C}{\pi}}{V_m I_C} = \frac{2}{\pi} = 0,636$

- Courant et facteur de puissance primaire

- Courant efficace primaire  $I_p = m I_C$

- Tension efficace primaire  $V_p = \frac{V}{m} = \frac{V_m}{m\sqrt{2}}$

- Facteur de puissance :  $f_p = \frac{P_c}{S_p} = \frac{V_C I_C}{V_p I_p} = \frac{\frac{2V_m I_C}{\pi}}{\frac{V_m I_C}{\sqrt{2}}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = 0,9003$

### II.1.1.6. Le pont de Graetz à diodes sur charge résistive

a. Montage

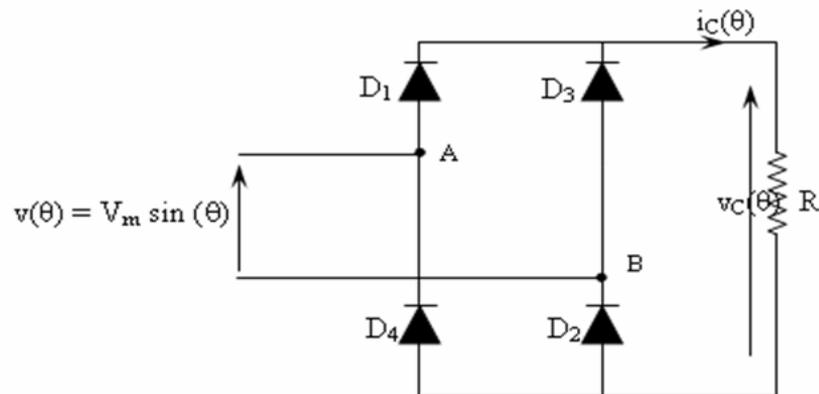


Figure (II.11): Schéma d'un pont monophasé tous diodes

b. Analyse du fonctionnement

• Pour  $0 < \theta < \pi$  :  $D_1$  et  $D_2$  sont conductrices car la polarité de la borne  $A$  est positive et celle de  $B$  est négative, d'où :  $v_c(\theta) = v(\theta) = V_m \sin(\theta)$

$$\text{et } i_c(\theta) = \frac{v_c(\theta)}{R} = \frac{V_m}{R} \sin(\theta) \quad (\text{II.42})$$

**Remarque:**  $i_c(\theta)$  et  $v_c(\theta)$  ont la même forme.

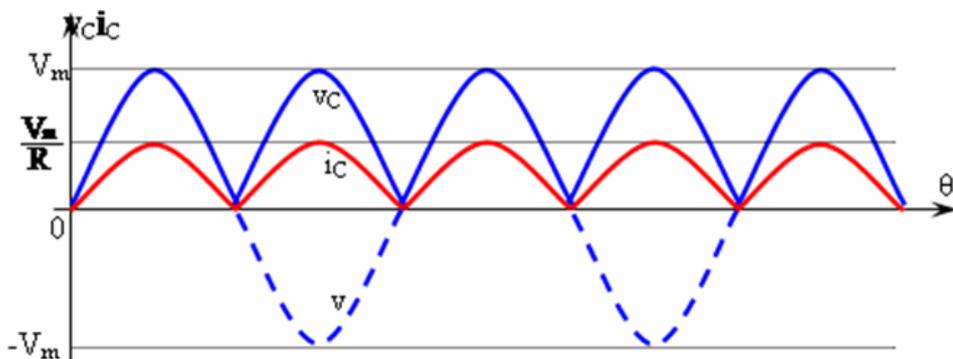
• Pour  $\pi < \theta < 2\pi$  : La polarité de la borne A devienne négative et la polarité de la borne B devienne positive, donc  $D_3$  et  $D_4$  conduisent et  $D_1$  et  $D_2$  se bloquent, d'où :

$$v_c(\theta) = -v(\theta) = -V_m \sin(\theta)$$

$$\text{et } i_c(\theta) = \frac{v_c(\theta)}{R} = -\frac{V_m}{R} \sin(\theta) \quad (\text{II.43})$$

**Remarque:**  $i_c(\theta)$  et  $v_c(\theta)$  ont la même forme.

#### d. formes d'ondes des différentes grandeurs



**Figure (II.12) :** Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un pont tous diode charge  $R$ .

#### e. Conclusions

On remarque que le taux d'ondulation s'améliore : le nombre d'alternance par période égale à deux alors qu'il était un dans le cas d'un redressement par une diode, donc :

\* La tension est plus proche du continu on a  $V_{C_{moy}} = \frac{2V_m}{\pi}$ .

\* Pas de problème de discontinuité dans le cas des charges inductive (le courant est toujours continu).

II.2.2. Redressement non commandé sur les circuits triphasés

II.1.2.1. Montage P3 (Parallèle 3 phases)

a. Montage

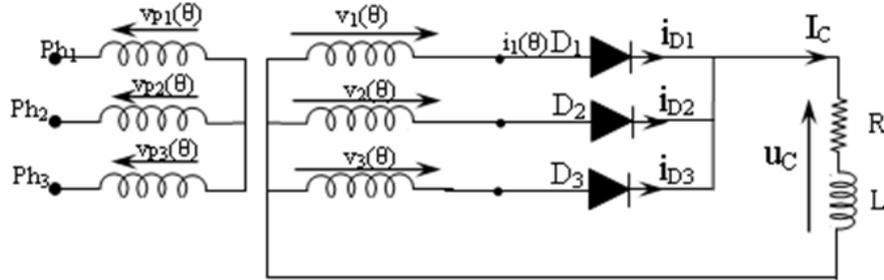


Figure (II.13): Redresseurs triphasés P3 tous diodes.

La charge est constituée d’une résistance  $R$  et d’une inductance  $L$  de forte valeur que l’on assimile à un générateur de courant  $I_C$ . Le réseau de tensions secondaires du transformateur sera noté de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_1 = V_m \sin(\theta) \\ v_2 = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3 = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.44)$$

b. Analyse du fonctionnement

Dans ce montage la diode en conduction est celle dont l’anode est reliée à la plus positive des tensions du générateur, les autres sont bloquées.

Les intervalles de conduction sont les suivants:

Intervalle	Diode en conduction	Diodes bloquées	Tension de sortie $u_C$	Tension aux bornes de $D_1$	Courant $i_1$
$\left[ \frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6} \right]$	$D_1$	$D_2$ et $D_3$	$v_1$	0	$I_C$
$\left[ \frac{5\pi}{6}, \frac{3\pi}{2} \right]$	$D_2$	$D_1$ et $D_3$	$v_2$	$v_1 - v_2$	0
$\left[ \frac{3\pi}{2}, \frac{13\pi}{6} \right]$	$D_3$	$D_1$ et $D_2$	$v_3$	$v_1 - v_3$	0
$\left[ \frac{13\pi}{6}, \frac{17\pi}{6} \right]$	$D_1$	$D_2$ et $D_3$	$v_1$	0	$I_C$

c. Formes d'ondes des différentes grandeurs

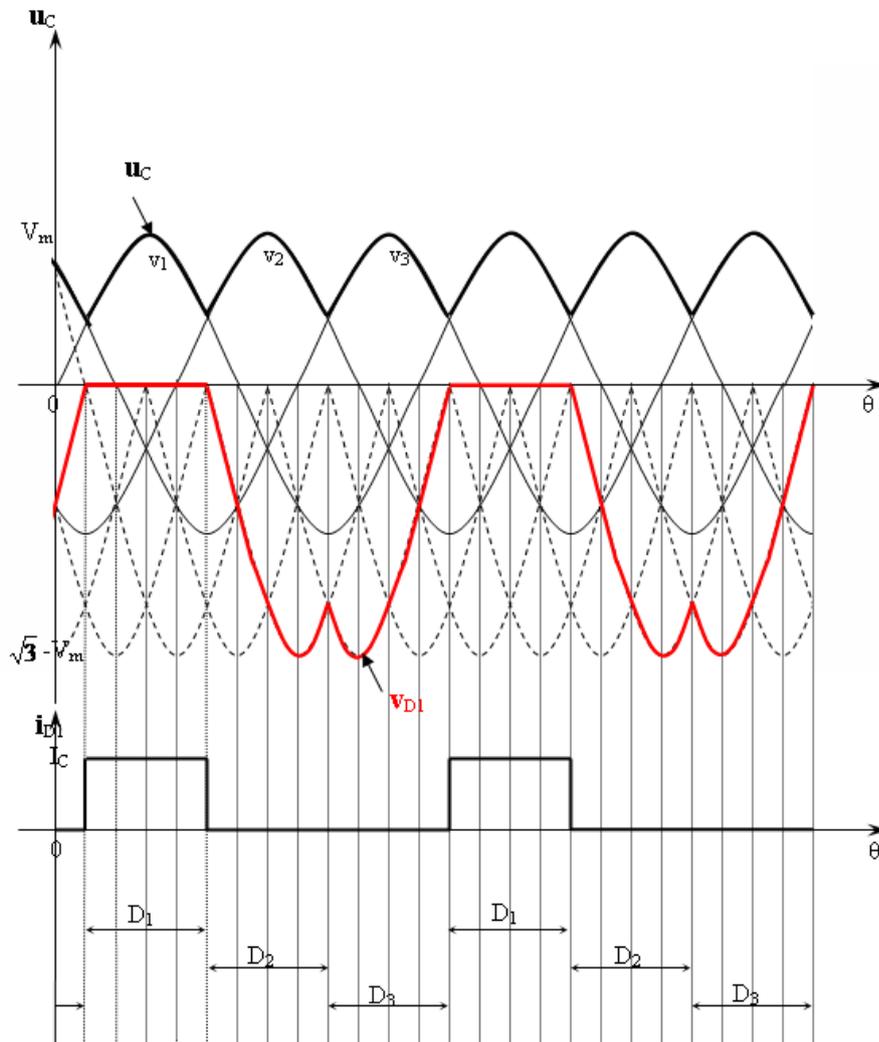


Figure (II.13): Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur P3 tous diodes.

**d. Etude des tensions**

La tension redressée  $u_C$  est périodique de période  $T/3$ .

**- Valeur moyenne de la tension de sortie  $u_C$** 

$$U_{Cmoy} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} v_1(\theta) d\theta \quad \text{avec } v(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad (\text{II.45})$$

$$U_{Cmoy} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin(\theta) d(\theta) \quad (\text{II.46})$$

$$U_{Cmoy} = \frac{3 V_m}{2\pi} \left[ -\cos(\theta) \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \quad (\text{II.47})$$

$$U_{Cmoy} = \frac{3 V_m}{2\pi} \left[ \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right] \quad (\text{II.48})$$

$$U_{Cmoy} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} = 0,827 V_m \quad (\text{II.49})$$

**e. Etude des courants****- Courants dans les diodes**

$$i_{\max} = I_C$$

$$i_{\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_C d\theta = \frac{I_C}{2\pi} \left[ \theta \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \Rightarrow i_{\text{moy}} = \frac{I_C}{3} \quad (\text{II.50})$$

$$I_{D1\text{eff}} = I_{1\text{eff}} \Rightarrow I_{D1\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (i_1)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_C^2 d\theta} = \frac{I_C}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.51})$$

**f. Valeurs caractéristiques**

- ✓ Tension inverse maximale aux bornes d'une diode

$$V_{D1\text{max}} = \sqrt{3} V_m \quad (\text{II.52})$$

- ✓ Puissance Active :

$$P = U_{Cmoy} \cdot I_C = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} I_C \quad (\text{II.53})$$

- ✓ Puissance apparente secondaire :

$$S = 3V I_1 = 3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_C}{\sqrt{3}} = \frac{3}{\sqrt{6}} V_m I_C \quad (\text{II.54})$$

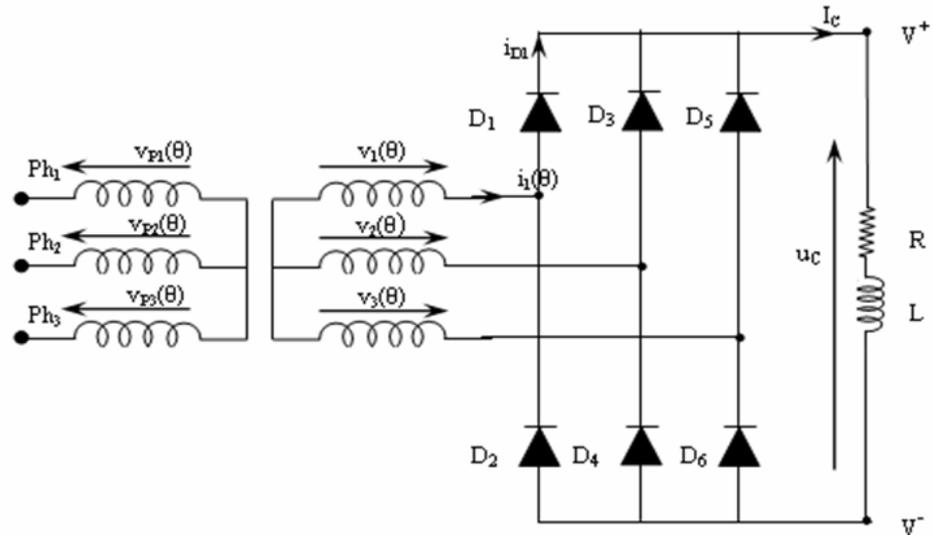
- ✓ Facteur de puissance :

$$K = \frac{P}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{3} V_m I_C}{2\pi}}{\frac{3}{\sqrt{2}\sqrt{3}} V_m I_C} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} = 0,675 \quad (\text{II.55})$$

**II.1.2.2. Redressement non commandé PD3 (diodes)**

Le montage de loin le plus utilisé est le montage en pont, ou parallèle double PD3 dit aussi montage en pont de Graëtz triphasé. Ce montage peut être considéré comme résultant de l'association convenablement menée d'un montage à anodes communes et d'un montage à cathodes communes.

**a. Montage**



**Figure (II.14):** Redresseurs triphasés PD3 tous diodes.

La charge est constituée d'une résistance  $R$  et d'une inductance  $L$  de forte valeur que l'on assimile à un générateur de courant  $I_C$ .

Le réseau de tensions secondaires du transformateur sera noté de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_1 = V_m \sin(\theta) \\ v_2 = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3 = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.56)$$

**b. Analyse du fonctionnement**

La tension de sortie  $u_C$  est alors donnée par :  $u_C(\theta) = V^+(\theta) - V^-(\theta)$

Cette relation permet de prédéterminer ce que doit être la forme de la tension de sortie  $u_C(\theta)$ .

Ainsi, dans l'intervalle  $\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right]$ , la tension  $V^+(\theta) = v_1(\theta)$  et  $V^-(\theta) = v_2(\theta)$  donc  $u_C(\theta) = u_{12}(\theta)$  sur cette intervalle.

En opérant par intervalles successifs, il est alors possible d'établir le tableau suivant :

Intervalle	Diodes en conductions	Tension de sortie $u_c$	Tension aux bornes de $D_1$	Courant $i_{D1}$	Courant $i_1$
$\left[ \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2} \right]$	$D_1$ et $D_4$	$v_1 - v_2 = u_{12}$	0	$I_c$	$I_c$
$\left[ \frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6} \right]$	$D_1$ et $D_6$	$v_1 - v_3 = u_{13}$	0	$I_c$	$I_c$
$\left[ \frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6} \right]$	$D_3$ et $D_6$	$v_2 - v_3 = u_{23}$	$v_1 - v_2$	0	0
$\left[ \frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2} \right]$	$D_3$ et $D_2$	$v_2 - v_1 = u_{21}$	$v_1 - v_2$	0	$-I_c$
$\left[ \frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6} \right]$	$D_5$ et $D_2$	$v_3 - v_1 = u_{31}$	$v_1 - v_3$	0	$-I_c$
$\left[ \frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6} \right]$	$D_5$ et $D_4$	$v_3 - v_2 = u_{32}$	$v_1 - v_3$	0	0

### c. Valeur moyenne de la tension de sortie $u_c$

La relation  $u_c(\theta) = V^+(\theta) - V^-(\theta)$  permet aussi de calculer la valeur moyenne de la tension  $u_c$  :

$$\text{On a} \quad U_{Cmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_c(\theta) d\theta = \frac{1}{T} \int_0^T V^+(\theta) d\theta - \frac{1}{T} \int_0^T V^-(\theta) d\theta \quad (\text{II.57})$$

$$\text{Avec} \quad \frac{1}{T} \int_0^T V^+(\theta) d\theta = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \quad \text{et} \quad \frac{1}{T} \int_0^T V^-(\theta) d\theta = -\frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \quad (\text{II.58})$$

$$\text{Donc} \quad U_{Cmoy} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} - \left( -\frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \right) \quad (\text{II.59})$$

$$U_{Cmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (\text{II.60})$$

### d. Etude des courants dans les diodes (exemple : diode $D_1$ ) : $i_{D1max} = I_c$

$$i_{D1moy} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c d\theta = \frac{I_c}{2\pi} \left[ \theta \right]_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \Rightarrow i_{D1moy} = \frac{I_c}{3} \quad (\text{II.61})$$

$$I_{D1eff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (i_1)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c^2 d\theta} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_{D1eff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.62})$$

### e. Facteur de puissance

- Courant secondaire efficace  $I_{1eff}$  :

$$I_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (i_1)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c^2 d\theta} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} \Rightarrow I_{1eff} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.63})$$

$$\text{- Puissance active :} \quad P = U_{Cmoy} \cdot I_c = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} I_c \quad (\text{II.64})$$

$$\text{- Puissance apparente :} \quad S = 3V I_1 = 3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} I_c \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{3}{\sqrt{3}} V_m I_c = \sqrt{3} V_m I_c \quad (\text{II.65})$$

$$\text{- Facteur de puissance :} \quad K = \frac{P}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{3} V_m I_c}{\pi}}{\sqrt{3} V_m I_c} = \frac{3}{\pi} = 0,955 \quad (\text{II.66})$$

Le facteur de puissance est nettement amélioré par rapport au montage simple alternance (0,675).

f. Formes d'ondes des différentes grandeurs

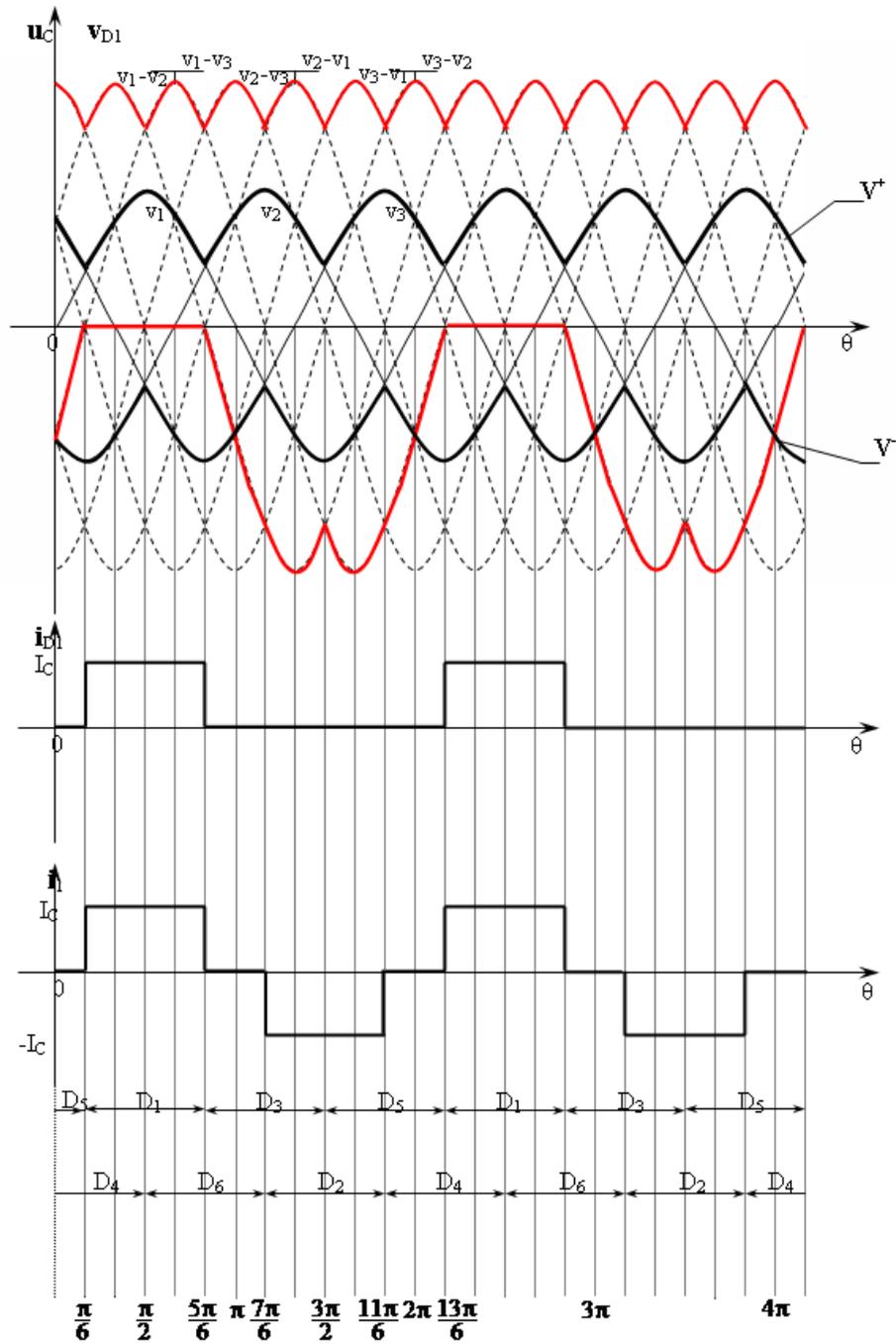


Figure (II.15): Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur PD3 tous diodes.

**II.3. Redressement commandé**

**II.3.1. Redressement simple alternance commandé par thyristor (charge résistive)**

**a. Montage**

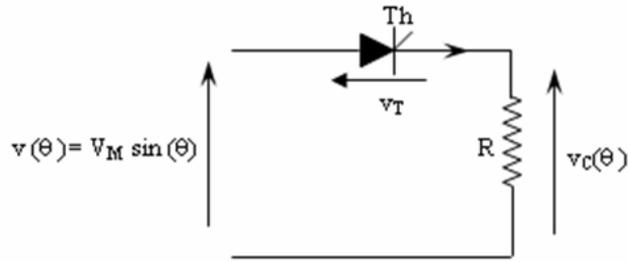


Figure (II.16) : Montage simple alternance commandé

**b. Analyse du fonctionnement**

On amorce le thyristor à  $\omega t_1 = \psi$  : donc conduction du thyristor jusqu'à  $\pi$  où le courant s'annule (charge résistive).

L'amorçage suivant s'effectue à  $2\pi + \psi$ .

- Pour  $\psi < \theta < \pi$  : Th conduit  $v_C(\theta) = v(\theta) = V_M \sin(\theta)$

$$i_c = \frac{v_C(\theta)}{R} = \frac{V_M}{R} \sin(\theta) \tag{II.67}$$

$i_c(\theta)$  et  $v_C(\theta)$  ont la même forme.

- Pour  $\pi < \theta < 2\pi + \psi$  : Th bloqué car à  $\theta = \pi$  le courant s'annule donc :  $i_c(\theta) = 0$  et  $v_C(\theta) = 0$ .

