

Faculté : Sciences de L'Ingéniorat

Département : Électrotechnique

MÉMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de : LICENCE

Intitulé

Étude par simulation des montages redresseurs monophasés

Domaine : Sciences et Technologie

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Electrotechnique

Présenté par : Bouhafs Abd RAHIM

Adoui Sohaib

Encadreur :

Merabet Leila

UBMA

MCA

Examineur :

UBMA

Année : 2021

Remerciements et Dédicace

Au nom du DIEU, le grand merci revient de nous avoir aidés à établir ce mémoire de dissertation scientifique.

-Nos remerciements à nos parents qui nous ont aidé moralement, financièrement, et qui étaient toujours patients et compréhensifs envers nous,

-Nous remercions vivement notre encadreur Mme. **Merabet Leila** à qui nous exprimons notre gratitude et reconnaissance pour son aide, ses conseils judicieux et sa disponibilité tout au long de l'élaboration de ce mémoire.

-Nous remercions également notre chef de département ainsi que tous les enseignants.

-Notre grand respect à notre examinateur et au membre de jury qui nous feront l'honneur d'apprécier notre travail.

Résumé

Ce travail est une validation par simulation via Matlab simulink des montages redresseurs monophasés débitant sur charge passive et actives avec prise en compte de quelques phénomènes surgissant leur fonctionnement comme l'empiètement et l'effet de la diode de roue libre. L'analyse spectrale des courants de ligne rejetés par ces convertisseurs montrent la présence d'harmoniques ce qui provoque une dégradation du facteur de puissance du réseau. Une solution de filtrage est indispensable dans ce cas.

summary

This work is a validation by simulation via Matlab simulink of single-phase rectifier assemblies discharging on passive and active load, taking into account some phenomena arising from their operation such as encroachment and the effect of the freewheeling diode. The spectral analysis of the line currents rejected by these converters show the presence of harmonics, which causes a degradation of the power factor of the network. A filtering solution is essential in this case.

ملخص

لتجميعات المقوم أحادي الطور التي يتم تفريغها Matlab simulink هذا العمل هو التحقق من الصحة عن طريق المحاكاة عبر على الحمل السلبي والنشط ، مع مراعاة بعض الظواهر الناشئة عن تشغيلها مثل التعدي وتأثير الصمام الثنائي الحر. يُظهر التحليل الطيفي للتيارات الخطية المرفوضة من قبل هذه المحولات وجود التوافقيات التي تسبب تدهور عامل القدرة للشبكة. حل الترشيح ضروري في هذه الحالة.

Contents

CHAPITRE 1 :	11
RAPPELS SUR LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE	11
I.1 Introduction	12
I-2 Les semi-conducteurs de puissance	13
I.3 RAPPELS SUR LES GRANDEURS PÉRIODIQUES NON-SINUSOÏDALES	20
CHAPITRE 2	25
LES MONTAGES REDRESSEURS MONOPHASES	25
II.1 Généralités	26
II.2 Commutation des redresseurs	26
II.3 Hypothèses simplificatrices pour l'étude	26
II.4 Indice de commutation q du montage	27
II.5 Indice de pulsation p de la tension redressée	27
II.6 Nomenclature des montages redresseurs usuels : on trouve ;	27
II-7 Redressement monophasés :	27
II-7-1 Redressement simple alternance non commandé (charge résistive)	28
II-7-2 Redressement simple alternance commandé (charge résistive)	29
II-7-3- Redressement simple alternance commandé (charge inductive)	31
II-7-4- Redressement simple alternance non commandé sur charge inductive avec diode de roue libre	33
II-7-5- Montage redresseur biphasé à point milieu non commandé	35
II-8- Les montages redresseurs monophasé en pont	38
II-8-1- Redresseur en pont à diodes débitant sur charge résistive	40
II-8-2 Pont tous thyristors (débit sur charge fortement inductive)	41
II-8-3- Pont mixte symétrique	45
CHAPITRE 3 :	47
SIMULATION DES MONTAGES REDRESSEURS MONOPHASES	47
3.1 Introduction :	48
Tableau 3.1 paramètres de simulation	48
3.2 Simulation des montages redresseurs monophasés simple alternance non commandés	48
3.3 Simulation des montages redresseurs monophasés simple alternance commandés :	52
3.4 Simulation des montages redresseurs monophasés double alternance à diodes	55
3.5 Simulation des montages redresseurs monophasés double alternance commandé	56
3.6 Simulation des montages redresseurs monophasés double alternance semi commandé	57

3.7 Effet de l'inductance de source et empiètement.....	59
3.9 Conclusion	60
Conclusion générale :	62
<i>BIBLIOGRAPHIE</i>	63

Liste des figures :

Chapitre 01 :

Figure I.1 Types de convertisseurs d'électronique de puissance.

Figure I.2 : symbole et caractéristique idéale d'une diode.

Figure I.3 : symbole d'un thyristor.

Figure I.4 : Caractéristiques d'un thyristor.

Figure I.5 : Circuit de protection d'un thyristor.

Figure I.6 : Caractéristiques d'un GTO.