**c. Formes d'ondes des différentes grandeurs**

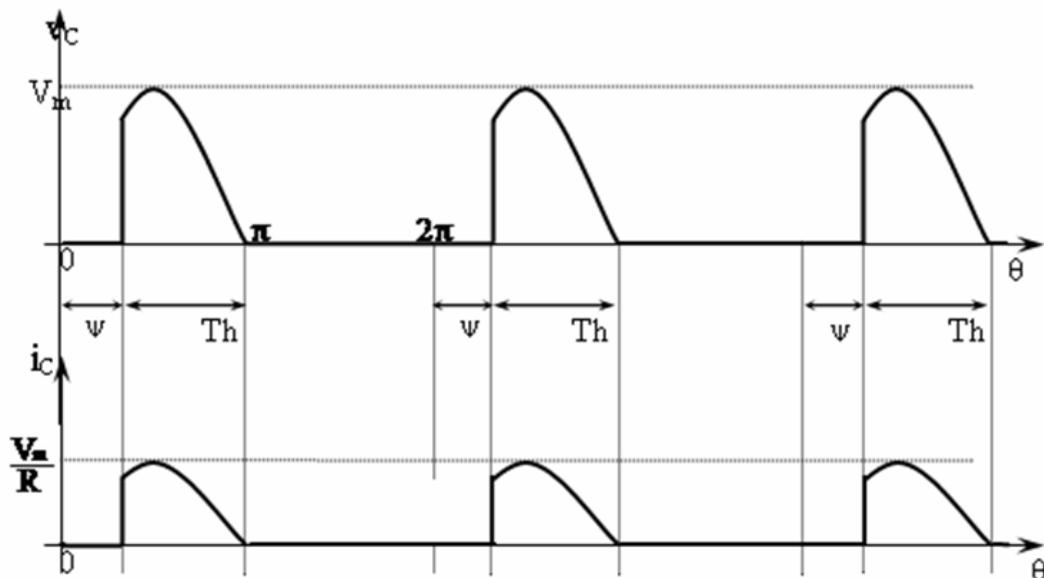


Figure (II.17) : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur commandé

#### d. Valeur moyenne de la tension $v_C$ et du courant $i_C$

La valeur moyenne de la tension  $v_C$  est :

$$V_{C_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} v(\theta) d\theta \quad \text{avec } v(\theta) = V_M \sin(\theta)$$

$$\text{donc } V_{C_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} V_M \sin(\theta) d\theta \Rightarrow V_{C_{moy}} = \frac{V_M}{2\pi} (1 + \cos \psi) \quad (\text{II.68})$$

$$I_C = \frac{V_M}{R 2\pi} (1 + \cos \psi) \quad (\text{II.69})$$

Donc, en variant  $\psi$  de 0 à  $\pi$ , on peut varier la tension de sortie moyenne  $V_{C_{moy}}$  de  $\frac{V_M}{\pi}$  à 0.

### II.3.2. Redressement simple alternance commandé par thyristor (charge inductive)

#### a. Montage

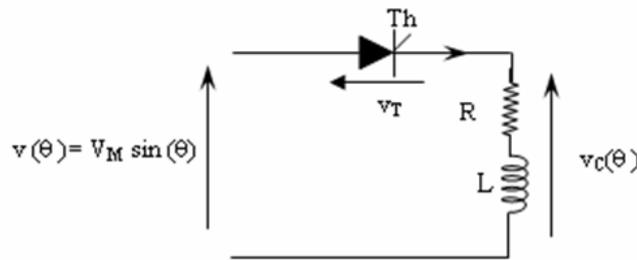


Figure (II.18) : Montage simple alternance commandé charge

#### b. Analyse du fonctionnement

On amorce le thyristor à  $\omega t_1 = \psi$ , la conduction du thyristor continue jusqu'à  $\theta_1$  (instant de blocage) où le courant s'annule. Donc sur une période de  $2\pi$ , la conduction est de  $\psi$  à  $\theta_1$ .

- Pour  $\psi < \theta < \theta_1$  :

Le thyristor Th est, débloqué  $\theta = \psi$ , A partir de cet instant on a :

Equation différentielle de 1<sup>er</sup> ordre avec second membre sinusoïdale

$$L \frac{di_C(\theta)}{dt} + Ri_C(\theta) = V_M \sin(\theta) \quad (\text{II.70})$$

Le courant  $i_C$  est, la somme de deux courants  $i_f$  courant permanent ou forcé et  $i_l$  courant libre ou transitoire donc  $i_C = i_f + i_l$ .

On a donc :

$$i_C(\theta) = \frac{V_M}{Z} \sin(\theta - \varphi) + K e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \quad (\text{II.71})$$

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

Pour  $\theta = \psi$  on a

$$i_C(\psi) = 0 = \frac{V_M}{Z} \sin(\psi - \varphi) + K e^{\left(-\frac{\psi}{\tau}\right)} \Rightarrow K = -\frac{V_M}{Z} \sin(\psi - \varphi) \cdot e^{\left(\frac{\psi}{\tau}\right)} \quad (\text{II.72})$$

Donc :

$$i_c(\theta) = \frac{V_M}{Z} \left[ \sin(\theta - \varphi) - \left( \sin(\psi - \varphi) e^{-\left(\frac{\theta - \psi}{\tau}\right)} \right) \right] \quad (\text{II.73})$$

Le thyristor cessera de conduire dès que l'intensité deviendra nulle. Si  $\theta_1$  est l'angle d'extinction, on a :

$$\sin(\theta_1 - \varphi) - \left( \sin(\psi - \varphi) e^{-\left(\frac{\theta_1 - \psi}{\tau}\right)} \right) = 0 \quad (\text{II.74})$$

On peut résoudre cette équation graphiquement.

- Pour  $\theta_1 < \theta < 2\pi + \psi$  : Th bloqué car à  $\theta = \pi$  le courant s'annule

donc :  $i_c(\theta) = 0$  et  $v_c(\theta) = 0$ .

### c. Valeur moyenne de la tension $v_c$

La valeur moyenne de la tension  $v_c$  est :

$$V_{C_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\theta_1} v(\theta) d\theta \quad (\text{II.75})$$

avec  $v(\theta) = V_M \sin(\theta)$

$$\text{donc } V_{C_{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\psi}^{\theta_1} V_M \sin(\theta) d\theta \Rightarrow V_{C_{moy}} = \frac{V_M}{2\pi} (\cos(\psi) - \cos(\theta_1)) \quad (\text{II.76})$$

### Remarque

Pour  $\psi = 0$  on retrouve l'étude d'un montage de redressement simple alternance charge **R-L**.

### d. Formes d'ondes des différentes grandeurs

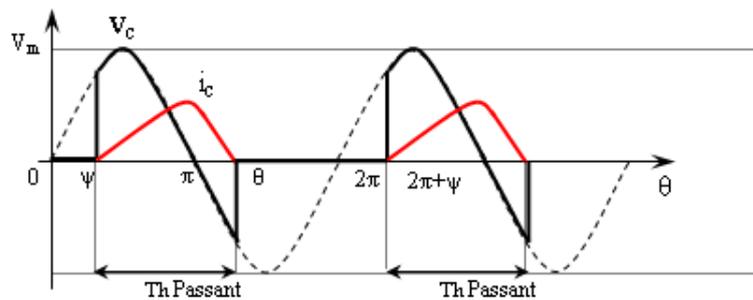


Figure (II.19) : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur commandé charge R-L.

### II.3.3. Pont tous thyristors

#### a. Montage

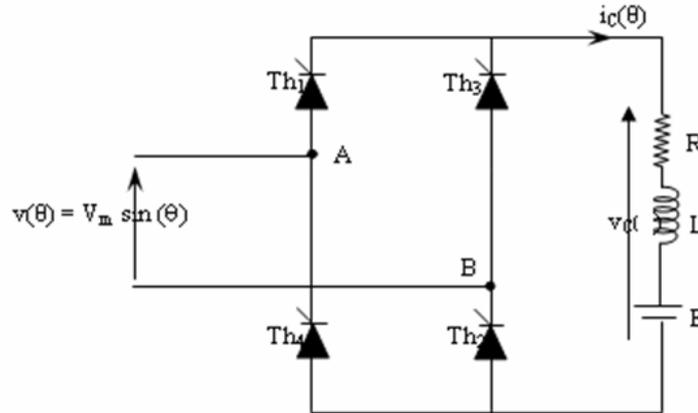


Figure (II.20): Schéma d'un pont monophasé tous Thyristors

- Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> sont déclenchés à  $\psi$  avec  $\psi \in [0, \pi]$
- Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> est déclenché  $\psi + \pi$  avec  $\psi \in [0, \pi]$

Ce montage est utilisé pour alimenter les machines à courant continu (DC). Il permet la récupération de l'énergie électrique en cas de fonctionnement de la machine en mode génératrice. C'est à dire le transfert de l'énergie s'effectue de la machine vers le réseau.

#### b. Analyse du fonctionnement

- Avec une inductance de lissage, le courant dans la charge est rigoureusement constant. Dans la suite on a toujours  $i_c(\theta) = I_C = \text{cst}$ .

- Pour  $\psi < \theta < \pi + \psi$ : Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> conducteurs, d'où :

$$\text{D'où : } v_C(\theta) = v(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad , \quad v_{Th1}(\theta) = 0 \quad \text{et} \quad i(\theta) = I_C.$$

- Pour  $\pi + \psi < \theta < 2\pi + \psi$ : Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> conducteurs, d'où :

$$\text{D'où : } v_C(\theta) = -v(\theta) = -V_m \sin(\theta) \quad , \quad v_{Th1}(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad \text{et} \quad i(\theta) = -I_C.$$

#### c. Valeur moyenne de la tension $v_C$

La valeur moyenne de la tension  $v_C$  est :

$$V_{C_{moy}} = \frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} v(\theta) d\theta \quad (\text{II.77})$$

$$\text{donc} \quad V_{C_{moy}} = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi+\psi} V_m \sin(\theta) \Rightarrow V_{C_{moy}} = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \psi) \quad (\text{II.78})$$

Nous remarquons que :

- ✓ pour  $0 < \psi < \pi/2$  :  $V_{C_{moy}}$  est positive
- ✓ pour  $\pi/2 < \psi < \pi$  :  $V_{C_{moy}}$  est négative

Le courant moyen à la sortie du redresseur  $I_c$  est toujours positif, donc si  $V_{c_{moy}} < 0$  on obtient une puissance  $V_{c_{moy}} I_c < 0$ , ce qui veut dire que la puissance passe de la machine à la source : Inversion de l'opération.

Ce mode est utilisé pour la récupération. Dans ce cas, il faut inverser la f.c.e.m.  $E$  de la machine en inversant le courant d'excitation  $I_{ex}$  de telle sorte que la machine se comporte comme une génératrice.

Donc pour  $\psi > \pi/2$ , la tension de sortie  $V_{c_{moy}}$  devient négative. On appelle le convertisseur dans ce cas par «  **Onduleur non autonome**  » car la fréquence de sortie de l'onduleur est fixée par le réseau.

Et pour  $\psi < \pi/2$ , la tension de sortie  $V_{c_{moy}}$  devient positive. On appelle le convertisseur dans ce cas par «  **Redresseur**  »

*d. Formes d'ondes des différentes grandeurs pour  $\psi = \frac{\pi}{3}$*

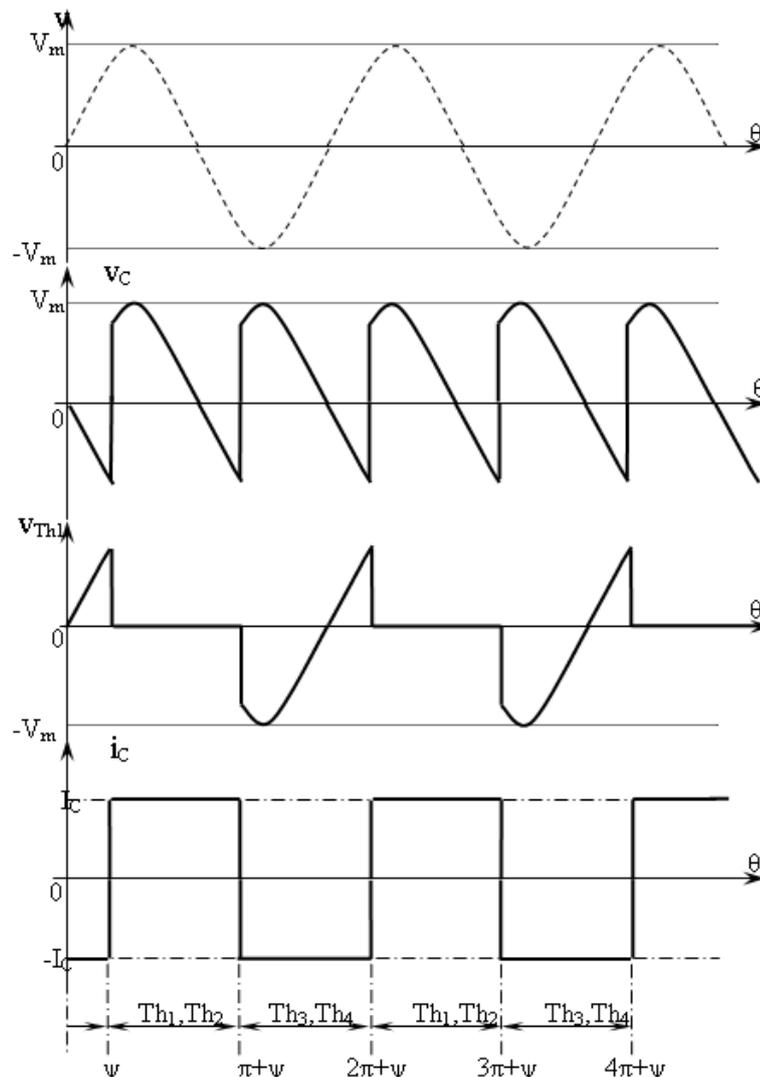


Figure (II.21) : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un pont tous thyristors

II.3.4. Pont mixte symétrique

a. Montage

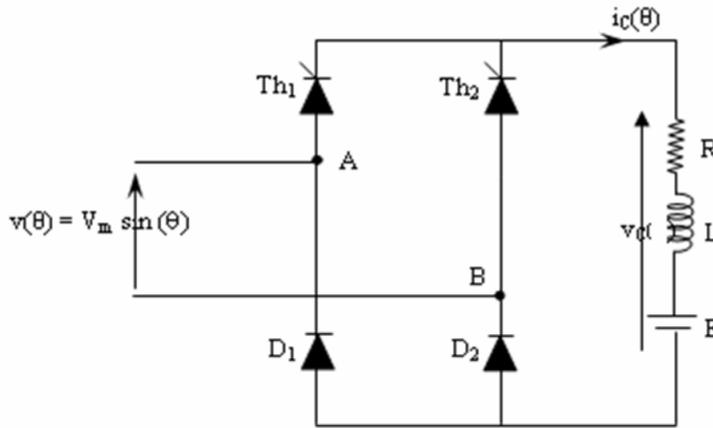


Figure (II.21): Schéma d'un pont monophasé mixte

- ✓ Th<sub>1</sub> est déclenché à  $\psi$  avec  $\psi \in [0, \pi]$  et Th<sub>2</sub> est déclenché à  $\psi + \pi$  avec  $\psi \in [0, \pi]$
- ✓ D<sub>1</sub> conduit à  $\pi$  et à  $2\pi$  car la polarité de la borne A est négative
- ✓ D<sub>2</sub> conduit à  $0$  et à  $2\pi$ . car la polarité de la borne B est négative

Ce pont est utilisé pour le contrôle de vitesse des machines à courant continu.

b. Analyse du fonctionnement

- Pour  $0 < \theta < \psi$  : Th<sub>2</sub> et D<sub>2</sub> conducteurs (fonctionnement en roue libre), d'où :

$$v_c(\theta) = L \frac{di_c(\theta)}{dt} + Ri_c(\theta) + E = 0 \tag{II.79}$$

On a donc :

$$i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + K e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \tag{II.80}$$

avec,  $\tau = \frac{L\omega}{R}$  et  $\theta = \omega t$ .

Pour  $\theta = 0$  on a 
$$i_c(0) = I_0 = -\frac{E}{R} + K e^{\left(\frac{0}{\tau}\right)} \Rightarrow K = I_0 + \frac{E}{R} \tag{II.81}$$

Donc : 
$$i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + \left(I_0 + \frac{E}{R}\right) e^{-\left(\frac{\theta}{\tau}\right)} \tag{II.82}$$

D'où :  $v_c(\theta) = 0$ ,  $i(\theta) = 0$  et  $i_c(\theta) = i_{Th2}(\theta) = i_{D2}(\theta)$

- Pour  $\psi < \theta < \pi$  : Th<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> conducteurs, d'où :

$$v_c(\theta) = v(\theta) = L \frac{di_c(\theta)}{dt} + Ri_c(\theta) + E = V_m \sin(\theta) \tag{II.83}$$

A cet effet, on calcule la solution générale de l'équation différentielle en considérant que le système est sollicité par les deux tensions  $V_m \sin(\theta)$  et  $-E$ .

Par application du principe de superposition, il vient:

$$L \frac{di_{1c}(\theta)}{dt} + Ri_{1c}(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad (\text{II.84})$$

$$L \frac{di_{2c}(\theta)}{dt} + Ri_{2c}(\theta) = -E \quad (\text{II.85})$$

On a donc: 
$$i_{1c}(\theta) = \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + K_1 e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \quad (\text{II.86})$$

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

$$i_{2c}(\theta) = -\frac{E}{R} + K_2 e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \quad (\text{II.87})$$

avec,  $\tau = \frac{L\omega}{R}$  et  $\theta = \omega t$ .

On en déduit :

$$i_c(\theta) = i_{1c}(\theta) + i_{2c}(\theta)$$

$$i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \left( K e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \right) \quad \text{avec } K = K_1 + K_2 \quad (\text{II.88})$$

Pour  $\theta = \psi$  on a

$$i_c(\psi) = I_\psi = -\frac{E}{R} + \frac{V_m}{Z} \sin(\psi - \varphi) + K e^{\left(-\frac{\psi}{\tau}\right)} \quad \Rightarrow \quad K = \left( I_\psi + \frac{E}{R} - \frac{V_m}{Z} \sin(\psi - \varphi) \right) e^{\left(\frac{\psi}{\tau}\right)} \quad (\text{II.89})$$

Donc :

$$i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \left( \left( I_\psi + \frac{E}{R} - \frac{V_m}{Z} \sin(\psi - \varphi) \right) e^{\left(-\frac{\theta - \psi}{\tau}\right)} \right) \quad (\text{II.90})$$

D'où :

$$v_c(\theta) = v(\theta), \quad i(\theta) = i_c(\theta)$$

- Pour  $\pi < \theta < \pi + \psi$  :  $Th_1$  et  $D_1$  conducteurs (fonctionnement en roue libre), d'où :

$$v_c(\theta) = L \frac{di_c(\theta)}{dt} + Ri_c(\theta) + E = 0 \quad (\text{II.91})$$

On a donc :

$$i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + K e^{\left(-\frac{\theta}{\tau}\right)} \quad (\text{II.92})$$

avec,  $\tau = \frac{L\omega}{R}$  et  $\theta = \omega t$ .

Pour  $\theta = \pi$  on a 
$$i_c(\pi) = I_0 = I_\pi = -\frac{E}{R} + K e^{\left(-\frac{\pi}{\tau}\right)} \quad \Rightarrow \quad K = \left( I_0 + \frac{E}{R} \right) e^{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)} \quad (\text{II.93})$$

Donc :

$$i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + \left( I_0 + \frac{E}{R} \right) e^{\left(-\frac{\theta - \pi}{\tau}\right)} \quad (\text{II.94})$$

D'où :

$$v_c(\theta) = 0, \quad i(\theta) = 0 \quad \text{et} \quad i_c(\theta) = i_{Th1}(\theta) = i_{D1}(\theta)$$

- Pour  $\psi + \pi < \theta < 2\pi$  :  $Th_2$  et  $D_1$  conducteurs, d'où :

$$v_c(\theta) = v(\theta) = L \frac{di_c(\theta)}{dt} + Ri_c(\theta) + E = V_m \sin(\theta) \quad (\text{II.95})$$

A cet effet, on calcule la solution générale de l'équation différentielle en considérant que le système est sollicité par les deux tensions  $V_m \sin(\theta)$  et  $-E$ .

Par application du principe de superposition, il vient :

$$L \frac{di_c(\theta)}{dt} + Ri_c(\theta) = V_m \sin(\theta) \quad (\text{II.96})$$

$$L \frac{di_{2c}(\theta)}{dt} + Ri_{2c}(\theta) = -E \tag{II.97}$$

On a donc:  $i_{1c}(\theta) = \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + K_1 e^{(-\frac{\theta}{\tau})}$  avec  $Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$ ,  $\tau = \frac{L\omega}{R}$ ,  $\varphi = \text{Arctg}(\frac{L\omega}{R})$   
 et  $\theta = \omega t$ .

$$i_{2c}(\theta) = -\frac{E}{R} + K_2 e^{(-\frac{\theta}{\tau})} \text{ avec, } \tau = \frac{L\omega}{R} \text{ et } \theta = \omega t. \tag{II.98}$$

On en déduit :

$$i_c(\theta) = i_{1c}(\theta) + i_{2c}(\theta) \tag{II.99}$$

$$i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \left( K e^{(-\frac{\theta}{\tau})} \right) \text{ avec } K = K_1 + K_2 \tag{II.99}$$

Pour  $\theta = \psi + \pi$  on a:

$$i_c(\psi + \pi) = I_\psi = I_{\psi+\pi} = -\frac{E}{R} + \frac{V_m}{Z} \sin(\psi + \pi - \varphi) + K e^{(-\frac{\psi+\pi}{\tau})} \tag{II.100}$$

$$\Rightarrow K = \left( I_\psi + \frac{E}{R} - \frac{V_m}{Z} \sin(\psi + \pi - \varphi) \right) e^{(\frac{\psi+\pi}{\tau})}$$

Donc :  $i_c(\theta) = -\frac{E}{R} + \frac{V_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \left( \left( I_\psi + \frac{E}{R} - \frac{V_m}{Z} \sin(\psi + \pi - \varphi) \right) e^{(-\frac{\theta - \psi - \pi}{\tau})} \right)$  (II.101)

D'où :  $v_c(\theta) = v(\theta)$ ,  $i(\theta) = i_c(\theta)$

**c. Formes d'ondes des différentes grandeurs**

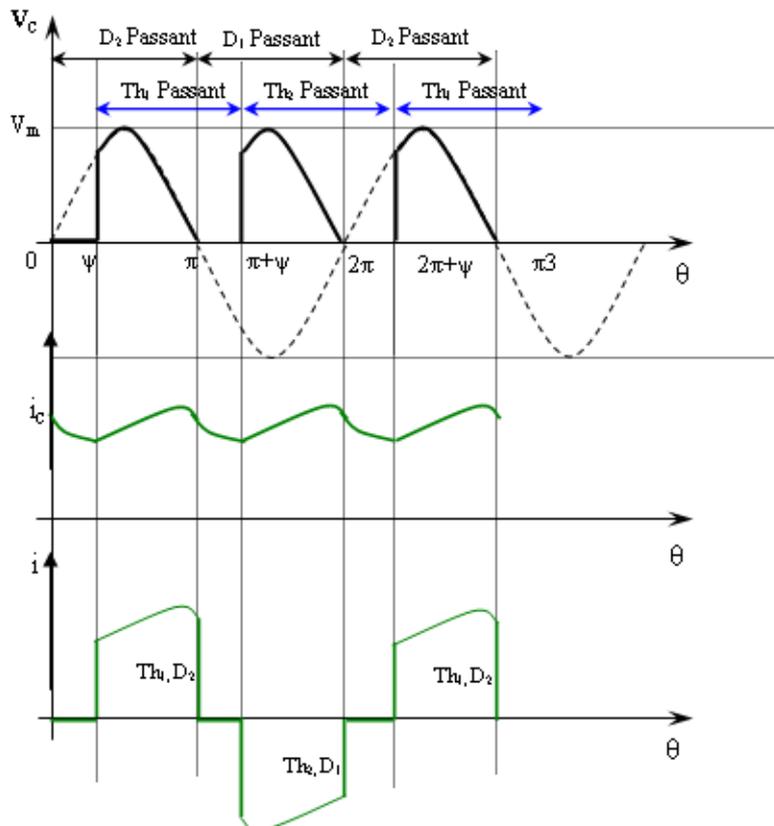


Figure (II.22) : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un pont mixte

**d. Valeur moyenne de la tension  $v_C$**

La valeur moyenne de la tension  $v_C$  est :

$$V_{Cmoy} = \frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} v(\theta) d\theta \quad \text{avec } v(\theta) = V_m \sin(\theta) \tag{II.102}$$

donc 
$$V_{Cmoy} = \frac{1}{\pi} \int_{\psi}^{\pi} V_m \sin(\theta) \tag{II.103}$$

$$V_{Cmoy} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \psi) \tag{II.104}$$

Donc, en variant  $\psi$  de 0 à  $\pi$ , on peut varier la tension de sortie moyenne  $V_{Cmoy}$  de  $\frac{2V_m}{\pi}$  à 0.

**II.3.5. Redressement commandé P3 (tous thyristors)**

**a. Montage**

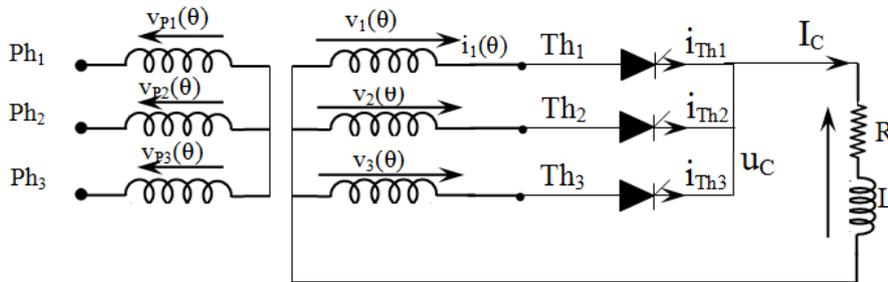


Figure (II.23): Redresseurs triphasés P3 tous Thyristors.

**b. Analyse du fonctionnement**

Afin de simplifier l'étude, on se place dans les mêmes conditions que celles rencontrées pour les redresseurs non commandés. Pour analyser le fonctionnement on suppose que l'impulsion envoyée sur  $T_1$  avec un retard  $\psi$  par rapport à l'amorçage que l'on aurait eu s'il y avait des diodes ( $\frac{\pi}{6}$ ) provoque la mise en conduction de ce thyristor. L'impulsion envoyée sur  $T_2$  avec un décalage de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport à celle de  $T_1$  doit assurer la mise en conduction de  $T_2$  et le blocage de  $T_1$ .

De même l'impulsion envoyée sur  $T_3$  avec un décalage de  $\frac{2\pi}{3}$  par rapport à celle de  $T_2$  doit assurer la mise en conduction de  $T_3$  et le blocage de  $T_2$ .

Les intervalles de conduction sont les suivants

Intervalle	Thyristor en conduction	Thyristors bloqués	Tension de sortie $u_C$	Tension aux bornes de $T_1$	Courant $i_1$
$\left[ \frac{\pi}{6} + \psi ; \frac{5\pi}{6} + \psi \right]$	$T_1$	$T_2$ et $T_3$	$v_1$	0	$I_C$
$\left[ \frac{5\pi}{6} + \psi ; \frac{3\pi}{2} + \psi \right]$	$T_2$	$T_1$ et $T_3$	$v_2$	$v_1 - v_2$	0
$\left[ \frac{3\pi}{2} + \psi ; \frac{13\pi}{6} + \psi \right]$	$T_3$	$T_1$ et $T_2$	$v_3$	$v_1 - v_3$	0
$\left[ \frac{13\pi}{6} + \psi ; \frac{17\pi}{6} + \psi \right]$	$T_1$	$T_2$ et $T_3$	$v_1$	0	$I_C$

### c. Valeur moyenne de la tension $u_C$

La tension redressée  $u_C$  est périodique de période  $T/3$ .

$$U_{C\text{moy}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \psi}^{\frac{5\pi}{6} + \psi} v_1(\theta) d\theta \quad (\text{II.105})$$

donc 
$$U_{C\text{moy}} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \psi}^{\frac{5\pi}{6} + \psi} V_m \sin(\theta) d(\theta) \quad (\text{II.106})$$

$$= \frac{3 V_m}{2\pi} \left[ -\cos(\theta) \right]_{\frac{\pi}{6} + \psi}^{\frac{5\pi}{6} + \psi} \quad (\text{II.107})$$

$$= \frac{3 V_m}{2\pi} \left[ -\cos\left(\psi + \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) \right] \quad (\text{II.108})$$

$$\left[ -\cos\left(\psi + \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) \right] = -\cos(\psi)\cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) + \sin(\psi)\sin\left(\frac{5\pi}{6}\right) + \cos(\psi)\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) - \sin(\psi)\sin\left(\frac{\pi}{6}\right)$$

On a  $\cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) = -\cos\left(\frac{\pi}{6}\right)$  et  $\sin\left(\frac{5\pi}{6}\right) = \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)$

donc  $\left[ -\cos\left(\psi + \frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(\psi + \frac{\pi}{6}\right) \right] = 2 \cos(\psi) \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \sqrt{3} \cos(\psi)$

finalement 
$$U_{C\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos(\psi) \quad (\text{II.109})$$

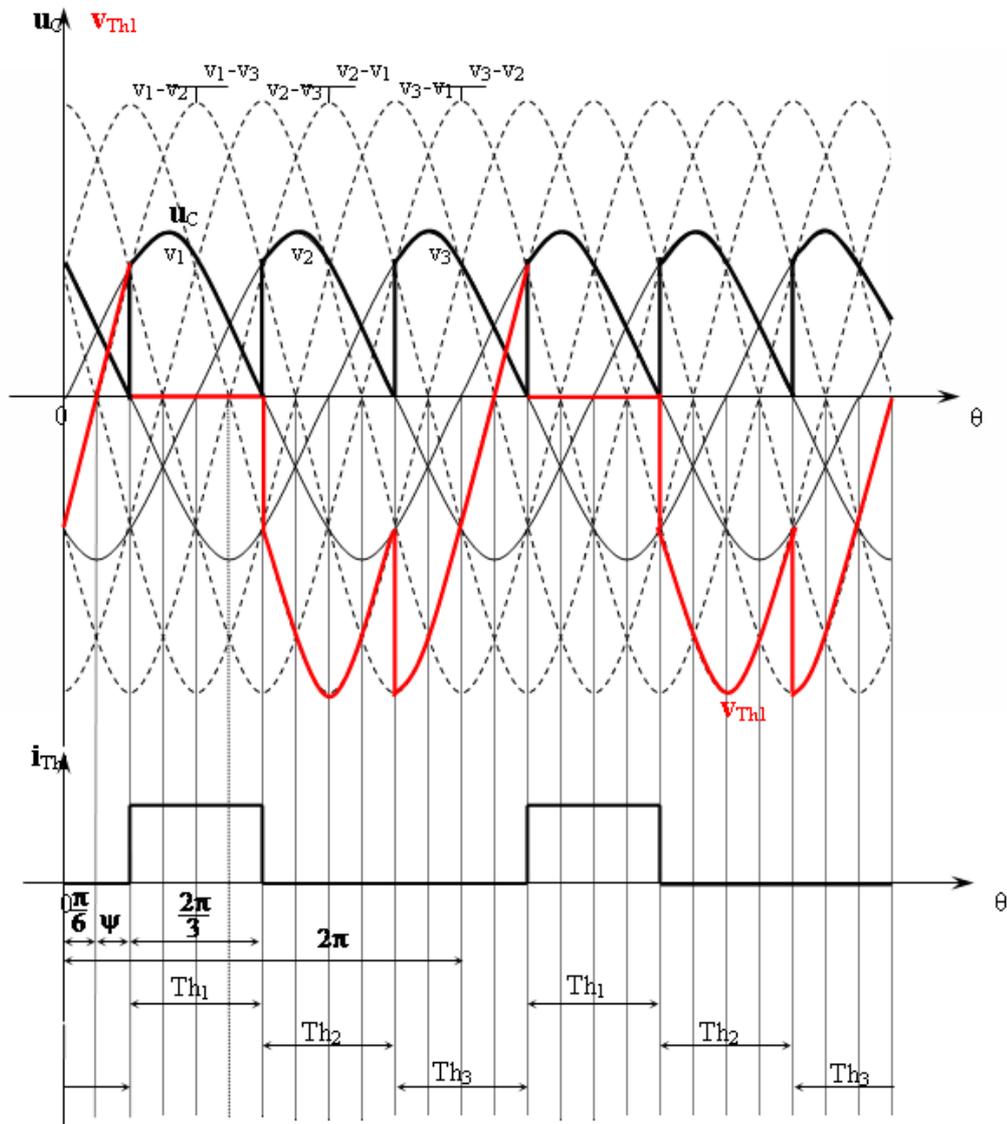
On note usuellement  $U_{C0\text{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$  qui correspond à la valeur moyenne maximale obtenue quand le convertisseur n'est pas commandé.

Dans ce cas, on retient :  $U_{C\text{moy}} = U_{C0\text{moy}} \cos(\psi)$

**Remarques**

- ✓ Les contraintes sur les composants sont les mêmes que celles du convertisseur non commandé.
- ✓ Courant moyen :  $I_T = \frac{I_C}{3}$
- ✓ Courant efficace:  $I_{Teff} = \frac{I_C}{\sqrt{3}}$
- ✓ Tension maximale inverse ( elle dépend de l'angle d'amorçage  $\psi$  ) :  $V_m \sqrt{3}$  (valeur crête).

**d. Formes d'ondes des différentes grandeurs pour  $\psi = \frac{\pi}{6}$**



**Figure (II.24):** Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur P3 tous thyristors.

**e. Différents modes de fonctionnement Réversibilité**

D'après ce qui précède et en ne considérant que des valeurs de  $\psi$  comprises entre 0 et  $\frac{\pi}{2}$ , la valeur moyenne de la tension redressée  $U_C$  est positive ou nulle pour le convertisseur.

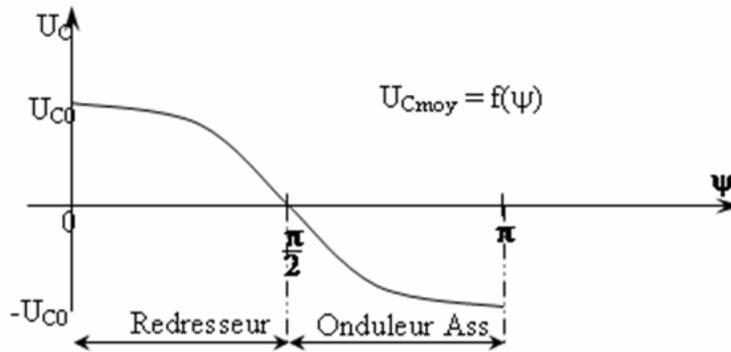


Figure (II.25): Différents modes de fonctionnement.

Si on prend une valeur de  $\psi$  supérieure à  $\frac{\pi}{2}$ , on a le fonctionnement en onduleur assisté par le réseau

**II.3.6. Redressement commandé PD3 (tous thyristors)**

**a. Montage**

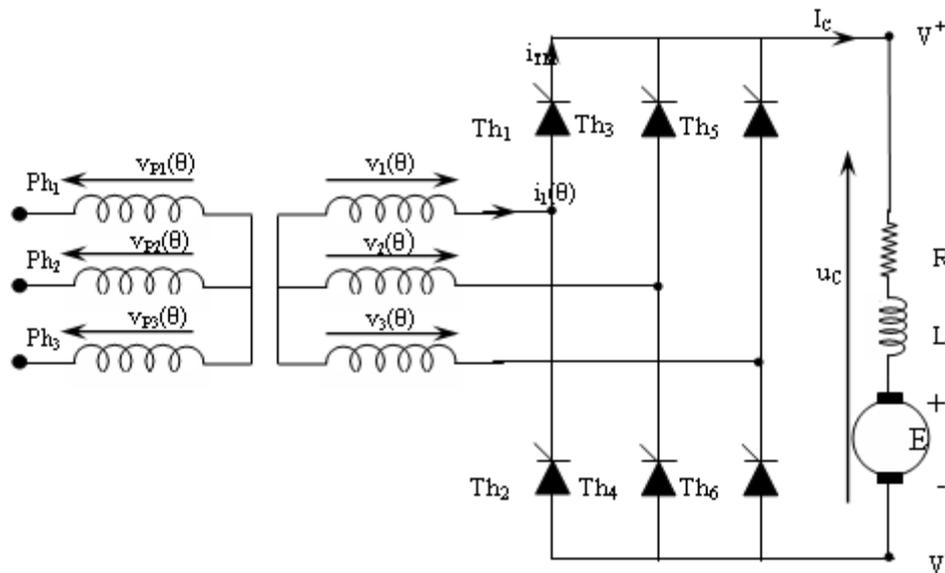


Figure (II.26): Redresseurs triphasés PD3 tous Thyristors.

Ce pont est composé de 6 thyristors. Les thyristors  $Th_1, Th_3$  et  $Th_5$  sont amorcés pendant l'alternance positive des tensions  $v_1, v_2$  et  $v_3$ . Les thyristors  $Th_2, Th_4$  et  $Th_6$  sont amorcés pendant l'alternance négative.

La référence des angles d'amorçage est toujours l'angle d'amorçage naturel.

Le transformateur en couplage étoile- étoile sera considéré comme dépourvu de fuites magnétiques et de résistances. Le pont sera lui aussi considéré comme parfait et la charge est constituée d'un moteur à courant continu avec un courant continu absorbé constant  $I_C$ .

Le réseau de tensions secondaires du transformateur sera noté de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_1 = V_m \sin(\theta) \\ v_2 = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3 = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.110})$$

### b. Analyse du fonctionnement

Le retard à l'amorçage est  $\psi$  ; on détermine la tension  $V^+(\theta)$  pour cette valeur d'angle d'amorçage en suite, on détermine la tension  $V^-(\theta)$  pour la même valeur de l'angle de commande. Il est alors possible de déterminer les grandeurs caractéristiques de ce pont. En opérant par intervalles successifs, il est alors possible d'établir le tableau suivant :

Intervalle	Thyristors en conductions	Tension de sortie $u_C$	Tension aux bornes de $T_1$	Courant $i_{T1}$	Courant $i_1$
$\left[ \psi + \frac{\pi}{6}; \psi + \frac{\pi}{2} \right]$	$T_1$ et $T_4$	$v_1 - v_2 = u_{12}$	0	$I_C$	$I_C$
$\left[ \psi + \frac{\pi}{2}; \psi + \frac{5\pi}{6} \right]$	$T_1$ et $T_6$	$v_1 - v_3 = u_{13}$	0	$I_C$	$I_C$
$\left[ \psi + \frac{5\pi}{6}; \psi + \frac{7\pi}{6} \right]$	$T_3$ et $T_6$	$v_2 - v_3 = u_{23}$	$v_1 - v_2$	0	0
$\left[ \psi + \frac{7\pi}{6}; \psi + \frac{3\pi}{2} \right]$	$T_3$ et $T_2$	$v_2 - v_1 = u_{21}$	$v_1 - v_2$	0	$-I_C$
$\left[ \psi + \frac{3\pi}{2}; \psi + \frac{11\pi}{6} \right]$	$T_5$ et $T_2$	$v_3 - v_1 = u_{31}$	$v_1 - v_3$	0	$-I_C$
$\left[ \psi + \frac{11\pi}{6}; \psi + \frac{13\pi}{6} \right]$	$T_5$ et $T_4$	$v_3 - v_2 = u_{32}$	$v_1 - v_3$	0	0

### c. Valeur moyenne de la tension de sortie $u_C$

La relation  $u_C(\theta) = V^+(\theta) - V^-(\theta)$  permet aussi de calculer la valeur moyenne de la tension  $u_C$  :

$$\text{On a} \quad U_{C\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T u_C(\theta) d\theta = \frac{1}{T} \int_0^T V^+(\theta) d\theta - \frac{1}{T} \int_0^T V^-(\theta) d\theta \quad (\text{II.111})$$

$$\text{Avec} \quad \frac{1}{T} \int_0^T V^+(\theta) d\theta = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \cos(\psi) \quad \text{et} \quad \frac{1}{T} \int_0^T V^-(\theta) d\theta = -\frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \cos(\psi)$$

Donc 
$$U_{Cmoy} = \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \cos(\psi) - \left( -\frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \cos(\psi) \right) \quad (II.112)$$

$$U_C = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos(\psi) \quad (II.113)$$

A noter que :

- ✓ Pour  $\psi < \frac{\pi}{2}$  :  $U_{Cmoy} > 0$
- ✓ Pour  $\psi = \frac{\pi}{2}$  :  $U_{Cmoy} = 0$
- ✓ Pour  $\psi > \frac{\pi}{2}$  :  $U_{Cmoy} < 0$ , dans ce cas, la puissance  $P_C = U_{Cmoy} I_C$  est inférieure à zéro.

Donc la puissance est transmise du moteur au réseau. C'est le processus de régénération et le convertisseur fonctionne comme **un onduleur non autonome**.

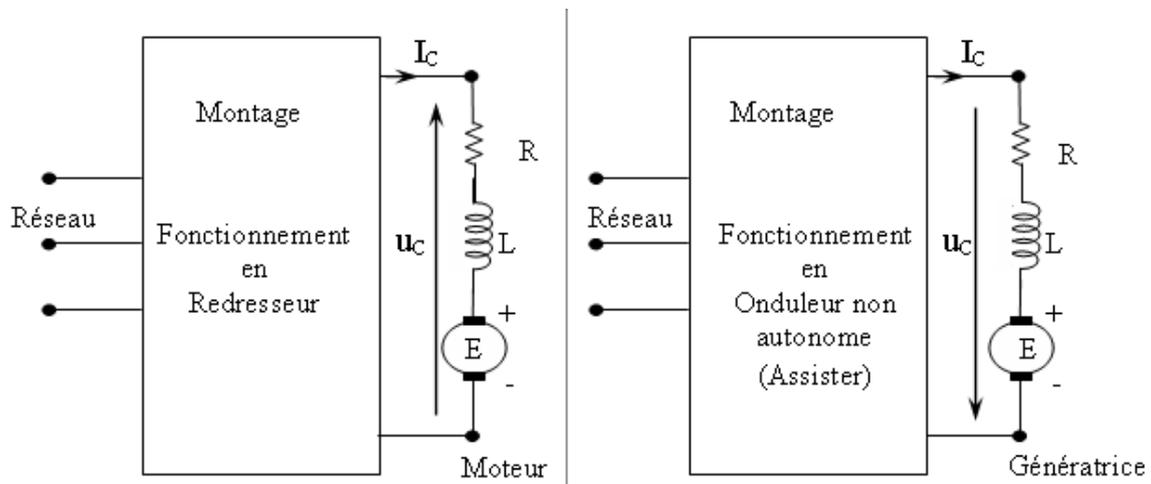


Figure (II.27): Différents modes de fonctionnement.

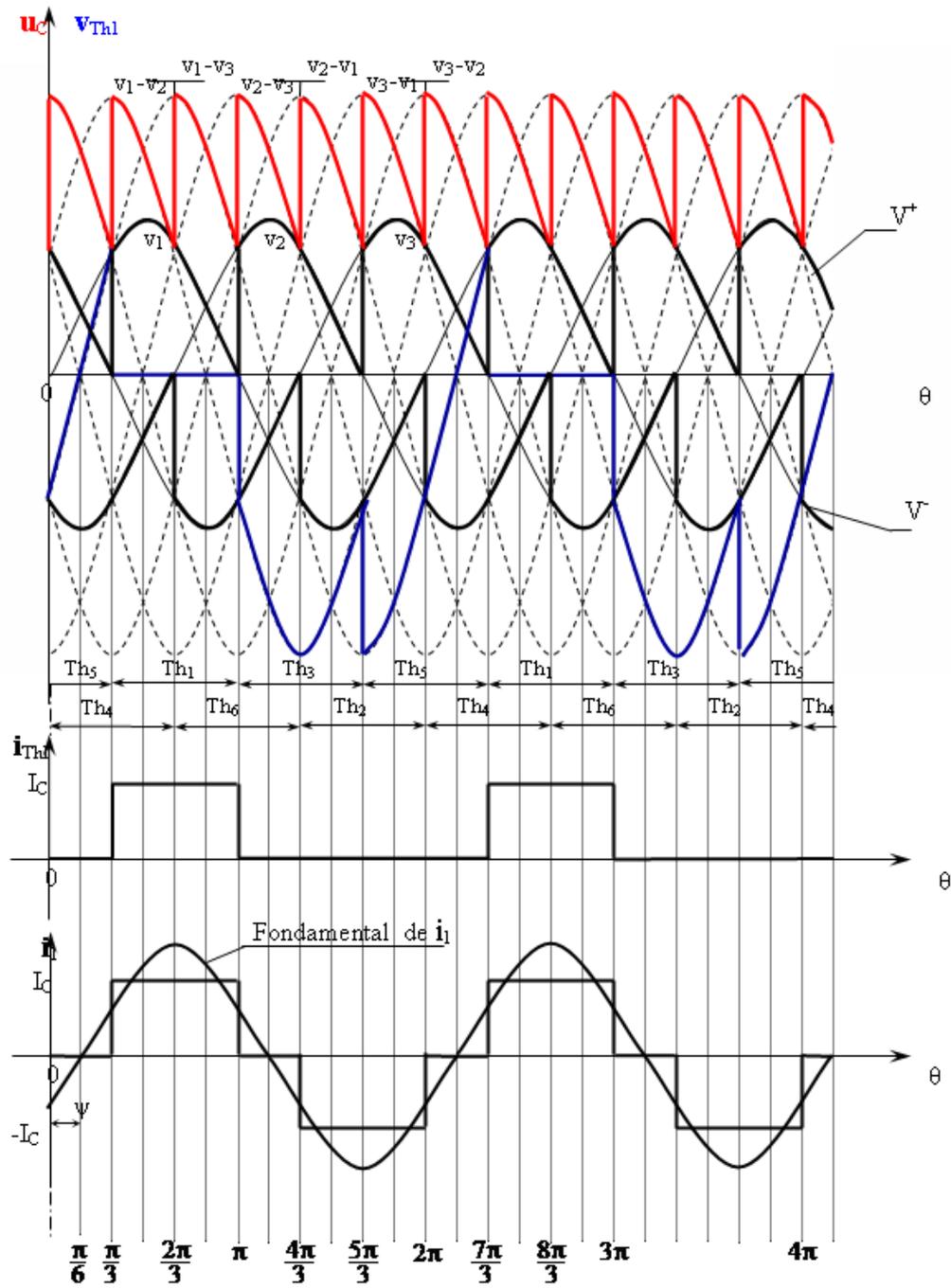


Figure (II.28): Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur PD3 tous thyristor.

La période de cette tension de sortie est  $\frac{\pi}{3}$  et ce, quelle que soit la valeur de  $\psi$ . La variation de l'angle de commande  $\psi$  est théoriquement de 0 à  $\pi$ . En fait la variation possible est seulement de 0 à  $\pi - \gamma$ , où  $\gamma$  désigne un angle appelé angle de garde.

#### d. Etude des courants

##### - Courants dans les thyristors

$$i_{T\text{moy}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\psi}^{\frac{5\pi}{6}+\psi} I_c d\theta = \frac{I_c}{2\pi} \left[ \theta \right]_{\frac{\pi}{6}+\psi}^{\frac{5\pi}{6}+\psi} \Rightarrow i_{T\text{moy}} = \frac{I_c}{3} \quad (\text{II.114})$$

$$I_{T\text{eff}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\psi}^{\frac{5\pi}{6}+\psi} (I_c)^2 d\theta} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \Rightarrow I_{T\text{eff}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad (\text{II.115})$$

##### - Facteur de puissance

- ✓ Courant secondaire efficace  $I_{1\text{eff}}$  :

$$I_{1\text{eff}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (i_1)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c^2 d\theta} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} \Rightarrow I_{1\text{eff}} = I_c \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (\text{II.116})$$

- ✓ Puissance de la charge :

$$P_c = U_c \cdot I_c = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \cos(\psi) I_c \quad (\text{II.117})$$

- ✓ Puissance apparente secondaire :

$$S = 3V I_1 = 3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} I_c \sqrt{\frac{2}{3}} = \frac{3}{\sqrt{3}} V_m I_c = \sqrt{3} V_m I_c \quad (\text{II.118})$$

- ✓ Facteur de puissance :

$$f_s = \frac{P_c}{S} = \frac{3\sqrt{3} V_m \cos(\psi) I_c}{\sqrt{3} V_m I_c} = \frac{3}{\pi} \cos(\psi) \quad (\text{II.119})$$

Donc le déphasage est  $\phi = \psi$  entre  $v_1$  et le fondamental de  $i_1$ .

II.3.7. Le pont mixte symétrique

a. Montage

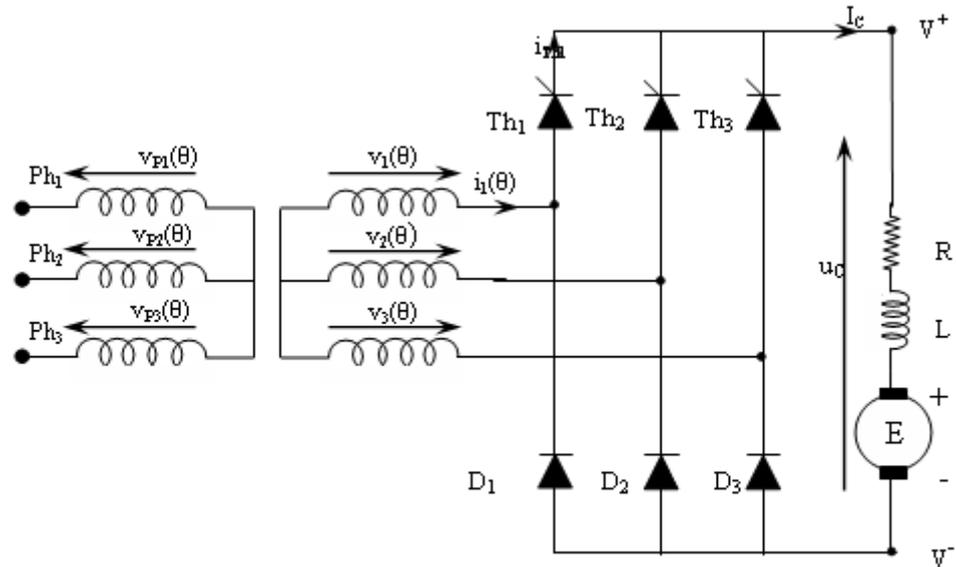


Figure (II.29): Redresseurs triphasés PD3 Mixte.