Figure I.7 : symbole et caractéristique d'un Transistor bipolaire.

Figure I.8 : symbole et caractéristique d'un Transistor MOS-FET.

Figure I.9 : symbole et caractéristique d'un IGBT.

Figure I.10 : emplacement de l'IGBT par rapport aux autres composants.

Figure I.11 : signal périodique.

Figure I.12 : signal périodique pair.

Figure I.13 : signal périodique impair.

Figure I.14 : signal périodique avec une symétrie de glissement.

Figure I.15 Exemple d'un courant décomposé en composante fondamentale et harmoniques.

Figure I.16 dipôle alimenté par une tension alternative.

Chapitre 02 :

Figure II.1 phénomène de commutation.

Figure II.2 : Montage simple alternance non commandé alimentant une charge résistive

Figure II.3 : Forme d'ondes pour un redresseur monophasé simple alternance non commandé

Figure II.4 : Montage redresseur monophasé simple alternance commandé (Débit sur charge résistive)

Figure II.5 : Forme d'ondes pour un montage simple alternance commandé (débit sur charge résistive)

Figure II.6 : Montage redresseur monophasé simple alternance commandé alimentant une charge inductive

Figure II.7 Méthode des abaques pour la détermination de l'angle d'extinction β

a-Montage redresseur monophasé simple alternance non commandé

b-Montage redresseur monophasé simple alternance commandé

Figure II.8 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur monophasé commandé (débit sur charge RL)

Figure II.9 : Montage simple alternance charge inductive avec DRL (débit sur charge inductive)

Figure II.10 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur non commandé avec DRL (débit sur charge RL)

Figure II.11 : Schéma d'un redresseur biphasé simple alternance non commandé.

Figure II.12 : Forme d'ondes des différentes grandeurs pour un redresseur à point milieu non commandé

Figure II.13 : Montages redresseurs monophasés en pont

Figure II.14: Schéma d'un pont monophasé tous diodes

Figure II.15 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un pont tous diode charge R.

Figure II.16 : Schéma globale d'un pont monophasé tous thyristors

Figure II.17 Caractéristique de réglage

Figure II.19 : Forme d'ondes des différentes grandeurs pour un pont tous thyristors
(débit sur charge fortement inductive)

Figure II.20.b Formes d'ondes des différentes grandeurs pour un redresseur monophasé en pont commandé (débit sur une charge RL finie)

Figure II.21 : Schéma globale d'un redresseur en pont mixte monophasé (débit sur charge RL)

Figure II.22 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur en pont mixte (débit sur charge RL)

Chapitre 03 :

Figure 3.1 schéma de simulation du redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge R

Figure 3.2 formes d'ondes du redresseur monophasé non commandé simple alternance

Figure 3.3 schéma de simulation du redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge RL

Figure 3.4 *formes d'ondes du redresseur monophasé non commandé simple alternance*

Figure 3.5 schéma de simulation du redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL

Figure 3.6 formes d'ondes pour un redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL

Figure 3.7 schéma de simulation du redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge R

Figure 3.8 Formes d'ondes pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge R, $\alpha=90^\circ$

Figure 3.8 schéma de simulation pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL

Figure 3.9 formes d'ondes de la tension de charge pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL

Figure 3.10 schéma de simulation pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL

Figure 3.11 *formes d'ondes pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL*

Figure 3.12 *schéma de simulation pour un redresseur monophasé non commandé double alternance, débit sur charge RL.*

Figure 3.13 *formes d'ondes pour un redresseur monophasé non commandé double alternance, débit sur charge RL*

Figure 3.14 *schéma de simulation pour un redresseur monophasé commandé double alternance, débit sur charge RL.*

Figure 3.15 *formes d'ondes pour un redresseur monophasé commandé double alternance, débit sur charge RL*

Figure 3.16 schéma de simulation pour un redresseur monophasé semi commandé, débit sur charge RL.

Figure 3.17 formes d'ondes pour un redresseur monophasé semi commandé, débit sur charge RL

Figure 3.18 schéma de simulation du phénomène d'empiètement

Figure 3.19 forme d'onde de la tension de charge lors de l'empiètement

Figure 3.20 Spectre du courant de source (cas de montage redresseur monophasé non commandé double alternance)

Liste des tableaux

Tableau 3.1 paramètres de simulation

Introduction générale

Les montages redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion d'énergie électrique de la forme alternative à la forme continue, alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leurs sorties. On utilise un redresseur chaque fois que l'on a besoin du continu alors que l'énergie électrique est disponible en alternatif, comme c'est sous cette seconde forme que l'énergie électrique est presque toujours générée et distribuée.

Les montages redresseurs diffèrent les uns des autres selon la nature de la source : monophasé ou triphasé, selon la nature de la charge :(active, passive) monophasé ou triphasé, et selon les composants utilisés (thyristors, diode, IGBT, Mosfet,...).