Ce pont est composé de 3 thyristors et de 3 diodes. Les thyristors  $Th_1$ ,  $Th_2$  et  $Th_3$  sont amorcés pendant l’alternance positive des tensions  $v_1$ ,  $v_2$  et  $v_3$ . Les diodes  $D_1$ ,  $D_2$  et  $D_3$  sont passantes pendant l’alternance négative.

La référence des angles d’amorçage est toujours l’angle d’amorçage naturel. Le transformateur en couplage étoile- étoile sera considéré comme dépourvu de fuites magnétiques et de résistances. Le pont sera lui aussi considéré comme parfait et la charge est constituée d’un moteur à courant continu

avec un courant continu absorbé constant  $I_c$ .

Le réseau de tensions secondaires du transformateur sera noté de la façon suivante :

$$\begin{cases} v_1 = V_m \sin(\theta) \\ v_2 = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_3 = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.120)$$

b. Analyse du fonctionnement

Le retard à l’amorçage est  $\psi$  ; on détermine la tension  $V^+(\theta)$  pour cette valeur d’angle d’amorçage en suite, on détermine la tension  $V^-(\theta)$  pour la même valeur de l’angle de commande. Il est alors possible de déterminer les grandeurs caractéristiques de ce pont.

En opérant par intervalles successifs, il est alors possible d'établir le tableau suivant avec  $\psi =$

$$\frac{\pi}{2}$$

Intervalle	Interrupteurs en conductions	Tension de sortie $u_c$	Courant $i_l$
$\left[ \frac{2\pi}{3}, \frac{7\pi}{6} \right]$	T <sub>1</sub> et D <sub>3</sub>	$V_1 - V_3 = u_{12}$	I <sub>C</sub>
$\left[ \frac{7\pi}{6}, \frac{4\pi}{3} \right]$	T <sub>1</sub> et D <sub>1</sub>	0	0
$\left[ \frac{4\pi}{3}, \frac{11\pi}{6} \right]$	T <sub>2</sub> et D <sub>1</sub>	$V_2 - V_1 = u_{23}$	-I <sub>C</sub>
$\left[ \frac{11\pi}{6}, 2\pi \right]$	T <sub>2</sub> et D <sub>2</sub>	0	0
$\left[ 2\pi, \frac{5\pi}{2} \right]$	T <sub>3</sub> et D <sub>2</sub>	$V_3 - V_2 = u_{31}$	0
$\left[ \frac{5\pi}{2}, \frac{8\pi}{3} \right]$	T <sub>3</sub> et D <sub>3</sub>	0	0

**c. Valeur moyenne de la tension de sortie  $u_c$**

On remarque que sur une période, nous avons 3 arches identiques, d'où :

La relation  $u_c(\theta) = V^+(\theta) - V^-(\theta)$  permet aussi de calculer la valeur moyenne de la tension  $u_c$  :

On a 
$$U_{Cmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T u_c(\theta) d\theta = \frac{1}{T} \int_0^T V^+(\theta) d\theta - \frac{1}{T} \int_0^T V^-(\theta) d\theta \tag{II.121}$$

Avec 
$$\frac{1}{T} \int_0^T V^+(\theta) d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos(\psi) \text{ et } \frac{1}{T} \int_0^T V^-(\theta) d\theta = -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \tag{II.122}$$

Donc 
$$U_{Cmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \cos(\psi) - \left( -\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m \right) \tag{II.123}$$

$$U_{Cmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m (1 + \cos(\psi)) \tag{II.124}$$

On remarque que  $U_{Cmoy}$  est positive quelque soit  $\psi$

✓ Pour  $\psi = 0 \Rightarrow U_{Cmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$

✓ Pour  $\psi = \pi \Rightarrow U_{Cmoy} = 0$

La figure suivante représente la variation de la tension de sortie aux bornes de la charge

$U_{Cmoy}$  pour le pont mixte et pour le pont tous thyristors.

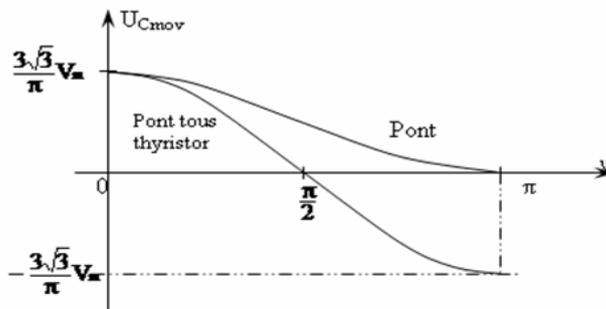


Figure (II.30): la variation de la tension de sortie aux bornes.

d. Formes d'ondes des différentes grandeurs pour  $\psi = \frac{\pi}{2}$

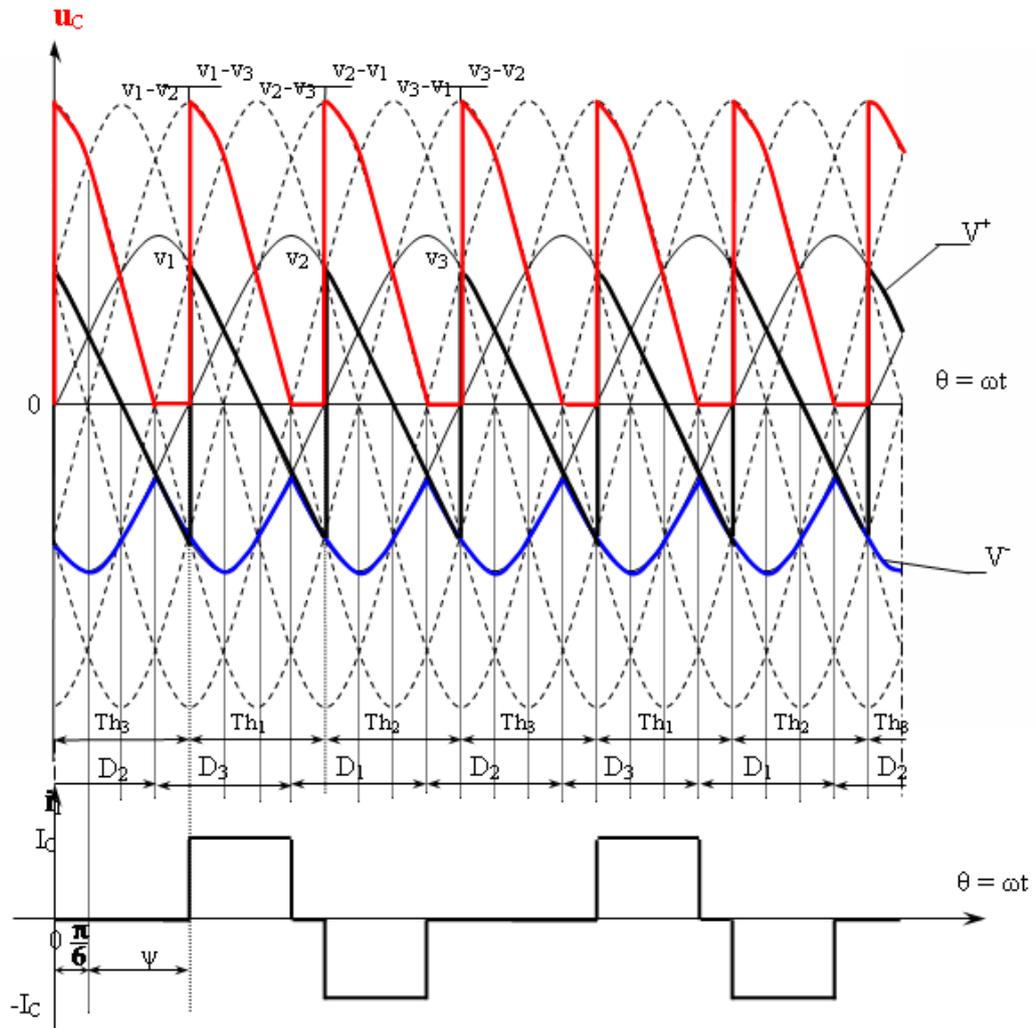


Figure (II.31): Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur PD3 mixte.

*Chapitre III*

---

---

*Convertisseurs DC-DC*

---

---

### III.1. Introduction

Les convertisseurs continu-continu (les hacheurs) permet de fournir, à partir d'une tension continue fixe, une tension continue variable, *ou plus exactement une tension de valeur moyenne réglable*.

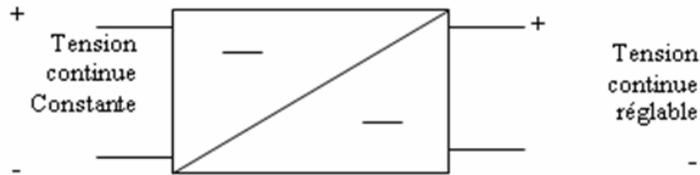


Figure (III. 1): Convertisseurs DC/DC

La tension continue de départ peut être un réseau alternatif redressé et filtré, une batterie d'accumulateurs, une alimentation stabilisée.....

### III.2. Structures Fondamentales

Le principe du hacheur est basé sur l'ouverture et la fermeture régulière d'un interrupteur statique (*thyristor ou transistor*) faisant partie d'un circuit électronique généralement simple placé entre l'entrée (*la source d'énergie*) et la sortie (*utilisateur*). Le réglage relatif des temps d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur permet le contrôle de l'échange d'énergie.

- Suivant le mode de branchement utilisé il permet de fonctionner :

- ✓ Soit comme abaisseur de tension « dévolteur » -montage série-,
- ✓ Soit comme éleveur de tension « survolteur » -montage parallèle-.

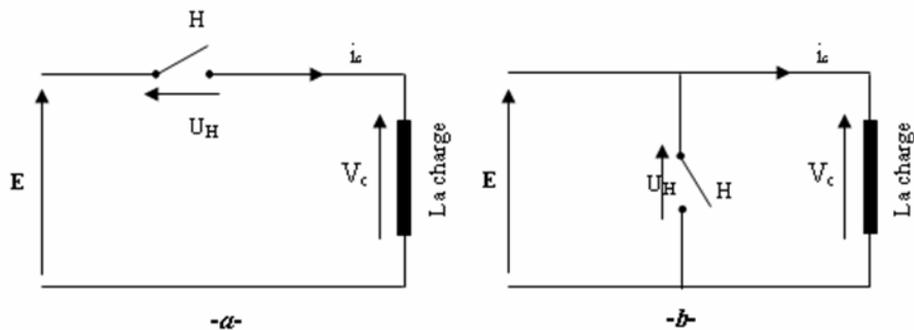


Figure (III.2): a. Hacheur Série, b. Hacheur Parallèle

### III.3. Hacheur série

Le hacheur série commande le débit d'une source de tension continu  $U$  dans un récepteur de courant  $I$ .

#### III.3.1. Hacheur série -Charge résistive-

##### a. Montage

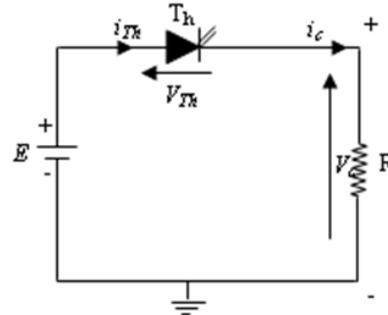


Figure (III.3): Hacheur série charge résistive

##### b. Analyse du fonctionnement

La tension aux bornes de la résistance a 2 valeurs :

- Th ouvert, état 0,  $V_c=0$  aucun courant  $I_c=0$ .
- Th fermé, état 1,  $V_c=E$  et courant  $I_c = \frac{E}{R}$

$T$  : la période,  $\theta$  : temps de fermeture,  $T_2 (T-\theta)$  : temps d'ouverture.

Selon la durée de fermeture par rapport à la durée totale de la période, la tension moyenne pourra varier de 0 à  $E$

##### c. Forme d'ondes

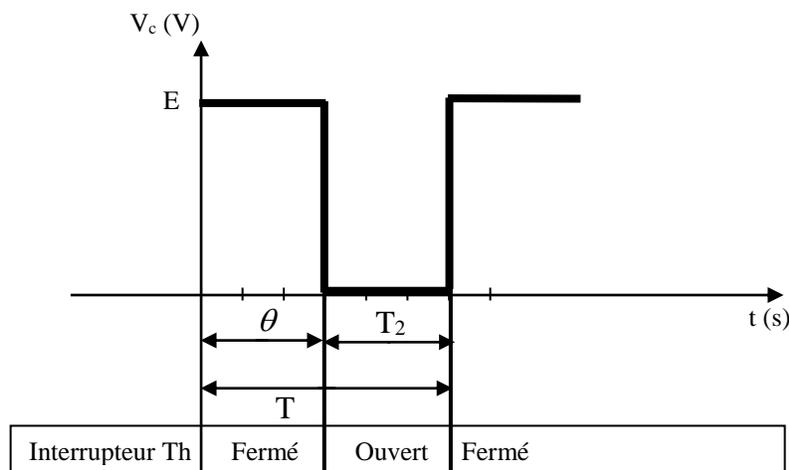


Figure (III.4): La forme de la tension de sortie

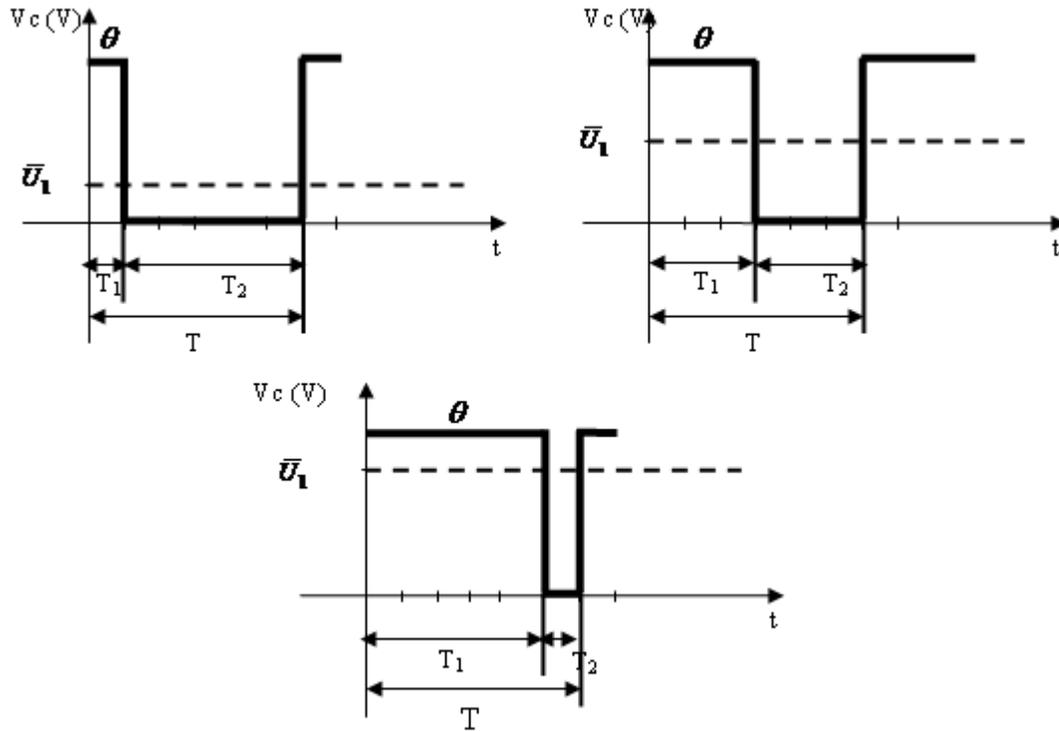


Figure (III.5): La variation de temps de fermeture d'interrupteur

Le rapport cyclique est le rapport entre le temps de fermeture de l'interrupteur et la période du signal. Il s'agit du rapport entre  $\theta$  et  $T$ . Noté  $\alpha$ , compris entre 0 et 1.

$$\alpha = \frac{\theta}{T} = \frac{\text{temps de fermeture}(\theta)}{\text{période du signal}(T)} \quad (\text{III.01})$$

avec  $0 \leq \alpha \leq 1$ , D'où  $\theta = \alpha T$  et  $T - \theta = (1 - \alpha)T$

d. Calcul de la valeur moyenne de  $U_c(t)$

$$V_{c \text{ moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T R i_c dt = \frac{1}{T} \int_0^\theta E dt \quad (\text{III.02})$$

$$V_{c \text{ moy}} = \frac{E\theta}{T} = \alpha E \quad (\text{III.03})$$

D'où 
$$I_c = \frac{U_c}{R} = \frac{\alpha E}{R} \quad (\text{III.04})$$

### III.3.2. Hacheur série -Charge inductive-

#### a. Montage

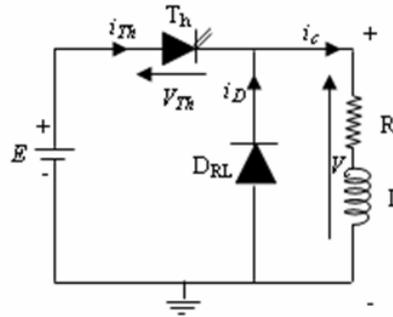


Figure (III.6): Hacheur série charge inductive

#### b. Analyse du fonctionnement (Hacheur Conduit)

$0 < t < \theta$ , le hacheur conduit ( $Th$  est fermé), alors  $i_{Th} = i$ .

La diode  $D_{RL}$  est bloquée ( $i_D = 0$ ), elle se comporte comme un interrupteur ouvert on a:

$$V_c(t) = E = R \cdot i(t) + L \frac{di(t)}{dt} \quad (III.04)$$

La solution de cette équation différentielle donne :

$$i(t) = \frac{E}{R} + A e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (III.05)$$

Avec  $\left( \tau = \frac{L}{R} \right)$

$$I_{\min} = i(0) = \frac{E}{R} + A \quad (III.06)$$

D'où la constante  $A = I_{\min} - \frac{E}{R}$

Alors  $i(t) = \frac{E}{R} + \left( I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}}$  équation de la charge

$$I_{\max} = i(\theta) = \frac{E}{R} + \left( I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{\theta}{\tau}} \quad (III.07)$$

**c. Forme d'ondes (Hacheur Conduit)**

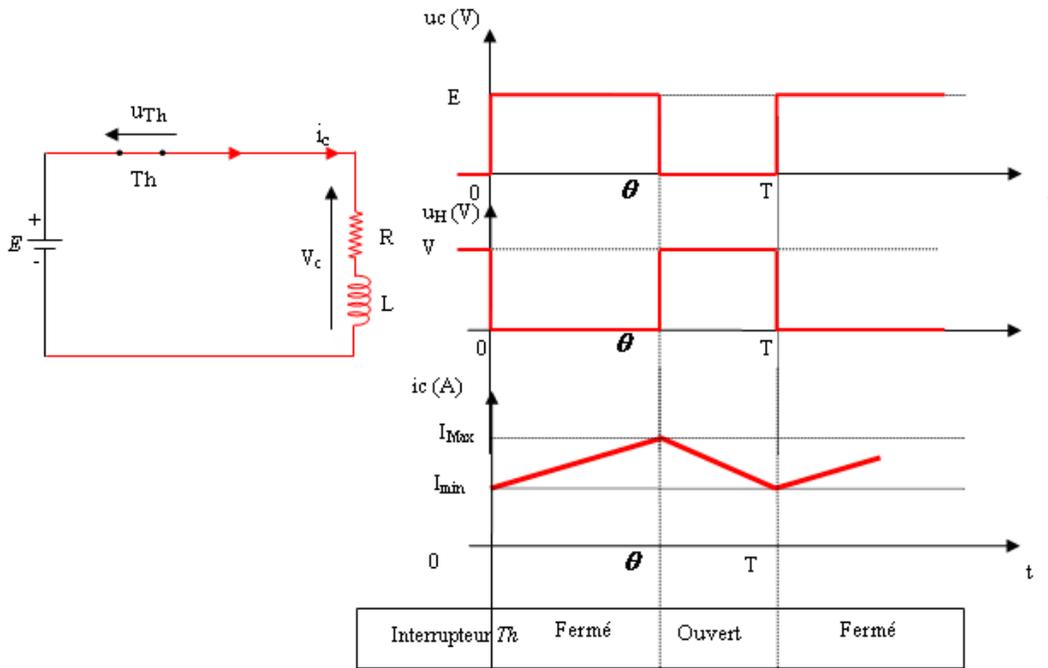


Figure (III.7): Circuit et Forme d'ondes lorsque  $Th$  est fermé

**d. Analyse du fonctionnement (Hacheur Bloqué)**

$\theta < t < T$ , La diode  $D_{RL}$  est passante ( $V_D = 0$ ), le Hacheur Bloqué ( $Th$  ouvert)

$$V_D = u(t) = 0 = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \tag{III.08}$$

La solution de cette équation donne :

$$i_d = i(t) = B e^{-\frac{t}{\tau}} \tag{III.09}$$

$$i(\theta) = B e^{-\frac{\theta}{\tau}} = I_{max} \Rightarrow B = \frac{I_{max}}{e^{-\frac{\theta}{\tau}}} \tag{III.10}$$

D'où  $i_d = i(t) = I_{max} e^{\frac{\theta}{\tau}} e^{-\frac{t}{\tau}}$

$i_d = I_{max} e^{-\frac{(t-\theta)}{\tau}}$  Équation de la décharge

$$I_{min} = i_d(T) = I_{max} e^{-\frac{(T-\theta)}{\tau}} \tag{III.11}$$

Le courant décroît de  $I_{max}$  à  $I_{min}$  ce qui permet à l'inductance de libérer dans le circuit fermé à travers la diode  $D_{RL}$ , l'énergie électromagnétique qu'elle avait accumulée.