Les montages redresseurs sont de trois types, non contrôlés, mixtes ou entièrement contrôlés. Les redresseurs à diodes, ou redresseurs non contrôlés, ne permettent pas de faire varier le rapport entre la ou les tensions alternatives d'entrée et la tension continue de sortie, de plus, ils sont irréversibles, c'est-à-dire que la puissance ne peut transiter que du côté alternatif vers le côté continu. Les redresseurs à thyristors, ou redresseurs contrôlés, permettent, pour une tension alternative d'entrée fixée, de faire varier la tension continue de sortie. Ils sont de plus réversibles ; lorsqu'ils assurent le transfert de puissance du côté continu vers le côté alternatif, on dit qu'ils fonctionnent en onduleurs non autonomes ou assistés par le réseau.

Ce travail est destiné à l'étude par simulation des montages redresseurs monophasés simples et doubles alternance commandés et non commandés. Le manuscrit est réparti en trois chapitres. Le premier chapitre est consacré à la présentation des différents semi-conducteurs, leur principe de fonctionnement et leurs caractéristiques. Dans le deuxième chapitre on a détaillé les différents montages possible en monophasés ; non commandé, commandé et mixte. Le chapitre 3 est destiné à la validation par simulation via le logiciel Matlab Simulink des montages redresseurs monophasés.

CHAPITRE 1 :
RAPPELS SUR LES SEMI-CONDUCTEURS DE PUISSANCE

I.1 Introduction

Du point de vue de l'utilisateur, l'énergie est souvent utilisée en continu ou à des fréquences différentes de celle du réseau. Les convertisseurs statiques sont les dispositifs à composants électroniques capables de modifier la tension et/ou la fréquence de l'onde électrique.

On distingue quatre types de convertisseurs dont les schémas de principe sont donnés sur la figure I.1:

- Convertisseur alternatif-continu : redresseur ;
- Convertisseur alternatif-alternatif : c'est un gradateur lorsque seule la valeur efficace de la tension alternative est modifiée, sinon c'est un cycloconvertisseur.
- Convertisseur continu-continu : hacheur ;
- Convertisseur continu-alternatif : onduleur ;

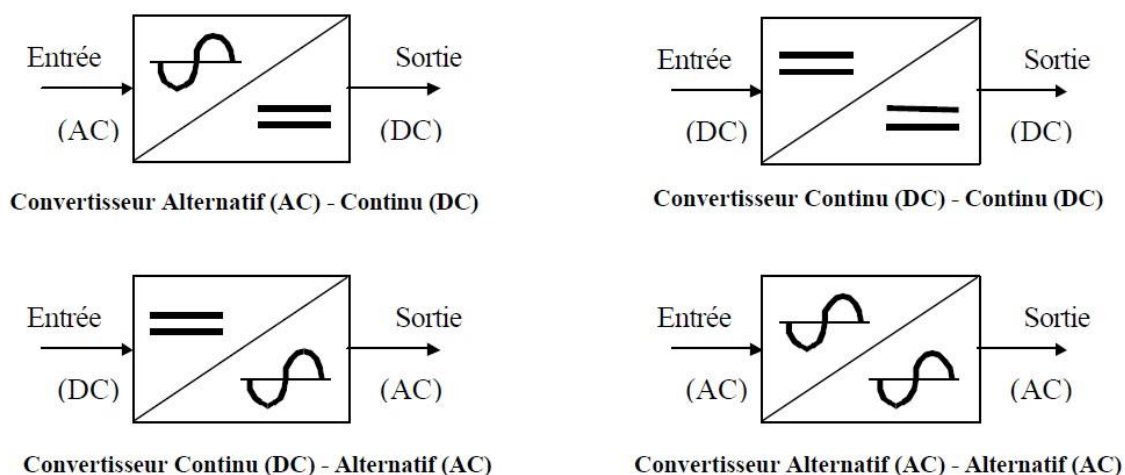


Figure I.1 Types de convertisseurs d'électronique de puissance

Dans tous les domaines industriels, de l'électroménager à la traction électrique, on rencontre des applications de l'électronique de puissance [1] ; c'est notamment le cas dans les réalisations de :

- Variateurs de vitesse pour les moteurs à courant continu
- Variateurs de vitesse pour les moteurs à courant alternatif
- Alimentations sans coupure

I-2 Les semi-conducteurs de puissance

a- Diodes

La diode est le semi-conducteur élémentaire constitué par une seule jonction (PN).

C'est un Interrupteur à 2 électrodes : Anode (A), Cathode (K)

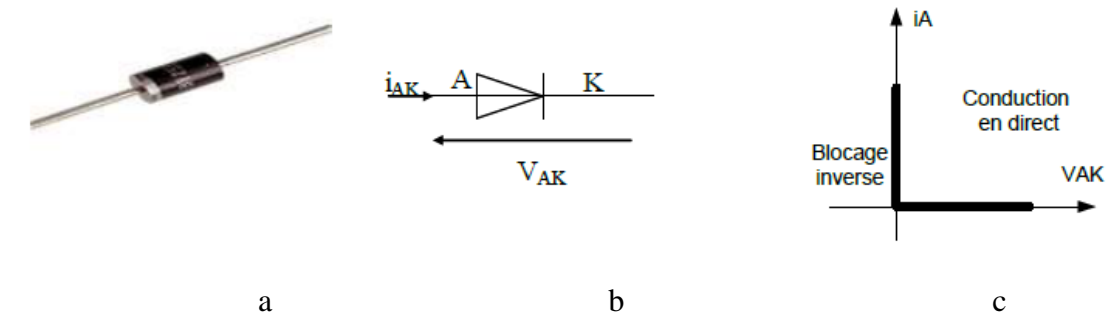


Figure 1.2 : symbole et caractéristique idéale d'une diode

En première approximation, lors d'une étude simplifiée des circuits, on suppose les interrupteurs parfaits :

- chute de tension directe nulle,
- courant de fuite nul,
- durée des commutations nulle.

Les branches des caractéristiques statiques deviennent des segments de droites confondus avec les axes (figure 1.2-c).

b- Thyristors

Le thyristor est un semi- conducteur à trois jonctions. Outre l'anode et la cathode, il est muni d'une électrode de commande (gâchette).

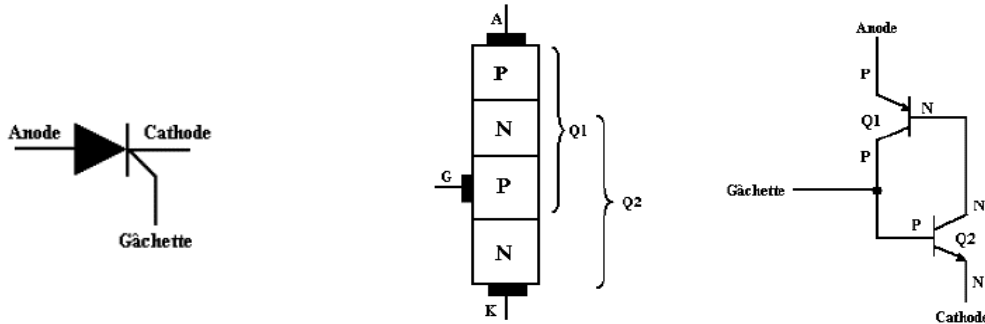
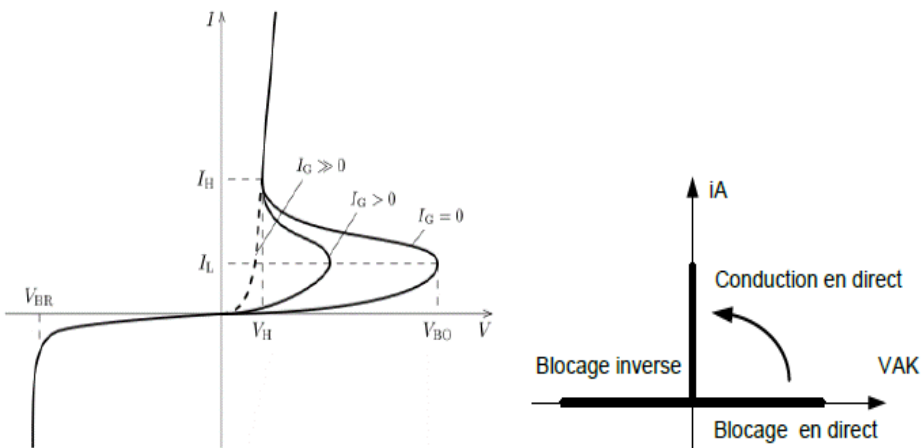


Figure I.3 : symbole d'un thyristor



- **Caractéristiques statiques**

- Amorçage : $V_{AK} > 0$ ET $I_G > 0$ (amorçage commandé)
- Blocage : $I_A < I_H$ OU $V_{AK} \ll 0$ (blocage spontané)



Caractéristiques statiques

Caractéristique idéale, $i=f(v)$

Figure I.4 : Caractéristiques d'un thyristor [2]

En l'absence du courant de gâchette ($i_G = 0$), la caractéristique est celle de la figure ci-dessous.

Dans le sens direct, le thyristor est pratiquement non-conducteur tant que la tension appliquée est inférieure à V_{BO} (tension de retournement). Si la tension appliquée dépasse V_{BO} , il y a amorçage du thyristor par effet d'avalanche. Le thyristor ne peut revenir à l'état bloqué que par diminution du courant i au-dessous de la valeur du courant I_H (courant de maintien). Dans le sens inverse, le thyristor est bloqué tant que la tension inverse ne dépasse pas V_{BR}

- **Exemple de circuit d'aide à la commutation [1]**

Le Circuit d'Aide à La Commutation (CALC) permet de protéger le thyristor contre :

□□ Les variations importantes de la tension (dv/dt) par un circuit RC [3].

□□ Les variations importantes du courant (di/dt) par une inductance L.

- Th : thyristor à protéger.
- L : inductance pour protéger contre les (di/dt).
- C : condensateur pour protéger contre les (dv/dt).
- R : protège le thyristor pendant la décharge de C.
- D : permet la charge rapide du condensateur.