**e. Forme d'ondes (Hacheur Bloqué)**

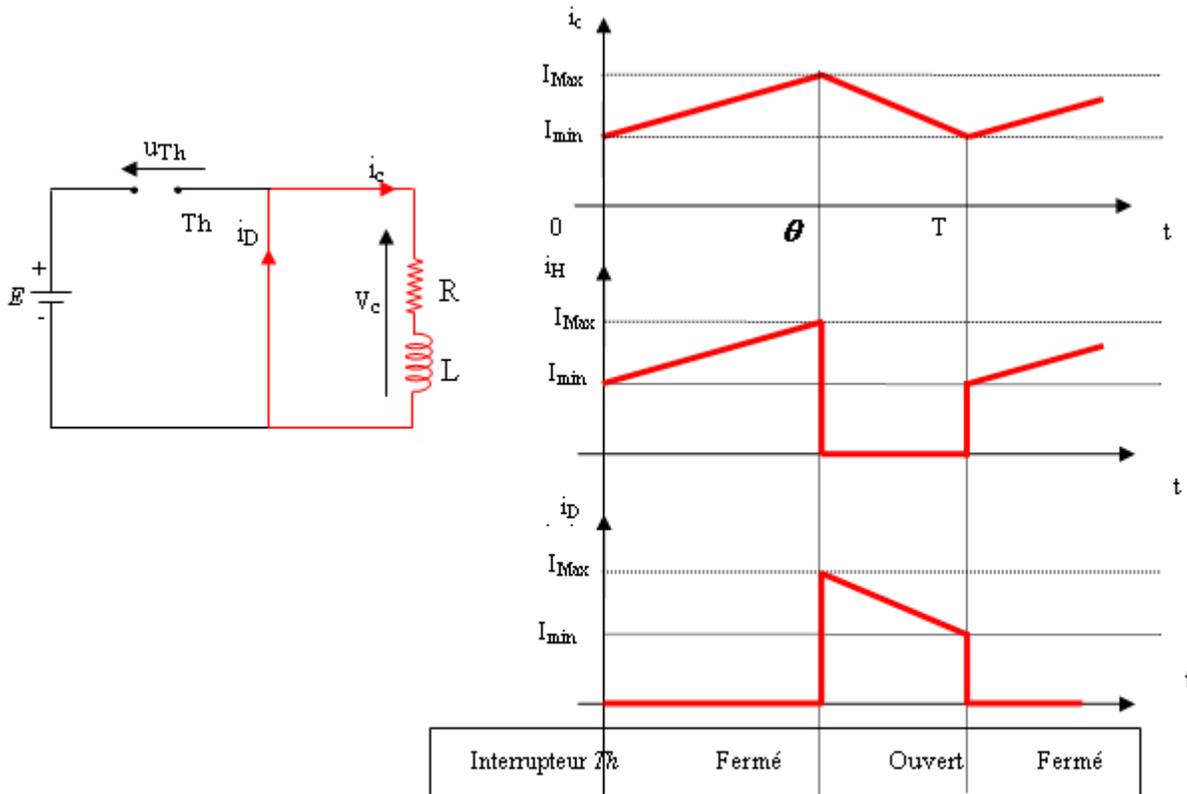


Figure (III.8): Circuit et Forme d'ondes lorsque  $Th$  est ouvert

**f. Tension moyenne**

Si  $V_c(t)$  est la tension instantanée aux bornes de la charge on a :

$$V_c(t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} \Rightarrow u(t) dt = Ri(t) dt + L di(t) \tag{III.12}$$

En prenant la moyenne de cette équation

$$\frac{1}{T} \int_0^T V_c(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T Ri(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T L di(t) \tag{III.13}$$

Avec  $\frac{1}{T} \int_0^T L di(t) = \frac{1}{T} \int_{I_{min}}^{I_{min}} L di(t) = 0$

$$V_c = \frac{E\theta}{T} = \alpha E \quad (\text{III.14})$$

$$I_c = \frac{\alpha E}{R} \quad (\text{III.15})$$

**Remarque:** On aboutit aux mêmes résultats que pour une charge résistive

### g. Ondulation du courant

Il est, important, pour un hacheur, d'apprécier l'importance de l'ondulation du courant. On a :

✓ Pour  $0 < t < \alpha T$

$$V_c = E = RI_c + L \frac{dI_c}{dt} \Rightarrow I_c(t) = \left( I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{R} \quad (\text{III.16})$$

$$I_c(t = \alpha T) = I_{\max} = \left( I_{\min} - \frac{E}{R} \right) e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} + \frac{E}{R} \quad (\text{III.17})$$

✓ Pour  $\alpha T < t < T$

$$RI_c + L \frac{dI_c}{dt} = 0 \Rightarrow I_c = \lambda e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (\text{III.18})$$

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

Pour déterminer la constante  $\lambda$  on a

$$I_c(t = \alpha T) = I_{\max} \Rightarrow I_{\max} = \lambda e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \quad (\text{III.19})$$

$$\lambda = I_{\max} e^{\frac{\alpha T}{\tau}}$$

$$I_c(t) = I_{\max} e^{\frac{\alpha T - t}{\tau}}$$

$$I_c(t = T) = I_{\min} = I_{\max} e^{-\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \Rightarrow I_{\max} = I_{\min} e^{\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \quad (\text{III.20})$$

La soustraction des deux équations (III.17) et (III.20) donne

$$(\text{III.17}) - (\text{III.20}) \Rightarrow I_{\min} = \frac{E}{R} \frac{\left( 1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}} \right)}{\left( 1 - e^{-\frac{T}{\tau}} \right)} \quad (\text{III.21})$$

$$I_{\max} = I_{\min} e^{\frac{(1-\alpha)T}{\tau}} \quad (\text{III.22})$$

On considère L très élevée donc  $\tau \gg T$  donc les morceaux d'exponentielle sont des segments de droites ce qui permet un calcul simplifié des courants  $I_{\max}$  et  $I_{\min}$  (car  $e^\varepsilon = 1 + \varepsilon$  si  $\varepsilon \gg 1$ ). ceci donne :

$$I_{\min} = \frac{\alpha E}{R} \quad \text{et} \quad I_{\max} = I_{\min} \left( 1 + \frac{(1-\alpha)T}{\tau} \right)$$

Donc

$$I_{\max} = \frac{\alpha E}{R} \left( 1 + \frac{(1-\alpha)T}{\tau} \right) \quad (\text{III.23})$$

Il est alors facile de calculer l'ondulation  $\Delta I$  crête à crête:

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} = \frac{\alpha E}{R} \left( \frac{(1-\alpha)T}{\tau} \right) \quad (\text{III.24})$$

Calcul de  $\Delta I_{\max}$  : on a

$$\begin{aligned} \tau = \frac{L}{R} &\Rightarrow \Delta I = \frac{\alpha E}{L} (1-\alpha)T \\ \Rightarrow \Delta I' = \frac{d\Delta I}{d\alpha} &= \frac{E}{L} (1-2\alpha)T = 0 \end{aligned}$$

$$\text{Donc } \Delta I \text{ est maximale pour } \alpha = 0,5 \Rightarrow \Delta I_{\max} = \frac{TE}{4L} = \frac{E}{4Lf}$$

Ainsi, pour réduire l'ondulation du courant doit-on agir sur les paramètres suivants :

Augmentation de la fréquence de hachage  $f$ .

Augmentation de la constante de temps  $\tau$  du récepteur.

Réduction de la durée relative des intervalles de coupure

Enfin, dans le cas particulier où l'inductance est infinie, on a  $I_C = I_{\min} = I_{\max}$ .

### III.3.3. Hacheur série : charge R-L et $E_c$

Quand on alimente un récepteur qui comporte une f.c.e.m ( $E_c$ ) la conduction peut être soit continue, soit discontinue.

#### III.3.3.1. Conduction continue avec f.c.e.m

##### a. Montage

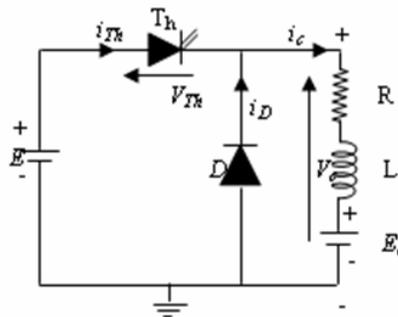


Figure (III.09) : Hacheur série : charge R-L et  $E_c$

##### b. Analyse du fonctionnement

Tension aux bornes de la charge

$$V_c(t) = Ri(t) + L \frac{di}{dt} + E_c \quad (\text{III.25})$$

$$V_c(t) dt = R i(t) dt + L di(t) + E_c dt \quad (\text{III.26})$$

Intégrons sur une période

$$\int_0^T V_c(t) dt = \int_0^T R i(t) dt + \int_{I_{\min}}^{I_{\min}} L di(t) + \int_0^T E_c dt \quad (\text{III.27})$$

D'où  $E\theta = RI_{\text{moy}}T + 0 + E_cT$

$$V_c = \alpha E = RI_c + E_c \quad (\text{III.28})$$

$$I_c = \frac{\alpha E}{R} - \frac{E_c}{R} \quad (\text{III.29})$$

La tension  $V_c$  a gardé la même valeur que pour une charge sans f.c.e.m.

Pour simplifier cette étude nous supposons que la résistance du récepteur est nulle

✓ Pour  $0 < t < \theta$  (**Hacheur fermé**)

$$E - E_c = L \frac{di(t)}{dt} \Rightarrow i(t) = \frac{E - E_c}{L} t + I_{\min} \quad (i(0) = I_{\min}) \quad (\text{III.30})$$

$$I_{\max} = i(\theta) = \frac{E - E_c}{L} \theta + I_{\min} \quad (\text{III.31})$$

✓ Pour  $\theta < t < T$  (**Hacheur ouvert**)

$$-E_c = L \frac{di(t)}{dt} \Rightarrow i(t) = -\frac{E_c}{L} (t - \theta) + I_{\max} \quad (\text{III.32})$$

$$I_{\min} = I(T) = -\frac{E_c}{L} (T - \theta) + I_{\max} \quad (\text{III.33})$$

Les relations (III.31) et (III.33) donnent l'ondulation

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$$

$$\Delta I = \frac{E - E_c}{L} \theta - \frac{E_c}{L} (T - \theta) \quad (\text{III.34})$$

Soit  $E_c = \alpha E = V_c$  (puisque  $R=0$ )

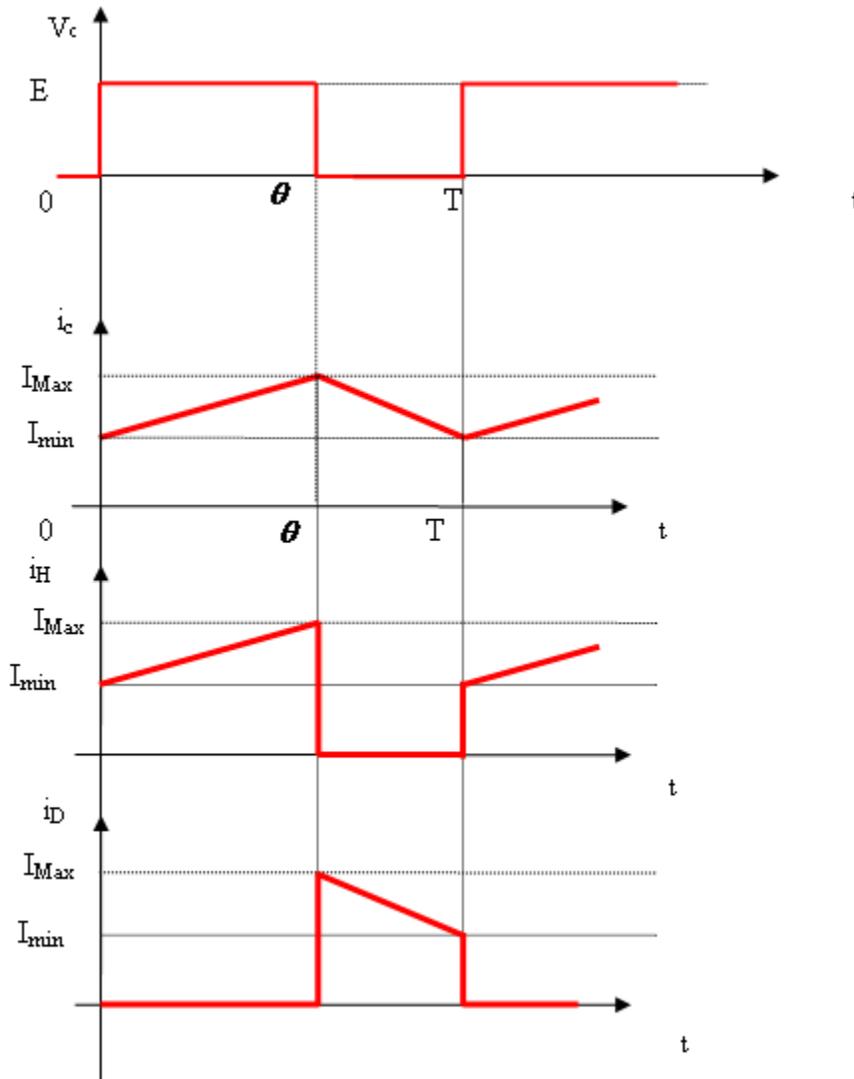
Il est facile de calculer l'ondulation  $\Delta I$  crête à crête on a :

$$\Delta I(\alpha) = \frac{\alpha ET(1 - \alpha)}{L} \quad \text{Elle est maximale pour } \alpha = \frac{1}{2}$$

$$\text{Soit } (\Delta I)_{\max} = \Delta I \left( \alpha = \frac{1}{2} \right) = \frac{E}{4.f.L} \quad (\text{III.35})$$

Pour réduire l'ondulation, on a intérêt à augmenter la fréquence de « hachage ».

**c. Forme d'ondes (Hacheur Bloqué)**



**Figure (III.10):** Forme d'ondes des différentes grandeurs

**III.3.3.2. Conduction Discontinue avec f.c.e.m**

La conduction est, discontinue si la valeur minimale  $I_{\min}$  du courant s'annule à chaque période à  $t = \beta T$ , on peut distinguer trois phases :

- 1- Hacheur fermé,  $D_{RL}$  ouverte :  $i$  croit de 0 à  $I_{\max}$  et  $V_c = E$
- 2- Hacheur ouvert :  $D_{RL}$  passante :  $i$  décroît de  $I_{\max}$  à 0 et  $V_c = 0$ .
- 3- Hacheur ouvert :  $D_{RL}$  non passante  $i = 0$  et  $u = E_c$

**a. Analyse du fonctionnement**

✓ Pour  $0 < t < \alpha T$  (Hacheur fermé,  $D_{RL}$  ouverte)

Déterminons le courant  $i(t)$

$E \gg Ri(t)$  donc  $E = L \frac{di(t)}{dt} + E_c$  avec  $i(0)=0$  et  $i(\alpha T) = I_{\max}$

$$E = L \frac{di(t)}{dt} + E_c \Rightarrow E - E_c = L \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{III.36})$$

$$di(t) = \frac{E - E_c}{L} dt \Rightarrow \int di(t) = \int \frac{E - E_c}{L} dt \quad (\text{III.37})$$

$$\text{donc } i(t) = \frac{E - E_c}{L} t + K \quad (\text{III.38})$$

$$\text{à } t = 0 \text{ on a } i(0) = 0 = K \quad \text{donc } i(t) = \frac{E - E_c}{L} t \quad (\text{III.39})$$

$$\text{à } t = \alpha T \text{ on a } i(\alpha T) = I_{\max} = \frac{E - E_c}{L} \alpha T \quad (\text{III.40})$$

✓ Pour  $\alpha T < t < \beta T$  (Hacheur ouvert,  $D_{RL}$  fermée)

Déterminons le courant  $i(t)$

$$0 = L \frac{di(t)}{dt} + E_c \quad (\text{III.41})$$

avec  $i(T) = I_{\min}$  et  $i(\alpha T) = I_{\max}$

$$0 = L \frac{di(t)}{dt} + E_c \Rightarrow E_c = -L \frac{di(t)}{dt} \quad (\text{III.42})$$

$$di(t) = \frac{-E_c}{L} dt \Rightarrow \int di(t) = \int \frac{-E_c}{L} dt \quad (\text{III.43})$$

$$\text{donc } i(t) = \frac{-E_c}{L} t + K$$

$$\text{à } t = \alpha T \text{ on a } i(\alpha T) = I_{\max} = \frac{-E_c}{L} \alpha T + K \quad (\text{III.44})$$

$$K = I_{\max} + \frac{E_c}{L} \alpha T$$

$$\text{donc } i(t) = \frac{-E_c}{L} t + I_{\max} + \frac{E_c}{L} \alpha T \quad (\text{III.45})$$

$$i(t) = \frac{-E_c}{L} (t - \alpha T) + I_{\max} \quad (\text{III.46})$$

$$\text{à } t = \beta T \text{ on a } i(\beta T) = 0 = \frac{-E_c}{L} T(\beta - \alpha) + I_{\max} \quad (\text{III.47})$$

$$I_{\max} = \frac{E_c}{L} T(\beta - \alpha) \quad (\text{III.48})$$

✓ Pour  $\beta T < t < T$  (Hacheur ouvert,  $D_{RL}$  ouverte)

On a :  $V_{DR} = -E_C$ ,  $u = E_C$ ,  $i_{hacheur} = 0$ ,  $i_{DRL} = 0$  et  $i = 0$

b. Ondulation du courant

$$I_{\max} = \frac{E_c}{L} T(\beta - \alpha) = \frac{(E - E_c)}{L} \alpha T \text{ et } I_{\min} = 0 \quad (\text{III.49})$$

$$\Delta I = I_{\max} - 0 \Rightarrow \Delta I = I_{\max} \quad (\text{III.50})$$

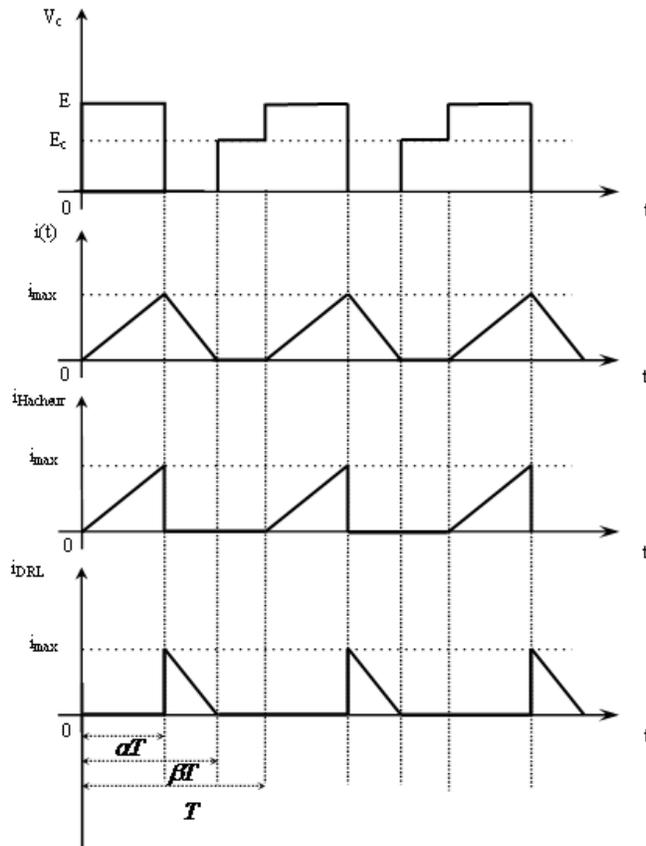


Figure (III.10): Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur série pour une charge ( $R-L-E_C$ )  
Conduction discontinue

### c. Valeur moyenne de la tension

$$V_{c\text{moy}} = \frac{1}{T} \int_0^T V_c \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E \cdot dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T E_c \cdot dt = \alpha E + (1 - \alpha) E_c \quad (\text{III.51})$$

On a :

$$\beta = \alpha \frac{E}{E_c} \Rightarrow V_{c\text{moy}} = E_c \quad (\text{III.52})$$

On peut également calculer la valeur moyenne du courant puisque le graphe est un triangle on

a :

$$I_c \cdot T = \frac{I_{\text{max}} \cdot \beta T}{2} \text{ avec } I_{\text{max}} = \frac{E - E_c}{L} \alpha T \text{ en plus on a } \beta = \alpha \frac{E}{E_c}$$

$$I_c = \frac{\alpha^2 \cdot ET}{2L} \left( \frac{E}{E_c} - 1 \right) \quad (\text{III.53})$$

Il est, alors intéressant de représenter le graphe de  $I = f(E_c)$  pour différentes valeurs de  $\alpha$ .

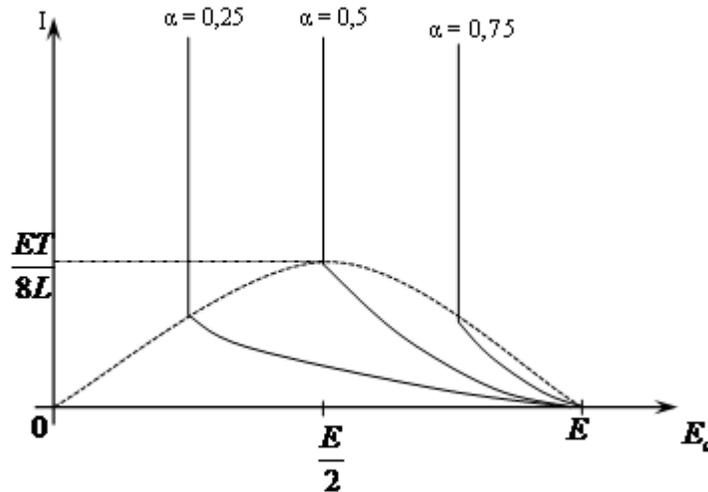


Figure (III.11) : Graphe de  $I = f(E_c)$  pour différentes valeurs de  $\alpha$ .

- ✓ En régime discontinu, la courbe représentative est, une hyperbole qui passe par le point :  $I_{c0} = 0; E_c = E$ .
- ✓ Le régime passe de l'état discontinu à l'état continu pour  $\beta T = T$ , soit  $E_c = \alpha E$ .
- ✓ Dans ces conditions, le courant  $I$  a pour valeur limite :

$$I_{c0} = \frac{\alpha^2}{2L} ET \left( \frac{E}{E_c} - 1 \right) = \frac{E_c T}{2L} \left( 1 - \frac{E_c}{E} \right)$$

- ✓ La courbe de ce courant limite est, une parabole qui est, représentée en pointillé. Cette parabole qui passe par les points  $E_c = E$  et  $E = 0$  a pour valeur maximale

$$E_c = \frac{E}{2} \text{ (soit } \alpha = 0.5) \text{ et } I_{\text{comax}} = \frac{ET}{8L}$$

### III.4. Hacheur parallèle (survolteur)

#### a. Principe

- Le hacheur parallèle comme montré dans la figure. (III.12) commande le débit d'un générateur de courant dans un récepteur de tension.

#### b. Montage

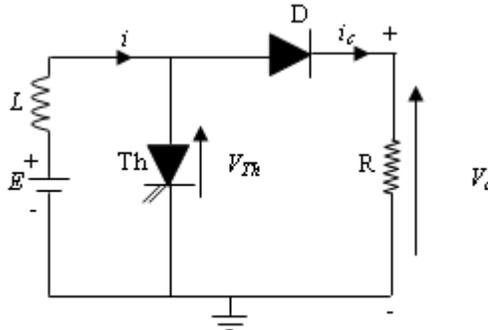


Figure (III.12): Hacheur parallèle

#### c. Analyse du fonctionnement

- Quand **Th** est passant et **D** est bloquée ( $0 \leq t \leq \alpha T$ ) :

$$V_c = 0, i_c = 0, i_D = 0$$

$$V_D = -V_c, i_D = 0, V_{Th} = 0, i_{Th} = I$$

- Quand **D** est passante et **Th** est bloqué ( $\alpha T \leq t \leq T$ ) :

$$V_D = 0, i_D = i_c, V_{Th} = U_c, i_{Th} = 0$$

$$i_c = I, i_D = I$$

- La tension d'entrée a pour valeur moyenne

$$E = (1 - \alpha)V_c \quad \text{ou} \quad V_c = \frac{E}{1 - \alpha} \quad (\text{III.54})$$

#### - Exemple du hacheur parallèle

- On considère maintenant l'alimentation à découpage élévatrice de tension comme montrée dans la figure 13

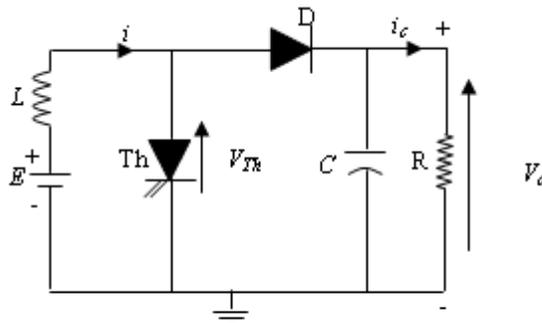


Figure (III.13): Hacheur parallèle

C : forte capacité pour maintenir une tension constante aux bornes du récepteur

D : Diode qui empêche la décharge du condensateur coté source

L : forte inductance pour transformer la source de tension en source de courant

✓ Pour  $0 \leq t \leq \alpha T$  (*Th conduit et D est bloquée*)

$$L \frac{di}{dt} = E \Rightarrow i = \frac{E}{L} t + i(0) \quad (\text{III.55})$$

$$i(\alpha T) = \frac{E}{L} \alpha T + i(0) \quad (\text{III.56})$$

✓ Pour  $\alpha T \leq t \leq T$  (*Th est bloqué et D conduit*)

L'énergie emmagasinée dans, L, est restituée à travers la diode, D, dans le condensateur et la charge

$$L \frac{di}{dt} + V_c = E \Rightarrow V_c - E = -L \frac{di}{dt} \quad (\text{III.57})$$

$$\int_{\alpha T}^T (V_c - E) dt = -L \int_{i(\alpha T)}^{i(0)} di \Rightarrow (V_c - E)(T - \alpha T) = -L(i(0) - i(\alpha T))$$

$$V_c = \frac{E}{1 - \alpha} \quad \text{avec } 0 \leq \alpha \leq 1 \quad (\text{III.58})$$

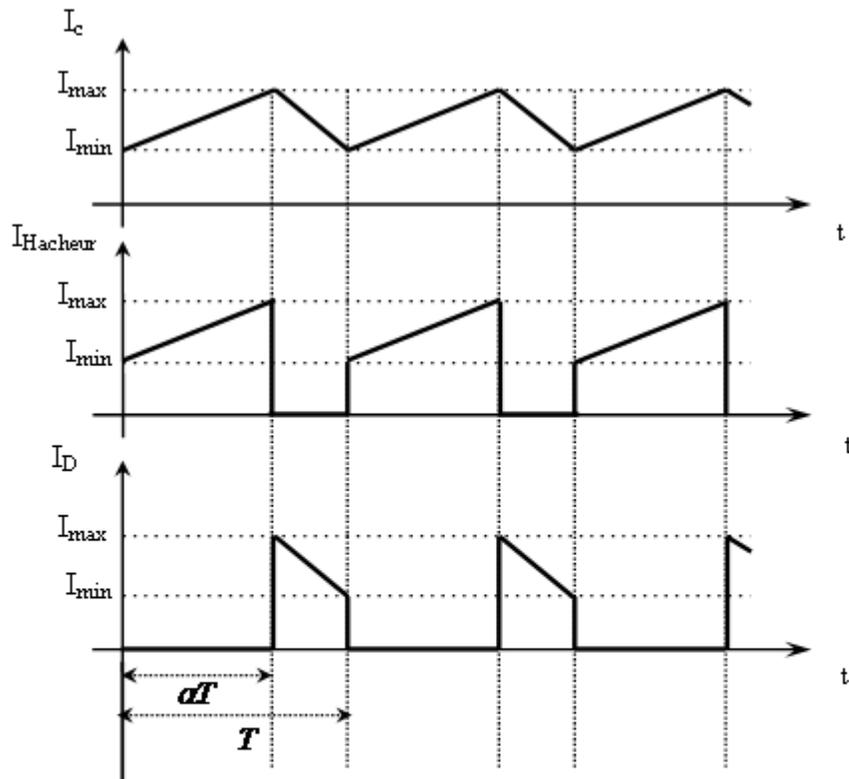
- Alors, l'action sur  $\alpha$  permet de varier  $V_c \geq E$ . La valeur de  $U_c$  est limitée en terme de L et C.