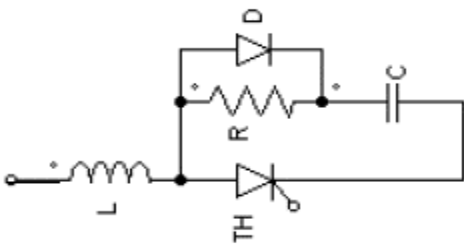


Figure I.5 : Circuit de protection d'un thyristor

c- GTO

Le thyristor GTO (gate turn-off), est un semi-conducteur dont la fermeture et l'ouverture peuvent être commandées par la gâchette. Son symbole représentatif (figure I.6) présente un tiret perpendiculaire à la connexion de gâchette qui signifie que le courant injecté dans le circuit gâchette-

cathode peut être positif ou négatif. L'amorçage commandé du GTO (passage de OB à OA) est similaire à celui du thyristor classique. Toutefois, après amorçage, il est nécessaire de maintenir le courant de gâchette à une valeur légèrement positive pour assurer une bonne répartition du courant au sein du composant. Le blocage spontané par passage de la branche OA à la branche OD s'opère comme pour le thyristor classique si ce n'est qu'à partir du passage par le point O, il faut annuler le courant de gâchette, sinon on aurait un net accroissement du courant de fuite [4].

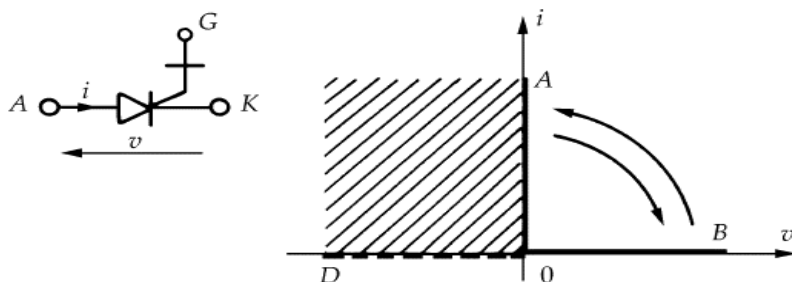


Figure 1.6 : Caractéristiques d'un GTO



d- Transistor bipolaire

Les transistors de puissance sont des transistors spécialement adaptés au fonctionnement par tout ou rien. Les transistors les plus utilisés sont d'ordinaire du type NPN, ils sont plus rapides et ont une meilleure tenue en tension que le PNP [5]. La commande du courant de charge (courant collecteur) s'obtient par le courant de base.

section de passage de courant i du drain vers la source courant [6].



Interrupteur à 3 électrodes Grille commandé)

(G), Drain (D), Source (S)

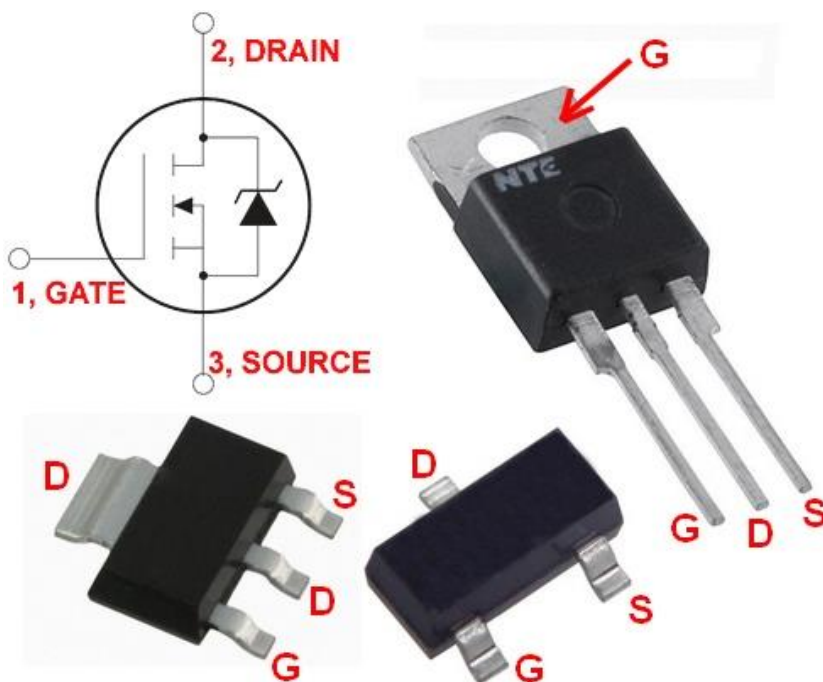
Symbole

• Amorçage : $V_{DS} > 0$ ET $V_{GS} > 0$ (amorçage

• Blocage : $V_{GS} \leq 0$ (blocage commandé)

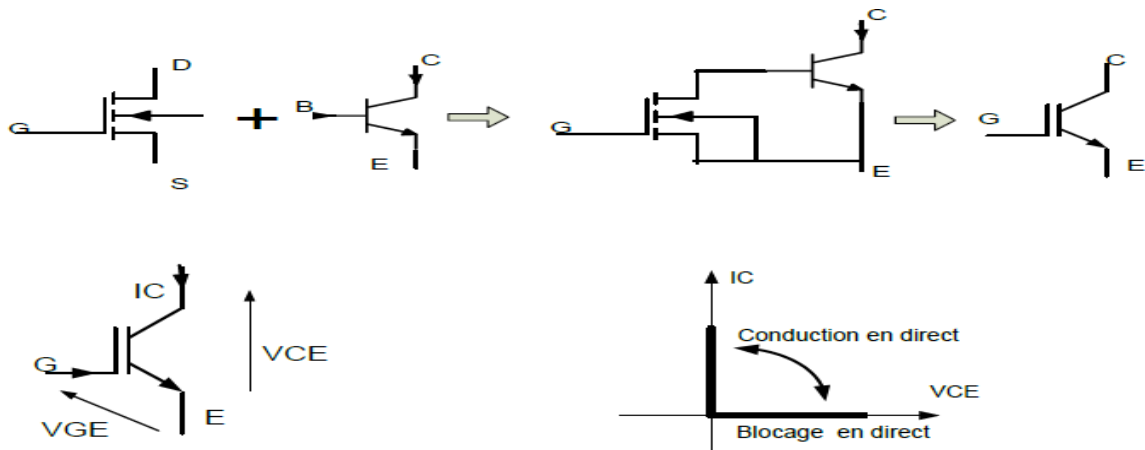
Caractéristique $i=f(v)$

Figure I.8 : symbole et caractéristique d'un Transistor MOS-FET



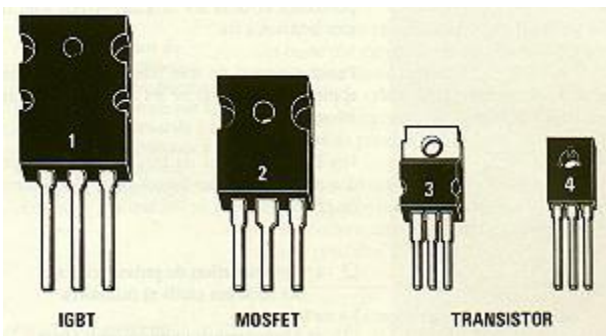
f- Transistors à grille isolée IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

Un transistor IGBT est (le mariage) l'association d'un transistor bipolaire et un transistor à effet de champ comme le montrent les figures suivantes :



- Amorçage : $V_{CE} > 0$ ET $V_{GE} > 0$ (amorçage commandé)
- Blocage : $V_{GE} = 0$ (blocage commandé)

Figure I.9 : symbole et caractéristique d'un IGBT



La figure ci-dessous situe L'IGBT par rapport à ses concurrents en termes de tension et fréquence de commutation

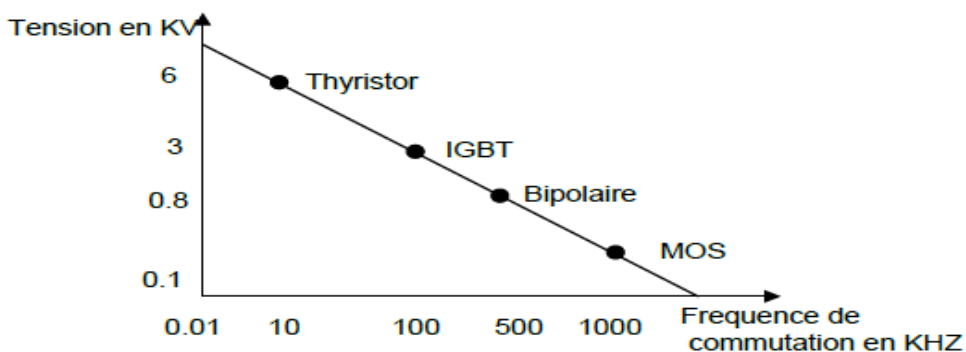


Figure I.10 : emplacement de l'IGBT par rapport aux autres composants [6]

I.3 RAPPELS SUR LES GRANDEURS PÉRIODIQUES NON-SINUSOÏDALES

a- La série de Fourier d'une fonction périodique

Une fonction $f(t)$ est dite périodique, si elle se répète dans un intervalle du temps régulier T appelé période.

$$f(t) = f(t + nT) \quad \text{avec ; } n \text{ nombre entier positif}$$

Elle est caractérisée par sa fréquence (f) ou sa pulsation (ω), par ses valeurs maximales (V_m), moyenne (V_{moy}) et efficace (V_{eff}).

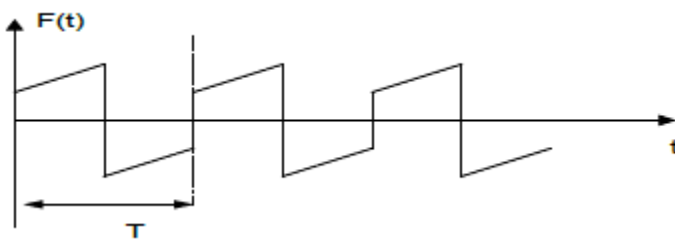


Figure I.11 : signal périodique

En électricité, on sait bien étudier le régime continu et le régime alternatif sinusoïdal.

Or une fonction périodique est égale à sa valeur moyenne plus une somme de fonctions alternatives sinusoïdales. Cette somme est appelée 'série de Fourier' de la fonction.