Par ailleurs si on néglige les pertes dans l'inductance on peut écrire que la puissance d'entrée et de sortie sont égales.

$$EI = V_c I_c \Rightarrow I_c = I(1 - \alpha) \quad (\text{III.59})$$

Le courant  $I_c$  est inférieur à I (diminution de courant).

## e. Forme d'ondes



**Figure (III.14):** Forme d'ondes des principales grandeurs d'un Hacheur parallèle (Conduction continue)

*Chapitre IV*

---

---

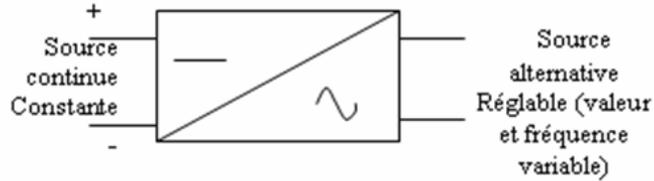
*Convertisseurs DC-AC*

---

---

### IV.1. Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique (**DC-AC**) qui assure la conversion de l'énergie provenant d'une source continue en une énergie alternative.



**Figure (IV. 1):** Onduleur autonome

On peut distinguer deux grandes familles d'onduleurs :

✓ **Les onduleurs autonomes**

Il est **autonome** lorsqu'il impose sa propre fréquence à la charge. (La fréquence des signaux de sortie est imposée par la commande des interrupteurs de l'onduleur),

✓ **Les onduleurs « assistés »**

Il s'agit des onduleurs reliés à un réseau alternatif, c'est donc ce dernier qui impose la fréquence des signaux coté alternatif (onduleur non autonome).

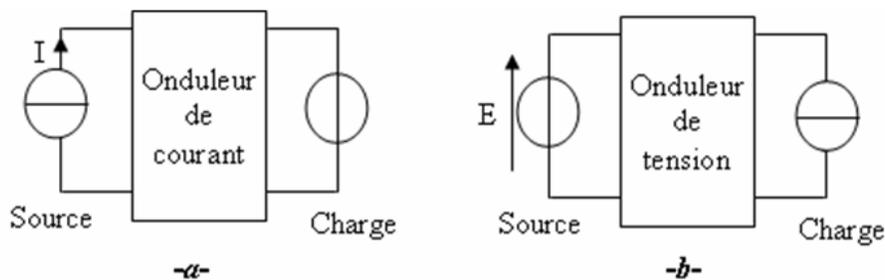
On peut également les classer suivant la nature de la source continue

✓ **Les onduleurs de tension**

Ils sont alimentés par une source de tension continue. Dans ce cas, la charge doit se comporter comme une source de courant (inductive).

✓ **Les onduleurs de courant**

Ils sont alimentés par une source de courant continu. Dans ce cas, la charge doit se comporter comme une source de tension (capacitive).



**Figure (IV.2):** *a.* Onduleur de courant, *b.* Onduleur de tension

**IV.2. Onduleurs de tension**

**IV.2.1. Principe de fonctionnement**

Pour obtenir une tension alternative a partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et appliquée dans un sens et l'autre dans le sens inverse, au récepteur. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle.

**IV.2.2. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive**

**a. Montage**

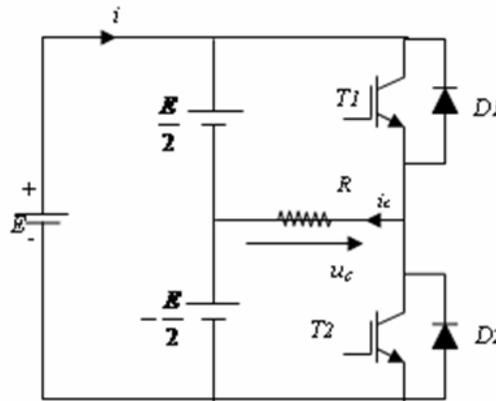


Figure (IV.3): Onduleur en demi pont monophasé

**b. Analyse du fonctionnement**

•  $0 < t < \frac{T}{2}$

$T_1$  est fermé  $\Rightarrow v_1 = 0$

$T_2$  est ouvert  $\Rightarrow i_2 = 0$

$\Rightarrow u_c = \frac{E}{2}$

•  $\frac{T}{2} < t < T$

$T_1$  est ouvert  $\Rightarrow i_1 = 0$

$T_2$  est fermé  $\Rightarrow v_2 = 0$

$\Rightarrow u = -\frac{E}{2}$

**c. Formes d'ondes**

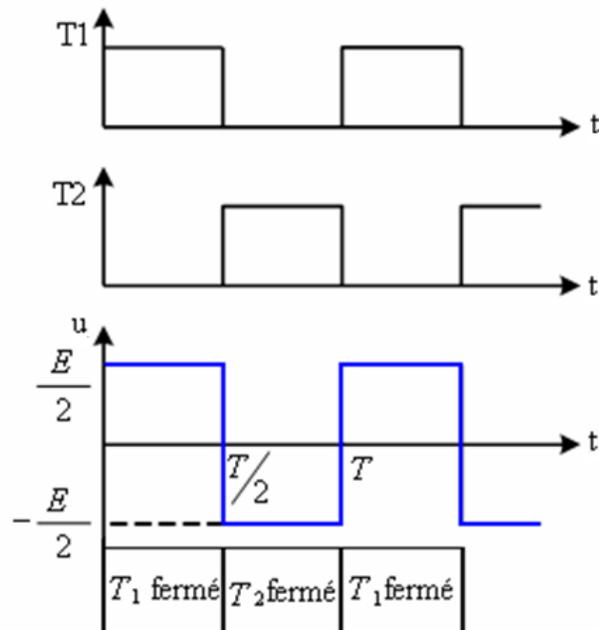


Figure (IV.4): Représentation de la tension aux bornes de la charge

- $0 < t < \frac{T}{2}$   
 $i = i_1 = E/2R$
- $\frac{T}{2} < t < T$   
 $i = -i_2 = -E/2R$

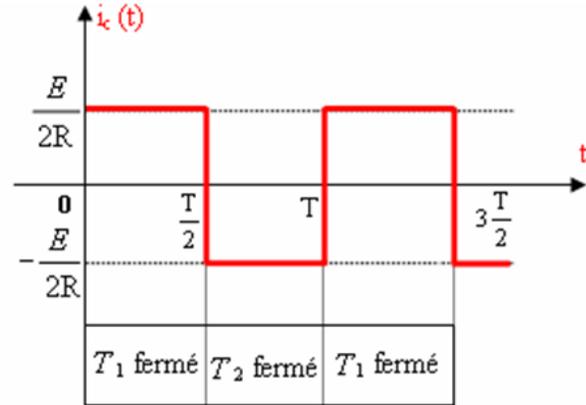


Figure (IV.5): Représentation du courant dans une charge résistive

- La tension efficace de sortie

$$u_{eff} = \left[ \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{E^2}{4} dt \right]^{1/2} = \frac{E}{2} \quad (IV.01)$$

- La tension de sortie instantanée peut-être exprimée en série de Fourier :

$$u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (IV.02)$$

- La tension  $u(t)$  est une fonction créneau impaire de valeur moyenne nulle. Sa décomposition en série de Fourier ne contient que des termes en sinus et ne présente pas d'harmoniques pairs.

$$u = \sum_{1,2,3...}^{\infty} b_n \sin(n\omega t)$$

- Les coefficients  $b_n$  se calculent par l'intégrale

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T u \sin n(\omega t) dt \quad (IV.03)$$

- En tenant compte de  $\omega T = 2\pi$ , nous obtenons  $b_n = \frac{2E}{n\pi}$

- Le séria de Fourier s'écrit donc

$$u = \sum_{1,2,3...}^{\infty} 2 \frac{E}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (IV.04)$$

- L'amplitude  $u_{1M}$  du fondamental  $u_1$  de  $u$  est

$$u_{1M} = \frac{2E}{\pi} \quad (IV.05)$$

- La valeur efficace correspondante est alors

$$u_1 = \frac{u_{1M}}{\sqrt{2}} = \frac{2E}{\pi\sqrt{2}} \quad (IV.06)$$

- Soit  $u_1 = 0,45E$

### IV.2.3. Onduleur monophasé demi-pont débit sur charge résistive inductive

#### a. Montage

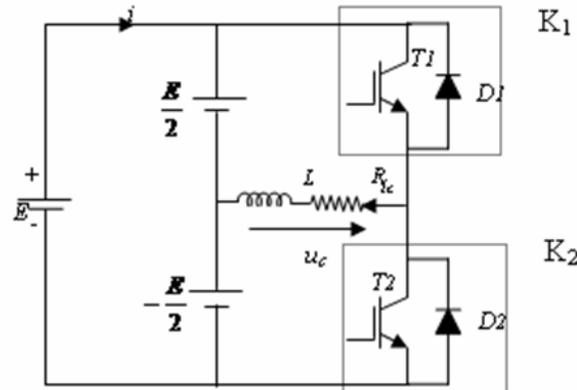


Figure (IV.6): Onduleur en demi pont monophasé

#### b. Analyse du fonctionnement

✓ Pour  $0 < t < \frac{T}{2}$ ,  $K_1$  fermé et  $K_2$  est ouvert

$$\frac{E}{2} = L \frac{di}{dt} + Ri(t) \quad (IV.07)$$

Soit 
$$i(t) = \frac{E}{2R}t + Ae^{-\frac{t}{\tau}} \quad (IV.08)$$

Avec  $\tau = \frac{L}{R}$

$A$  est une constante d'intégration qui dépend des conditions initiales

A  $t = 0$ ,  $i(0) = -I_M$ , d'où : 
$$A = -(I_M + \frac{E}{2R}) \quad (IV.09)$$

Alors, Le graphe est une fonction croissante 
$$i(t) = -(I_M + \frac{E}{2R})e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{E}{2R} \quad (IV.10)$$

✓ Pour  $\frac{T}{2} < t < T$ ,  $K_2$  fermé et  $K_1$  est ouvert

$$-\frac{E}{2} = L \frac{di}{dt} + Ri(t) \quad (IV.10)$$

$$i(t') = -\frac{E}{2R}t' + Ae^{-\frac{t'}{\tau}} \quad (IV.11)$$

A  $t' = 0$ , on a :  $A = I_M + \frac{E}{2R}$

$$i(t') = (I_M + \frac{E}{2R})e^{-\frac{t'}{\tau}} - \frac{E}{2R} \quad (IV.12)$$

c. Formes d'ondes

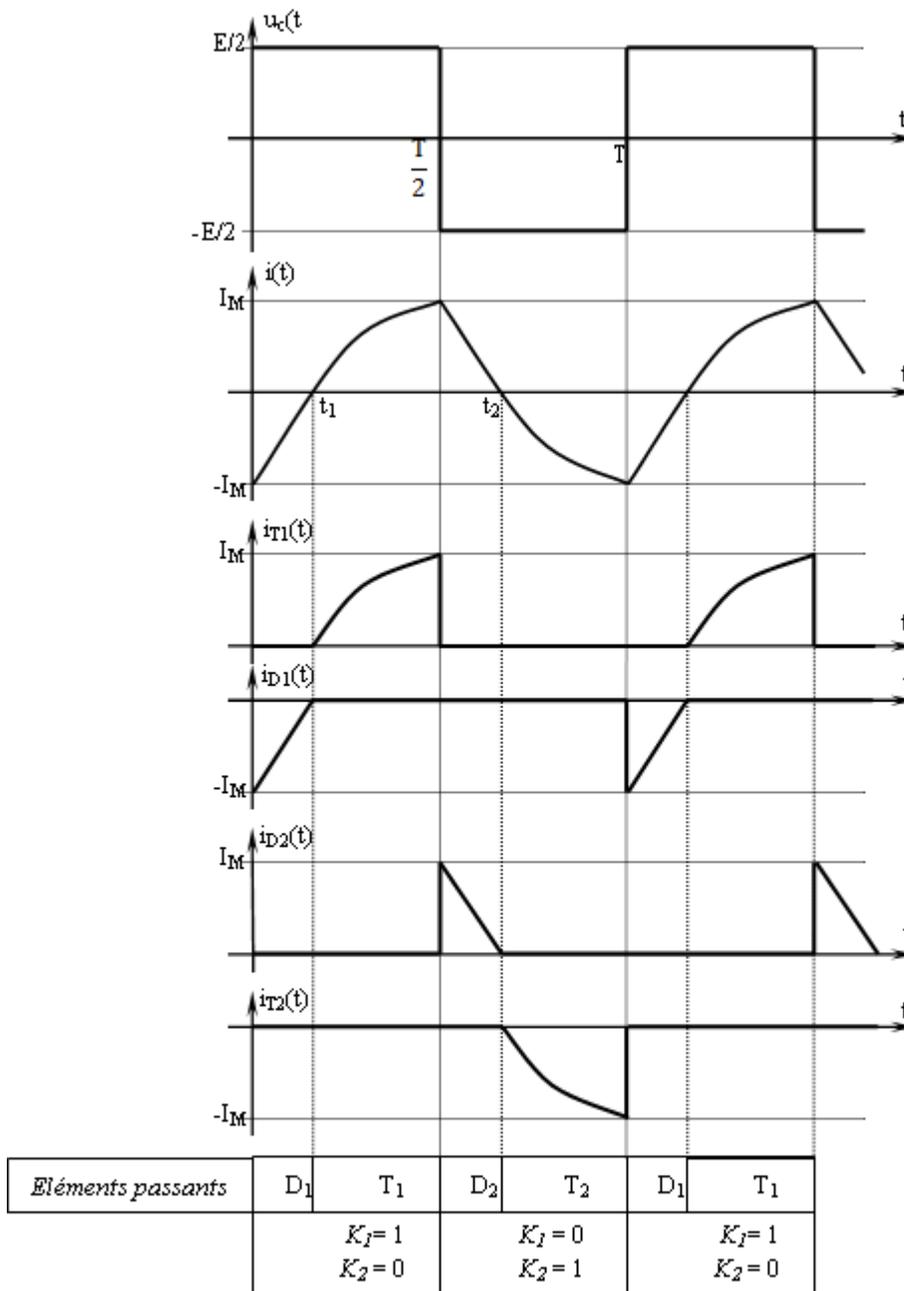


Figure (IV.6): la tension et le courant de sortie d'un onduleur en demi pont monophasé  
-Charge Inductive-

#### IV.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 180° ou Commande pleine onde)

L'onduleur en pont a les mêmes performances que l'onduleur précédent, mais il a l'avantage de n'utiliser qu'une seule batterie d'alimentation.

##### a. Montage

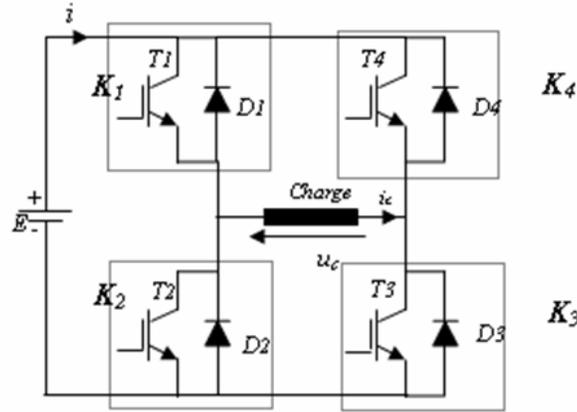


Figure (IV.7): Onduleur en pont monophasé

##### b. Analyse du fonctionnement

La commande des interrupteurs impose un fonctionnement périodique de période  $T$  réglable.

- ✓ Pour  $0 < t < \frac{T}{2}$  la commande impose  $K_1$  et  $K_3$  fermé,  $K_2$  et  $K_4$  ouvert.
- ✓ Pour  $\frac{T}{2} < t < T$  la commande impose  $K_1$  et  $K_3$  ouvert et  $K_2$  et  $K_4$  fermé.

Chaque alternance débute par une phase de restitution et se termine par une phase d'accumulation, Alors:

- ✓ Pour  $0 < t < t_1$

le courant dans la charge est négatif  $i < 0$ . Le courant circule par les diodes  $D_1$  et  $D_3$  :  $i_{D_1} = i_{D_3} = -i$ . Les interrupteurs  $T_1$  et  $T_3$  ne conduisent pas.

La puissance instantanée  $p = u \cdot i < 0$  : il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. **Il s'agit d'une phase de récupération ou restitution.**

- ✓ Pour  $t_1 < t < \frac{T}{2}$

le courant dans la charge est positif  $i \geq 0$ . Le courant circule par les interrupteurs  $T_1$  et  $T_3$  :  $i_{T_1} = i_{T_3} = i$ . Les diodes  $D_1$  et  $D_3$  sont bloquées.

La puissance instantanée  $p = u \cdot i \geq 0$  : il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. **Il s'agit d'une phase d'alimentation ou accumulation.**

✓ Pour  $\frac{T}{2} < t < t_2$

le courant dans la charge est positif  $i > 0$ . Le courant circule par les diodes  $D_2$  et  $D_4$  :  $i_{D_2} = i_{D_4} = i$ . Les interrupteurs  $T_2$  et  $T_4$  ne conduisent pas.

La puissance instantanée  $p = u.i < 0$  : il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. **Il s'agit d'une phase de récupération ou restitution.**

✓ Pour  $t_2 < t < T$

le courant dans la charge est négatif  $i \leq 0$ . Le courant circule par les diodes  $T_2$  et  $T_4$  :  $i_{T_2} = i_{T_4} = -i$ . Les interrupteurs  $D_2$  et  $D_4$  sont bloquées.

La puissance instantanée  $p = u.i \geq 0$  : il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. **Il s'agit d'une phase d'alimentation ou accumulation.**

- La tension efficace de sortie

$$u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E^2 dt} \quad (IV.13)$$

$$u_{eff} = \left[ \frac{2}{T} \int_0^{T/2} E^2 dt \right]^{1/2} = E \quad (IV.14)$$

- La tension de sortie instantanée peut-être exprimée en série de

Fourier :  $u(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t))$ , Alors:

$$u(t) = \sum_{1,3,5,\dots}^{\infty} 4 \frac{E}{n\pi} \sin(n\omega t) \quad (IV.15)$$

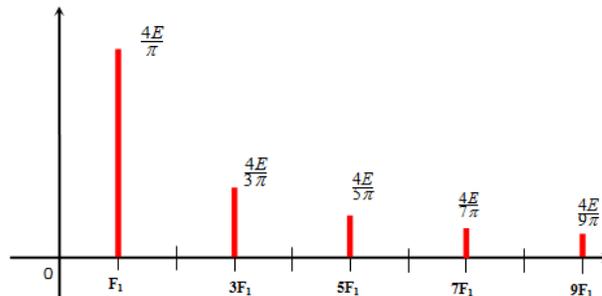
- L'amplitude  $u_{1M}$  du fondamental  $u_1$  de  $u$  est

$$u_{1M} = \frac{4E}{\pi} \quad (IV.16)$$

- La valeur efficace correspondante est alors

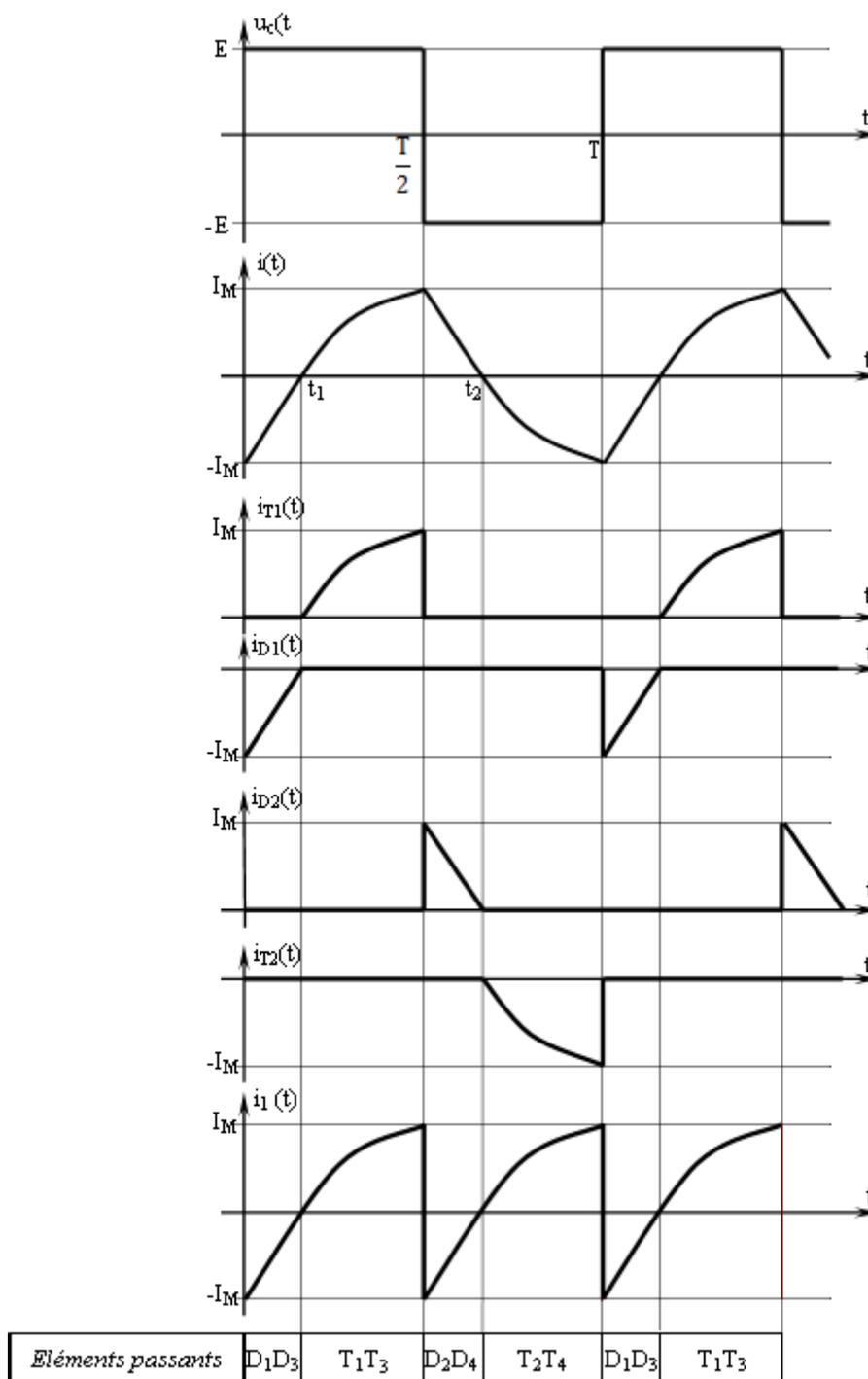
$$u_1 = \frac{u_{1M}}{\sqrt{2}} = \frac{4E}{\pi\sqrt{2}} \quad (IV.17)$$

- Soit  $u_1 = 0,90E$



Spectre de la tension ondulée

## c. Formes d'ondes



**Figure (IV.8):** la tension et le courant de sortie d'un onduleur en pont monophasé  
*-Charge Inductive- Commande à peine onde*

#### IV.2.4. Onduleur monophasé pont complet (Commande 120° ou Commande décalée)

##### a. Montage

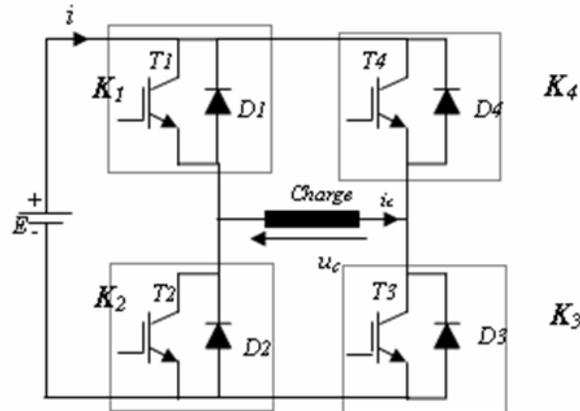


Figure (IV.7): Onduleur en pont monophasé

##### b. Analyse du fonctionnement

La commande des interrupteurs  $K_1$  et  $K_3$  est décalée d'une durée  $t_1$  par rapport à la commande des interrupteurs  $K_2$  et  $K_4$ .