Toute fonction $f(t)$ périodique de période T ($f = \frac{1}{T}$) peut se mettre sous la forme [1], [2] :

$$f(t) = A_0 + [(A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t)) + (A_2 \cos(\omega t) + B_2 \sin(\omega t)) + \dots + (A_n \cos(\omega t) + B_n \sin(\omega t))] \quad \text{I.35}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\ A_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \\ B_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases}$$

I.1

A_0 représente la valeur moyenne de la fonction $f(t)$

- Si $f(t)$ est une fonction paire (symétrie par rapport à l'axe des ordonnées) : $f(-t) = f(t)$

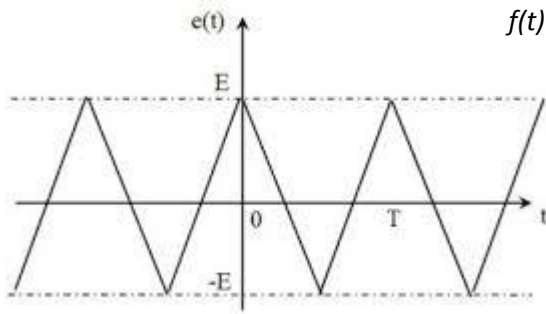


Figure I.12 : signal périodique pair

$$\Rightarrow \begin{cases} B_n = 0 \\ A_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \cos(n\omega t) dt \end{cases} \quad \text{I.2}$$

- Si $f(t)$ est une fonction impaire (symétrie par rapport à origine): $f(-t) = -f(t)$

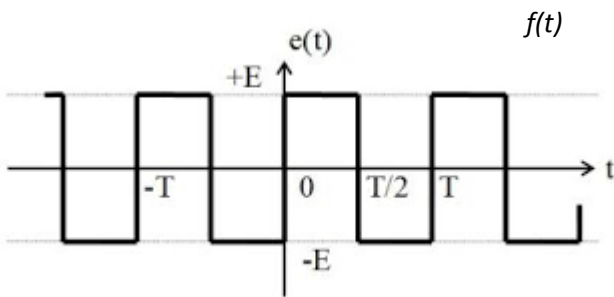


Figure I.13 : signal périodique impair

$$\Rightarrow \begin{cases} A_n = 0 \\ B_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad \text{I.3}$$

- Si $f(t)$ présente une symétrie de glissement

$$f\left(t + \frac{T}{2}\right) = -f(t)$$

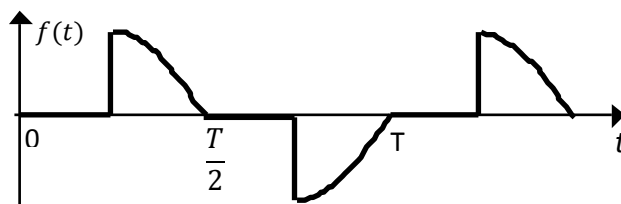


Figure I.14 : signal périodique avec une symétrie de glissement

⇒ Tous les termes de la série de Fourier de rang paire sont nuls (n pair n'existe pas) :

- $A_2 = A_4 = A_6 = \dots = 0$ I.4

- $B_2 = B_4 = B_6 = \dots = 0$ I.5

Remarque :

$$A_n \cos(n\omega t) + B_n \sin(n\omega t) = \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \cos(n\omega t - \varphi_n) = f_{nmax} \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

Avec : $\varphi_n = \arctg \frac{B_n}{A_n}$

La série de Fourier peut donc s'écrire :

$$f(t) = f_{moy} + f_{1max} \cos(\omega t - \varphi_1) + f_{2max} \cos(2\omega t - \varphi_2) + \dots + f_{nmax} \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

I.6

Le terme $f_{1max} \cos(\omega t - \varphi_1)$ est appelé 1^{er} harmonique ou fondamental

Le terme $f_{nmax} \cos(n\omega t - \varphi_n)$ est appelé harmonique de rang n (voir figure I.24)