Ainsi :

1. Pour  $0 < t < t_1$ ,  $u = 0$ ; donc:  $K_3$  et  $K_2$  fermés et  $K_1$  et  $K_4$  ouverts;

la charge est court-circuitée  $u = 0$ . L'intensité du courant dans la charge est *négative*.

La puissance consommée par la charge  $p = u.i = 0$ . La charge ne travaille pas. Il s'agit d'une phase dite de « roue-libre ».

2. Pour  $t_1 < t < \frac{T}{2}$ ,  $u = E$ ; donc:  $K_1$  et  $K_3$  fermés et  $K_2$  et  $K_4$  ouverts;

Pour  $t_1 < t < \tau_1$  : le courant dans la charge est négatif  $i < 0$ . Le courant circule par les diodes  $D_1$  et  $D_3$  : il s'agit d'une phase de récupération.

Pour  $\tau_1 < t < \frac{T}{2}$ , le courant dans la charge est positif  $i \geq 0$ . Le courant circule par les transistors  $T_1$  et  $T_3$  : il s'agit d'une phase d'alimentation.

3. Pour  $\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + t_1$ ,  $u = 0$ ; donc:  $K_1$  et  $K_4$  fermés et  $K_2$  et  $K_3$  ouverts, donc:

la charge est court-circuitée  $u = 0$ . L'intensité du courant dans la charge est *positive*.

La puissance consommée par la charge  $p = u.i = 0$ . La charge ne travaille pas. Il s'agit d'une phase de « roue-libre ».

4. Pour  $\frac{T}{2} + t_1 < t < T$ ,  $u = -E$ ; donc:  $K_2$  et  $K_4$  fermés et  $K_1$  et  $K_3$  ouverts.

Pour  $t_2 < t < \tau_2$  : le courant dans la charge est positif  $i > 0$ . Le courant circule par les diodes  $D_2$  et  $D_4$  : **il s'agit d'une phase de récupération.**

Pour  $\tau_2 < t < T$  : le courant dans la charge est négatif  $i \leq 0$ . Le courant circule par les transistors  $T_2$  et  $T_4$  : **il s'agit d'une phase d'alimentation.**

- La tension de sortie  $u$  est formée de créneaux rectangulaires de largeur égale à  $\frac{T}{2} - t_1$ . Sa valeur efficace  $u_{eff}$  donnée par :

$$u_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T E^2 dt} \quad (IV.18)$$

$$u_{eff} = \left( \frac{1}{T} \left[ \int_{t_1}^{\frac{T}{2}} E^2 dt + \int_{\frac{T}{2}+t_1}^T E^2 dt \right] \right)^{1/2}$$

$$u_{eff} = E \sqrt{1 - \frac{t_1}{T/2}} \quad (IV.19)$$

$$u_{eff} = E \sqrt{1 - 2 \frac{t_1}{T}}$$

**Remarque:** En faisant varier  $t_1$  on règle la valeur efficace de  $u(t)$  à la valeur désirée

- On prend comme origine de temps le milieu de l'alternance positive la tension  $u$  à pour développement en série :

$$u(t) = 4 \frac{E}{\pi} \sum_{1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \sin n \left( \frac{T/2 - t_1}{2} \right) \cos m\omega t$$

- Comme on a pris l'origine de temps le milieu de l'alternance positive, la fonction de la tension est donc pair le terme sinus disparaître :

$$B_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/2} E \cos n\theta d\theta = \frac{4}{\pi n} E \sin \left( n \frac{\pi}{3} \right) \quad (IV.20)$$

- Pour  $n=1$ ,  $B_n = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E$ ;
- Pour  $n=3$ ,  $B_n = 0$ ;
- Pour  $n=5$ ,  $B_n = \frac{2\sqrt{3}}{5\pi} E$ ;

On définitive on a :

$$u = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} E \left( \cos \theta - \frac{1}{5} \cos 5\theta + \dots \right) \quad (IV.21)$$

**Remarque:** n'a pas d'harmonique 3, donc c'est un avantage.

c. Formes d'ondes

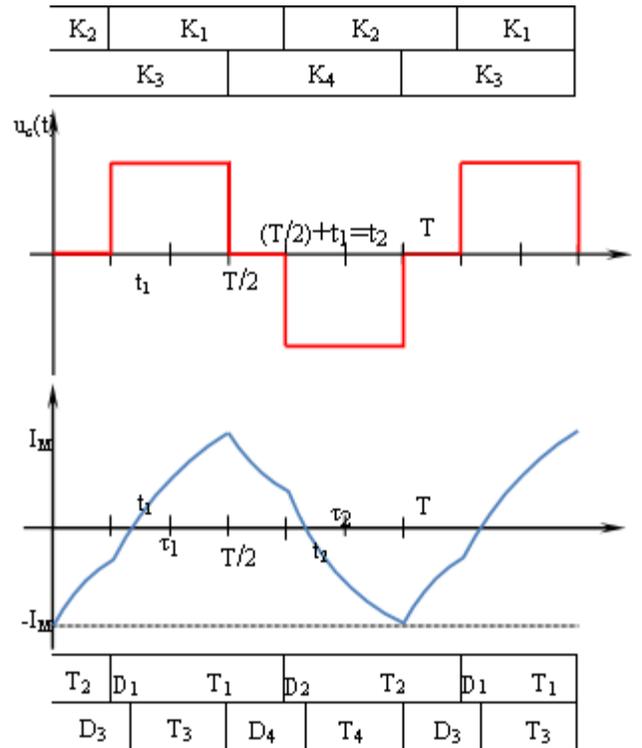


Figure (IV.10): la tension et le courant de sortie d'un onduleur en pont monophasé  
 -Charge Inductive- Commande décalée

IV.3. Paramètres de performance

Les sorties tension et courant d'un onduleur contiennent certaines harmoniques pour cela la qualité énergétique est évaluée en termes de paramètres de performance suivants :

IV.3. 1. Facteur de la n<sup>ieme</sup> harmonique,  $HF_n$  :

C'est la mesure de la contribution de l'harmonique individuelle sur le signal.

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \text{ pour } n > 1$$

Où

$V_1$  : est la valeur efficace de la fondamentale.

$V_n$  : est la valeur efficace de la n<sup>ieme</sup> harmonique.

### IV.3. 2. Distorsion d'harmonique totale, THD :

C'est la mesure de la similitude de la forme entre la forme d'onde et sa composante fondamentale :

$$THD = \frac{1}{V_1} \left( \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right)^{1/2} \quad (IV.22)$$

### IV.3. 3. Facteur de distorsion DF :

Le THD donne la contenance totale d'harmonique mais ne donne pas le niveau de chaque composante d'harmonique. Si un filtre est utilisé à la sortie de l'onduleur, les harmoniques d'ordre supérieur vont être atténués efficacement. Ce pendant la connaissance de l'amplitude et de la fréquence de chaque harmonique est très important.

Le DF indique le taux d'harmoniques qui reste dans une forme d'onde après que les harmoniques de cette dernière soient sujet à une atténuation de 2<sup>ème</sup> ordre (divisé par  $n^2$ ).

Donc le DF est la mesure de l'efficacité de la réduction des harmoniques indésirables sans avoir à spécifier les valeurs des paramètres du filtre du second ordre de la charge.

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[ \sum_{2,3,\dots}^{\infty} \left( \frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (IV.23)$$

Le DF d'une harmonique individuelle :

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \text{ pour } n > 1 \quad (IV.24)$$

### IV.3. 4. L'harmonique du plus bas ordre, LOH (Lowest Order Harmonic)

La LOH est la composante d'harmonique qui a la fréquence la plus proche à celle de la fondamentale avec une amplitude  $\geq 3\%$  à celle de la fondamentale

## IV.4. Onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé est réalisé à l'aide de groupement de trois onduleurs monophasés. Il suffit de décaler d'un tiers de période des commandes des trois phases. Ils sont utilisés pour les applications à haute puissance.

La figure (IV.11) suivante représente l'onduleur de tension triphasé qui alimente une charge triphasée montée en étoile ou en triangle.

## a. Montage

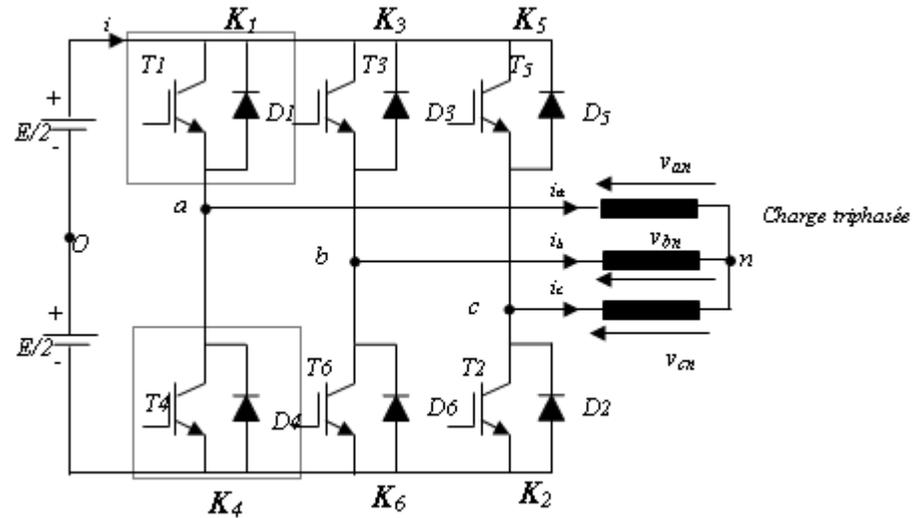


Figure (IV.11): Onduleur de tension triphasé

Les interrupteurs,  $(k_1, k_4)$ ,  $(k_3, k_6)$  et  $(k_5, k_2)$  doivent être complémentaires deux à deux pour éviter le court circuit de la source.

Trois types de commande peuvent être appliqués aux onduleurs triphasés :

- ✓ la commande  $180^\circ$  (Commande à Onde pleine)
- ✓ la commande  $120^\circ$  (Commande décalée)
- ✓ La commande M.L.I (Modulation de largeur d'impulsion)

#### IV.4.1. La commande $180^\circ$

Chaque transistor conduit pour  $180^\circ$ , trois transistors restent fermés en même temps. Il existe 6 modes de fonctionnement dans un cycle et la durée de chaque mode est de  $60^\circ$ . Les transistors sont numérotés dans la séquence des impulsions appliquées aux transistors (123, 234, 345, 456, 561 et 612)

Les impulsions sont décalées l'une par rapport à l'autre par  $60^\circ$  pour obtenir trois tensions équilibrées.

Sachant que dans un régime équilibré (figure IV.11),  $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ , nous pouvons écrire, :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

En faisant la somme des équations du système (IV.25), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (\text{IV.26})$$

d'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (\text{IV.27})$$

Donc :

$$v_{on} = -1/3 (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{IV.28})$$

En substituant l'équation (IV.28) dans le système (IV.25), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{IV.28})$$

Selon la condition des interrupteurs statiques ( $S_k$ ) de l'onduleur ( $S_k$  est égale à 1 si l'interrupteur est fermé et 0 sinon, avec  $k = a, b, c$ ),

$$S_k = 1 \quad \text{Si non} \quad S_k = 0 \quad (\text{IV.29})$$

Les tensions de branches  $v_{ko}$  peuvent être exprimées en fonction des interrupteurs «  $S_k$  » par :

$$v_{ko} = (2S_k - 1) \cdot E/2 \quad (\text{IV.30})$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation IV.31

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{IV.31})$$

✓ Pour  $0 < \omega t < \frac{\pi}{3}$  :  $T_1, T_6, T_5$  sont fermés.

alors: 
$$v_{ao} = \frac{E}{2}; \quad v_{bo} = -\frac{E}{2}; \quad v_{co} = \frac{E}{2} \quad (\text{IV.32})$$

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{bn} = -\frac{1}{3}v_{ao} + \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} \\ v_{cn} = -\frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{2}{3}v_{co} \end{cases} \quad (\text{IV.33})$$

En substituant l'équation (IV.32) dans le système (IV.33), il vient alors :

$$v_{an} = \frac{E}{3}; \quad v_{bn} = -\frac{2E}{3}; \quad v_{cn} = \frac{E}{3} \quad (\text{IV.34})$$

✓ Pour  $\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3}$  :  $T_1, T_2, T_6$  sont fermés.

alors: 
$$v_{ao} = \frac{E}{2}; \quad v_{bo} = -\frac{E}{2}; \quad v_{co} = -\frac{E}{2} \quad (\text{IV.35})$$

$$v_{an} = \frac{2E}{3}; \quad v_{bn} = -\frac{E}{3}; \quad v_{cn} = -\frac{E}{3} \quad (\text{IV.36})$$

✓ Pour  $\frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi$  :  $T_1, T_2, T_3$  sont fermés.

alors: 
$$v_{ao} = \frac{E}{2}; \quad v_{bo} = \frac{E}{2}; \quad v_{co} = -\frac{E}{2} \quad (\text{IV.35})$$

$$v_{an} = \frac{E}{3}; \quad v_{bn} = \frac{E}{3}; \quad v_{cn} = -\frac{2E}{3} \quad (\text{IV.36})$$

- Formes d'ondes

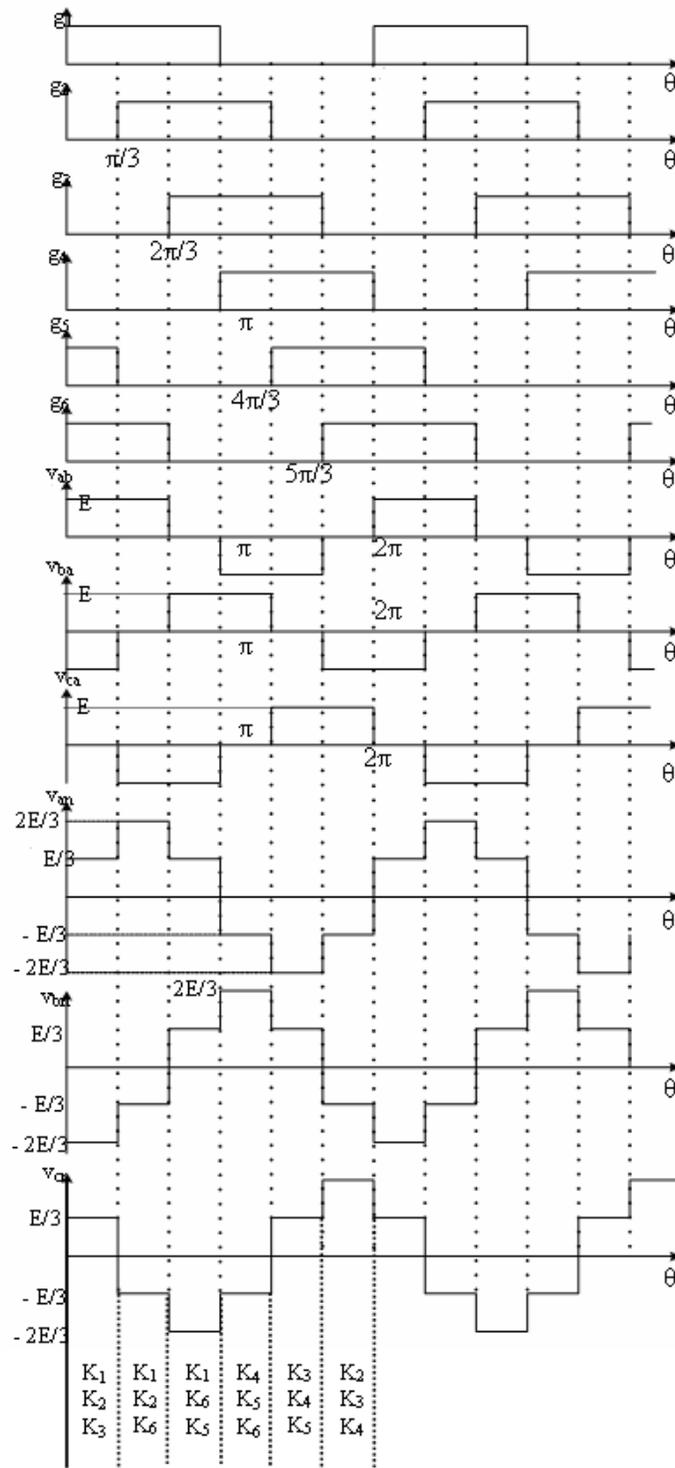


Figure (IV.12): Les formes d'ondes des interrupteurs et les tensions de la sortie pour la commande  $180^\circ$

- La valeur efficace de la tension composée :

$$V_L = \left[ \frac{2}{2\pi} \int_0^{2\pi} E^2 d\alpha \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad (\text{IV.37})$$

- La valeur efficace de la tension simple :

$$V_P = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \quad (\text{IV.38})$$

#### IV.4.2. La Commande à 120°

Les interrupteurs sont commandés pendant une durée correspondant à un tiers de période, mais avec des séquences décalées de 120° d'un bras par rapport aux autres d'où à tous instants deux interrupteurs sont en état de conduire et les quatre autres sont bloqués

La séquence de conduction des transistors est : (61, 12, 23, 34, 45, 56, 61)

✓ Pour  $0 < \omega t < \frac{\pi}{3}$  : K<sub>1</sub> et K<sub>6</sub> sont fermés

$$v_{an} = \frac{E}{2}; \quad v_{bn} = -\frac{E}{2}; \quad v_{cn} = 0 \quad (\text{IV.39})$$

✓ Pour  $\frac{\pi}{3} < \omega t < \frac{2\pi}{3}$  : K<sub>1</sub> et K<sub>2</sub> sont fermés

$$v_{an} = \frac{E}{2}; \quad v_{bn} = 0; \quad v_{cn} = -\frac{E}{2} \quad (\text{IV.40})$$

✓ Pour  $\frac{2\pi}{3} < \omega t < \pi$  : K<sub>2</sub> et K<sub>3</sub> sont fermés

$$v_{an} = 0; \quad v_{bn} = \frac{E}{2}; \quad v_{cn} = -\frac{E}{2} \quad (\text{IV.41})$$

## - Formes d'ondes

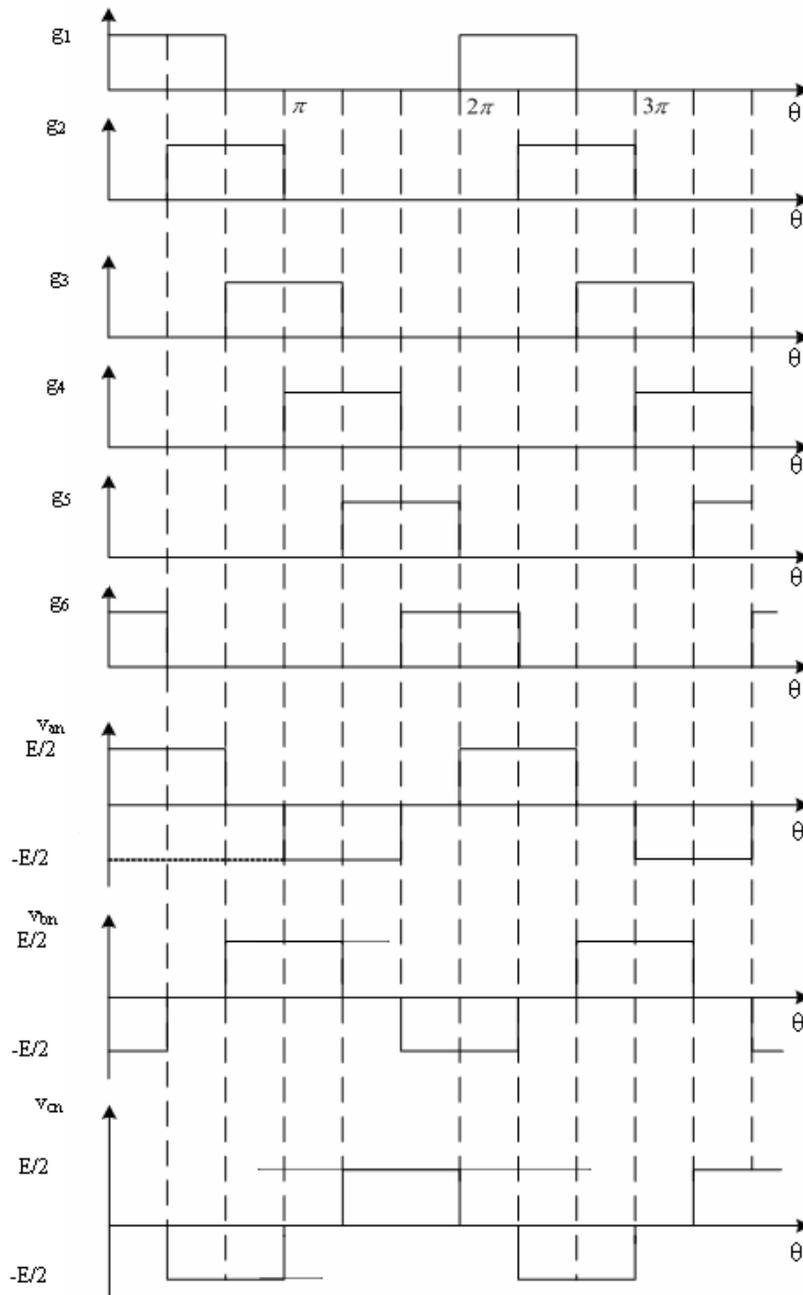


Figure (IV.13) : Les formes d'ondes des interrupteurs et les tensions de la sortie pour la commande  $120^\circ$

### IV.4.3. Onduleur à modulation de largeur d'impulsions (M.L.I)

La qualité de tension de sortie d'un onduleur dépend largement de la technique de commande utilisée. En réalité l'onduleur n'a pas la possibilité de produire à la sortie que des signaux purement rectangulaires. Si on dispose un système de signaux rectangulaires triphasé, la performance sera affectée par la forte teneur en harmoniques qui ne peuvent pas être filtrée complètement par la charge. De nos jours, une nouvelle technique basée sur le découpage de l'onde rectangulaire nommée la modulation de largeur d'impulsion (M.L.I en français et P.W.M pour Pulse Width Modulation en anglais) est largement utilisée pour la commande des onduleurs.

La M.L.I. permet de :

- ✓ faire varier la valeur de fondamental de la tension de sortie,
- ✓ repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie ; ce que facilite le filtrage,
- ✓ Se rapprocher du signal sinusoïdale,

#### IV.4.3.1. Principe de la technique M.L.I sinus-triangle d'un onduleur de tension

Le principe de la M.L.I, est de comparer le signal de référence **ou la modulante** sinusoïdale  $V_{réf}$  avec une **porteuse** triangulaire haute fréquence,  $V_p$  comme illustrée par la **figure IV.14**.

Les ondes de référence ( $V_r$ ) désirées à la sortie de l'onduleur sont :

$$\begin{cases} V_{r1} = V_{r\max} \sin(\omega t) \\ V_{r2} = V_{r\max} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{r3} = V_{r\max} \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (IV.42)$$

L'équation de la porteuse triangulaire est donné par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p(-1 + 4\frac{t}{T_p}) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ x_2(t) = V_p(3 - 4\frac{t}{T_p}) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (IV.43)$$

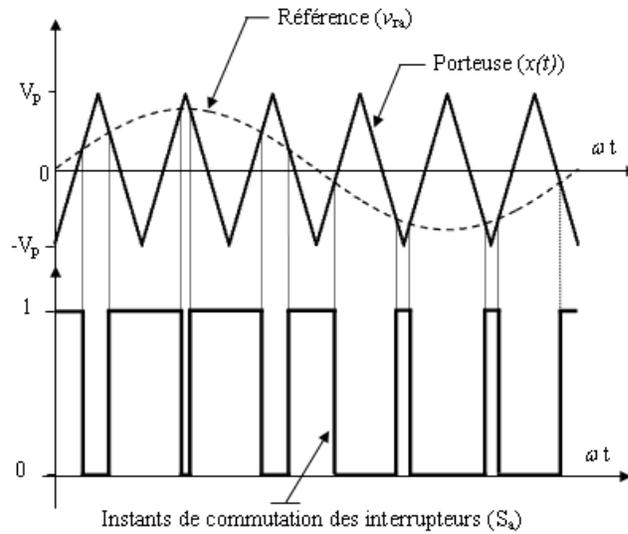


Figure (IV. 14): Principe de la commande MLI sinus-triangle

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est **fixée par la porteuse**.

- les états  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  des interrupteurs de l'onduleur:

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases}$$

Et comme conséquences :

- Minimisation de l'ondulation de courant de charge.
- Fiable coût du filtre de sortie.

Pour optimiser la commande MLI on utilise deux paramètres qui caractérisent cette commande:

- L'indice de modulation,  $m$  défini par le rapport de la fréquence de la porteuse  $f_p$  sur la fréquence de la référence,  $f_r$ . Soit  $m = \frac{f_p}{f_r}$ .
- Le taux de modulation,  $r$  définie par le rapport de l'amplitude de tension de référence

$V_m$ , sur l'amplitude de la porteuse  $V_{pm}$ ,  $r = \frac{V_m}{V_{pm}}$

*Chapitre V*

---

---

*Convertisseurs AC-AC*

---

---

### V.1. Introduction

Un Gradateur est convertisseur direct AC/AC. Ce convertisseur se comporte alors comme un interrupteur commandé, il établit ou interrompt la liaison entre la source et la charge. Il est alimenté sous une tension sinusoïdale de valeur efficace constante et fournit à la charge un courant alternatif non sinusoïdal de même fréquence que la tension d'alimentation, mais de valeur efficace réglable.



*Figure (V.1):* Convertisseurs AC/AC

Les gradateurs peuvent être réalisés par des groupes de thyristors montés en anti-parallèle (tête-bêche), ou bien éventuellement, par des associations thyristors/diodes. On classe deux types de gradateurs: les gradateurs monophasés et les gradateurs triphasés. Les allures et les expressions de la tension efficace de charge sont données en termes de l'angle de retard.

- En ce qui concerne le domaine d'utilisation des gradateurs, on peut citer
  - ✓ Chauffage (contrôle de température)
  - ✓ Eclairage (contrôle de lumière)
  - ✓ Variation de vitesse des moteurs alternatifs de faibles puissances (perceuse, aspirateur de quelques centaines de Watts).
- Les gradateurs disposent quelques inconvénients suivants:
  - ✓ La tension aux bornes de la charge est alternative non sinusoïdale, donc le courant absorbé sera aussi alternatif non sinusoïdal. La présence d'harmonique de courant absorbé sur le réseau sera donc importante.
  - ✓ La relation entre la puissance moyenne dissipée dans la charge et le signal de commande n'est pas linéaire.
- Deux types de commande peuvent être utilisés pour le transfert de puissance électrique :
  - ✓ Commande en interrupteur (on-off control)
  - ✓ Contrôle de phase (phase-angle control).

## V.2. Gradateur monophasé commandé en retard de phase -Charge résistive-

D'après la figure (V.2), la puissance débitée par la source est contrôlée par  $Th_1$  en agissant sur l'angle d'amorçage,  $\psi$  durant la première demi-période. Durant la deuxième demi-période, l'angle d'amorçage de  $Th_2$  fait commander la puissance débitée vers la charge.  $\psi$  varie de 0 jusqu'à  $\pi$ .

- Les ondes du courant et de la tension de charge sont tracées comme montrées dans la figure.

V.2

### a. Montage

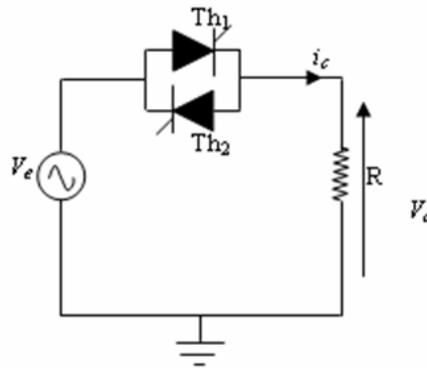


Figure (V.2) : Gradateur bidirectionnel monophasé -Charge résistive-

avec:

$$V_e = V_{\max} \sin \theta = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \theta, \quad \theta = \omega t$$

### b. Analyse du fonctionnement

- ✓ pour  $0 < \omega t < \psi$  Tous les thyristors sont bloqués

$$V_{th_1} = -V_{th_2} = V_e = V_{\max} \sin \omega t$$

$$V_c = 0, I_c = I_{th_1} = I_{th_2} = 0$$

- ✓ pour  $\psi < \omega t < \pi$  Le thyristor  $Th_1$  conduit  $V_{Th1} = 0$  et  $Th_2$  bloqué

$$V_c = V_e = V_{\max} \sin \theta, \quad I_c = I_{th_1}, \quad I_{th_2} = 0$$

$$I_c = \frac{V_{\max}}{R} \sin \omega t$$

- ✓ pour  $\pi < \omega t < \pi + \psi$  Tous les thyristors sont bloqués

$$V_{th_1} = -V_{th_2} = V_e = V_{\max} \sin \omega t$$

$$V_c = 0, I_c = I_{th_1} = I_{th_2} = 0$$

- ✓ pour  $\pi + \psi < \omega t < 2\pi$  Le thyristor  $Th_2$  conduit  $V_{th_2} = 0$  et  $Th_1$  bloqué

$$V_c = V_e = V_{\max} \sin \theta, \quad I_c = I_{th_2}, \quad I_{th_1} = 0$$

$$I_c = \frac{V_{\max}}{R} \sin \omega t$$

### c. Tension et courants efficaces

- Pour une charge purement résistive,  $V_{ceff}$  s'écrit comme:

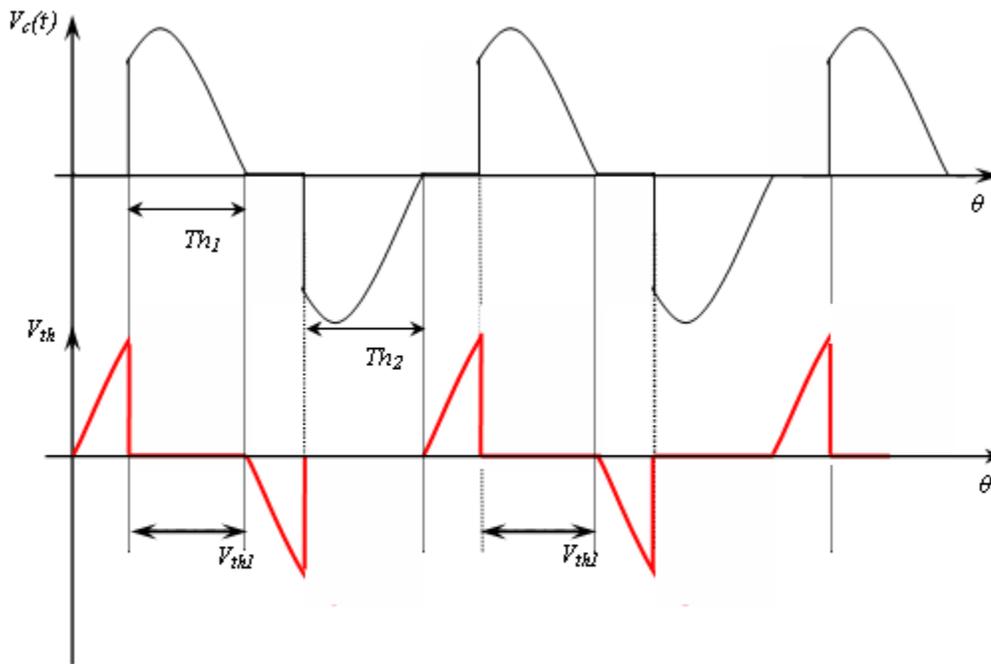
$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\psi}^{\pi} 2V_{eff}^2 \sin^2 \theta d\theta} \quad (V.01)$$

$$V_{ceff} = V_{eff} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \psi + \frac{\sin 2\psi}{2} \right)} \quad (V.02)$$

- Le courant efficace  $I_{ceff}$  s'écrit comme:

$$I_{ceff} = \frac{V_{eff}}{R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \psi + \frac{\sin 2\psi}{2} \right)} \quad (V.03)$$

### d. Formes d'ondes

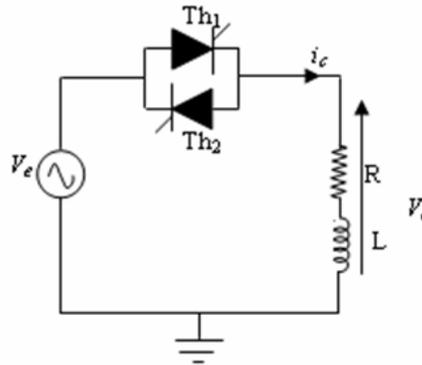


**Figure (V.3):** Formes d'ondes des grandeurs électriques d'un gradateur monophasé  
-Charge résistive-

### V.3. Gradateur monophasé commandé en retard de phase -Charge inductive-

En pratique la plupart des charges sont des charges inductives par exemple le cas des moteurs AC. Il est évident que l'inductance retarde la variation du courant. Donc  $i_c(\pi) \neq 0$ . Alors l'argument  $\varphi$  du récepteur réduit la variation de  $\psi$  qui assure le passage de  $i_c$  de son maximum à zéro.

#### a. Montage



avec:

Figure (V.4) : Gradateur bidirectionnel monophasé -Charge inductive-

$$V_e = V_{\max} \sin \theta = \sqrt{2} V_{\text{eff}} \sin \theta, \quad \theta = \omega t$$

#### b. Analyse du fonctionnement

✓ A l'instant  $\omega t = \psi$ , le thyristor Th<sub>1</sub> est amorcé, le courant vérifie l'équation différentielle:

$$L \frac{di_L}{dt} + Ri_L = V_{\max} \sin(\omega t) \quad (\text{V.04})$$

Le courant  $i_c(t)$  a pour expression générale:

$$i_c(t) = \frac{V_m}{Z} \left[ \sin(\omega t - \varphi) - \sin(\psi - \varphi) \exp\left(-\frac{R}{L} \left(t - \frac{\psi}{\omega}\right)\right) \right] \quad (\text{V.05})$$

Où  $Z = \sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}$  et  $\text{tg}(\theta) = \frac{L\omega}{R}$

- Th<sub>1</sub> reste conducteur entre l'intervalle  $[\psi, \theta_1]$  avec  $\alpha$  l'angle d'amorçage de Th<sub>1</sub> et  $\theta_1$  l'instant d'annulation du courant  $i(\theta)$ , il se bloque avant l'amorçage de Th<sub>2</sub> à  $\theta = \alpha + \pi$

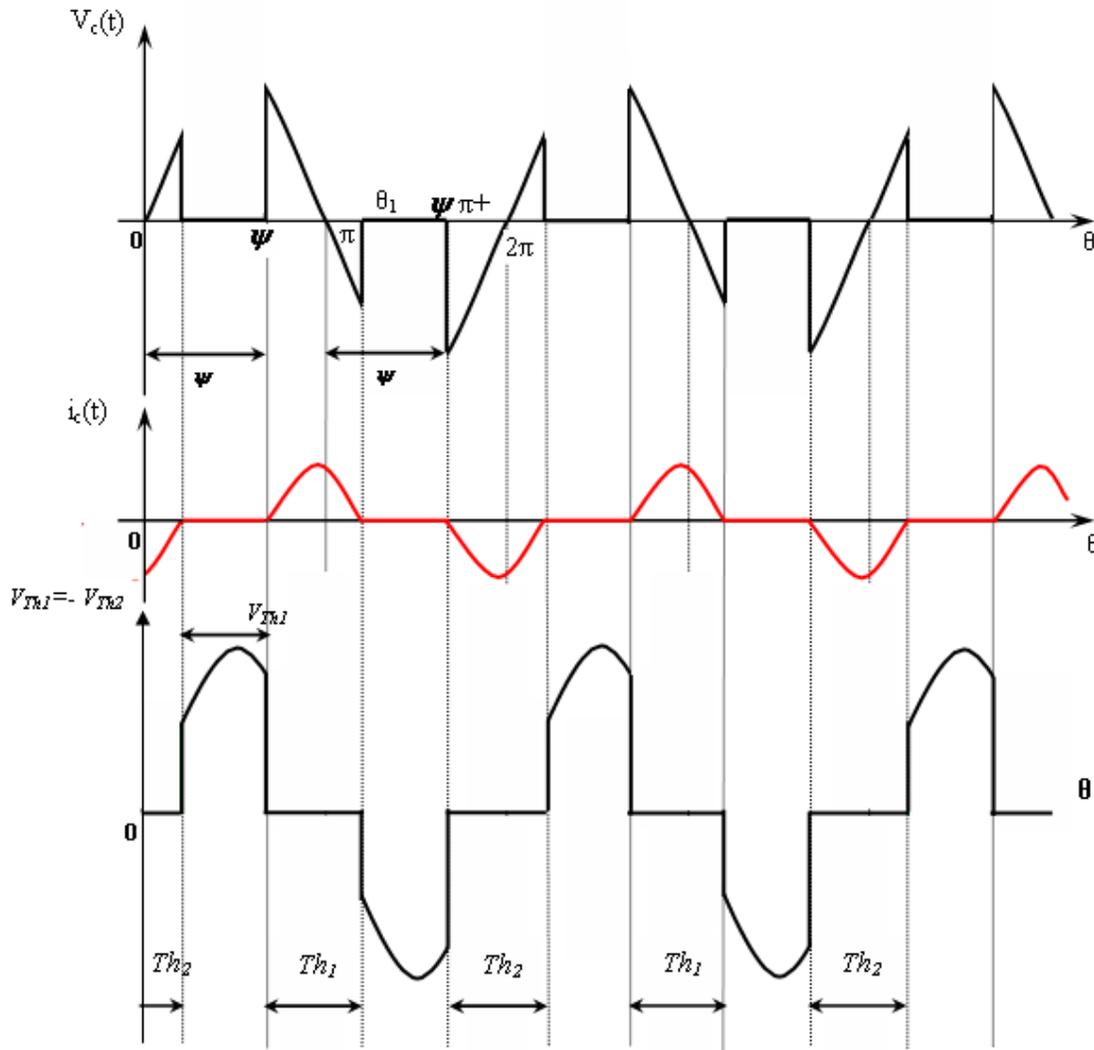
✓ Pour  $\theta \in [\theta_1, \pi + \psi]$  : aucun thyristor n'est, passant  $i(\theta) = 0$ ,  $u_c(\theta) = 0$  et

$$V_{\text{Th1}}(\theta) = -V_{\text{Th2}}(\theta) = V(\theta).$$

✓ Pour  $\theta \in [\pi + \psi, 2\pi]$  : à  $\theta = \psi + \pi$  Th<sub>2</sub> devient passant donc  $V_{\text{Th1}}(\theta) = V_{\text{Th2}}(\theta) = 0$

- Ainsi, L'analyse du courant  $I_c$ , permet d'avoir trois cas possibles suivant le signe de  $\theta_0 - \psi$  :

**c. Formes d'ondes**



**Figure (V.5):** Formes d'ondes des grandeurs électriques d'un gradateur monophasé  
-Charge inductive-

#### V.4. Gradateurs triphasés

En se basant sur la Figure V.6, le gradateur est formé de trois groupes de deux thyristors, (Th<sub>1</sub>,Th<sub>4</sub>), (Th<sub>3</sub>,Th<sub>6</sub>) et (Th<sub>5</sub>,Th<sub>2</sub>). Pour une charge R,

- Si on désigne par

$$\begin{cases} V_1 = V_m \sin(\omega t) \\ V_2 = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{V.06})$$

- le thyristor T<sub>1</sub> est déclenché à  $\omega t = \psi$ , T<sub>3</sub> est déclenché à  $\omega t = \psi + \frac{2\pi}{3}$  et Th<sub>5</sub> est déclenché à  $\omega t = \psi + \frac{4\pi}{3}$ .

Les courants de retour sont par les thyristors Th<sub>2</sub>, Th<sub>4</sub> et Th<sub>6</sub>. Dans ce cas.

##### a. Montage

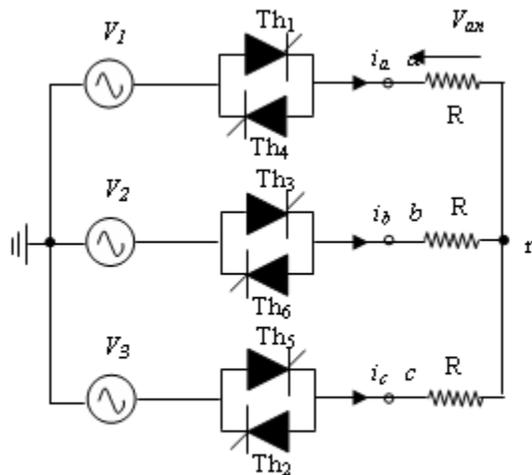


Figure (V.6): Gradateur bidirectionnel triphasé

##### b. Analyse de fonctionnement

On a trois sortes de conduction:

##### 1. Marche de 3 ou 2 composants ( $0 \leq \psi \leq \frac{\pi}{3}$ )

✓ Pour  $\psi = \frac{\pi}{6}$ , les séquences de conduction sont :

- Si  $\omega t = \psi$ , Th<sub>1</sub>, Th<sub>5</sub> et Th<sub>6</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_1$  (cas de 3 composants passants)

Après, Th<sub>5</sub> se bloque car  $V_3 < 0 \Rightarrow V_{an} = V_{12}/2$

- Si  $\omega t = \psi + \frac{\pi}{3}$ , Th<sub>1</sub>, Th<sub>2</sub> et Th<sub>6</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_1$  (cas de 3 composants).

Ensuite, Th<sub>6</sub> se bloque car  $V_2 > 0 \Rightarrow V_{an} = V_{13}/2$

- Si  $\omega t = \psi + \frac{2\pi}{3}$ , Th<sub>1</sub>, Th<sub>2</sub> et Th<sub>3</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_1$  (cas de 3 composants).

Après, Th<sub>1</sub> se bloque car  $V_1 < 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion)

- Si  $\omega t = \psi + \pi$ , Th<sub>2</sub>, Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_1$  (cas de 3 composants).

Après, Th<sub>2</sub> se bloque car  $V_3 > 0 \Rightarrow V_{an} = V_{12}/2$  (cas de 2 composants).

- Si  $\omega t = \psi + \frac{7\pi}{6}$ , Th<sub>5</sub>, Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_1$  (cas de 3 composants).

Après, Th<sub>3</sub> se bloque car  $V_2 < 0 \Rightarrow V_{an} = V_{13}/2$  (cas de 2 composants).

- Si  $\omega t = \psi + \frac{4\pi}{3}$ , Th<sub>5</sub>, Th<sub>6</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_1$  (cas de 3 composants).

Après, Th<sub>4</sub> se bloque car  $V_1 > 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion)

- L'expression de la tension efficace  $V_{aneff}$  vaut

$$V_{aneff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{an}^2 dt} \quad (V.07)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \left( \int_{\alpha}^{\pi/3} V_1^2 d\theta + \int_{\pi/3}^{\alpha+\pi/3} \frac{V_{12}^2}{4} d\theta + \int_{\alpha+\pi/3}^{2\pi/3} V_1^2 d\theta + \int_{2\pi/3}^{\alpha+2\pi/3} \frac{V_{13}^2}{4} d\theta + \int_{\alpha+2\pi/3}^{\pi} V_1^2 d\theta \right)}$$

$$V_{aneff} = \sqrt{6} V_{eff} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right)} \quad (V.08)$$

$$V_{aneff} = \begin{cases} V_{eff} & \text{si } \alpha = 0 \\ 0.84 V_{eff} & \text{si } \psi = \pi/3 \end{cases} \quad (V.09)$$

## 2. Marche de 2 semi-conducteurs ( $\frac{\pi}{3} \leq \psi \leq \frac{\pi}{2}$ )

✓ Pour  $\psi = \pi/3$ , les séquences de conduction sont :

- Si  $\omega t = \psi$ , Th<sub>1</sub> et Th<sub>6</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{12}/2$  (cas de 2 composants)

- Si  $\omega t = \psi + \frac{\pi}{3}$ ,  $\omega t = \psi$ , Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{13}/2$  (cas de 2 composants).

Ensuite, Th<sub>1</sub> se bloque car  $V_1 < 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion)

- Si  $\omega t = \psi + \frac{2\pi}{3}$ , Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{12}/2$  (cas de 2 composants).

- Si  $\omega t = \psi + \pi$ , Th<sub>5</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{13}/2$  (cas de 2 composants).

Après, Th<sub>4</sub> se bloque car  $V_i > 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion).

- Si  $\omega t = \psi + \frac{7\pi}{6}$ , Th<sub>5</sub> et Th<sub>6</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion).

- L'expression de la tension efficace  $V_{aneff}$  vaut

$$\begin{aligned} V_{aneff} &= \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{an}^2 dt} \\ &= \sqrt{\frac{2}{2\pi} \left( \int_{\psi}^{\psi+\pi/3} \frac{V_{12}^2}{4} d\theta + \int_{\psi+\pi/3}^{\psi+2\pi/3} \frac{V_{13}^2}{4} d\theta \right)} \end{aligned} \quad (V.10)$$

$$V_{aneff} = \sqrt{3} V_{eff} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{\pi}{12} - \frac{3 \sin 2\psi}{10} + \sqrt{3} \frac{\cos 2\psi}{16} \right)} \quad (V.11)$$

$$V_{aneff} = \begin{cases} 0.84 V_{eff} & \text{si } \psi = \pi/3 \\ 0.54 V_{eff} & \text{si } \psi = \pi/2 \end{cases} \quad (V.12)$$

### 3. Marche de 2 ou 0 semi-conducteurs ( $\frac{\pi}{2} \leq \psi \leq \frac{5\pi}{6}$ )

✓ Pour  $\psi = \frac{2\pi}{3}$ , les séquences de conduction sont :

- Si  $\omega t = \psi$ , Th<sub>1</sub> et Th<sub>6</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{12}/2$  (cas de 2 composants)

Après, Th<sub>1</sub> et Th<sub>6</sub> se bloquent car  $V_{12} < 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion).

- Si  $\omega t = \psi + \frac{\pi}{3}$ , Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{13}/2$  (cas de 2 composants).

Après, Th<sub>1</sub> et Th<sub>2</sub> se bloquent car  $V_{13} < 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion).

- Si  $\omega t = \psi + \frac{2\pi}{3}$ , Th<sub>2</sub> et Th<sub>3</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion)

- Si  $\omega t = \psi + \pi$ , Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{12}/2$  (cas de 2 composants).

Après, Th<sub>3</sub> et Th<sub>4</sub> se bloquent car  $V_{12} > 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion).

- Si  $\omega t = \psi + 7\pi/6$ , Th<sub>5</sub> et Th<sub>4</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an} = V_{13}/2$  (cas de 2 composants).

Après, Th<sub>5</sub> et Th<sub>4</sub> se bloquent car  $V_{13} > 0 \Rightarrow V_{an} = 0$  (déconnexion).

- Si  $\omega t = \psi + 7\pi/3$ , Th<sub>5</sub> et Th<sub>6</sub> conduisent  $\Rightarrow V_{an}=0$  (déconnexion).

- L'expression de la tension efficace  $V_{aneff}$  vaut

$$V_{aneff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{an}^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \left( \int_{\psi}^{5\pi/6} \frac{V_{12}^2}{4} d\theta + \int_{\psi+\pi/3}^{7\pi/6} \frac{V_{13}^2}{4} d\theta \right)} \quad (\text{V.13})$$

$$V_{aneff} = \sqrt{6} V_{eff} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \frac{5\pi}{24} - \frac{\psi}{4} + \frac{\sin 2\psi}{16} + \sqrt{3} \frac{\cos 2\psi}{16} \right)} \quad (\text{V.14})$$

$$V_{aneff} = \begin{cases} 0.54 V_{eff} & \text{si } \psi = \pi/3 \\ 0 & \text{si } \psi = 5\pi/6 \end{cases} \quad (\text{V.15})$$