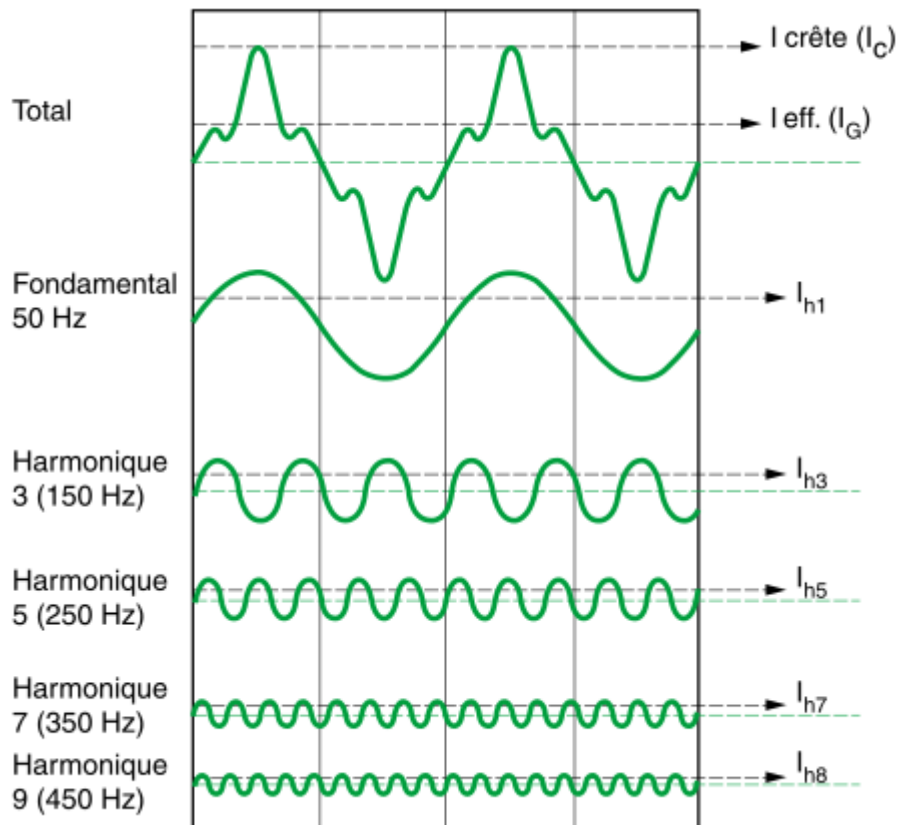


Figure I.15 Exemple d'un courant décomposé en composante fondamentale et harmoniques

b- Valeur moyenne

Par définition la valeur moyenne d'une fonction $f(t)$ est :

$$f_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad I.7$$

c- Valeur efficace (Root mean square, RMS)

Par définition la valeur efficace d'une fonction $f(t)$ est la racine carrée de la valeur moyenne de la fonction $f(t)$ au carrée.

$$f_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 dt} \quad I.8$$

Pour un signal écrit en série de Fourier

$$f_{eff} = \sqrt{f_{1eff}^2 + f_{2eff}^2 + \dots + f_{neff}^2} \quad I.9$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} f_{moy} = A_0 \\ f_{1eff} = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{\sqrt{2}} \\ \vdots \\ \vdots \\ f_{neff} = \frac{\sqrt{A_n^2 + B_n^2}}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad I.10$$

On remarque que f_{eff} est supérieur à f_{moy} et que cet écart croit avec l'importance des harmoniques

d- Facteur de forme

Pour donner une idée sur la forme d'une grandeur, on définit son facteur de forme. C'est le rapport de la valeur efficace par la valeur redressée moyenne :

$$f_F = \frac{I_{eff}}{I_{moy}} \quad I.11$$

e- Puissance active, puissance apparente et facteur de puissance

- **Puissance active** : La puissance active absorbée par un récepteur alimenté par une tension $v(t)$ et parcouru par un courant $i(t)$ est la valeur moyenne de la puissance instantanée.

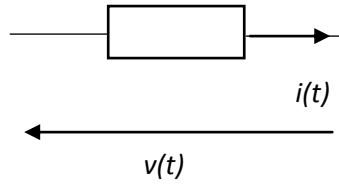


Figure I. 16 dipôle alimenté par une tension alternative

$$p = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad [\text{Watt}] \quad \text{I.12}$$

- **Puissance apparente** : La puissance apparente S est le produit des valeurs efficaces de la tension et du courant : $S = v_{eff}i_{eff}$ [VA] I.13

- **Facteur de puissance** : On appelle facteur de puissance, le rapport entre la puissance active et la puissance apparente. $FP = \frac{P}{S}$ I.14

En régime sinusoïdal, le facteur de puissance sera égal au **cosφ**. Il caractérise le déphasage entre la tension et le fondamental du courant. Le **cosφ** est appelé le **facteur de déplacement (Displacement power factor)**. Si $v(t)$ et $i(t)$ sont périodiques non sinusoïdaux de même période **T**, le facteur de puissance sera différent du facteur de déplacement : $FP = \frac{P}{S} \neq \text{cos}\varphi$

En réalité, le facteur de puissance est inférieur à l'unité à cause de la différence de formes des ondes de courant et de tension et du décalage entre ces deux ondes (selon le type du récepteur).

CHAPITRE 2

LES MONTAGES REDRESSEURS MONOPHASES

II.1 Généralités

Les redresseurs, sont les convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion alternatif-continu. Alimentés par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu le récepteur branché à leur sortie.

II.2 Commutation des redresseurs

En pratique, le phénomène de commutation n'est jamais instantané.

On distinguera plusieurs types de commutation suivant le mode de blocage du redresseur à déclencher :

- **Commutation par la charge ou par la source** (dite également **commutation naturelle**) lorsque ce sont des conditions extérieures (et donc naturelles) au convertisseur (tensions ou f.e.m. de la charge ou de la source) qui contraignent au blocage du redresseur conducteur quand un nouveau redresseur s'enclenche, [7].
- **Auto-commutation (ou commutation forcée)** lorsque le redresseur est commandé quelles que soient les conditions extérieures (charge ou source).

Lors de l'étude dans ce chapitre, on considérera toujours une commutation instantanée.

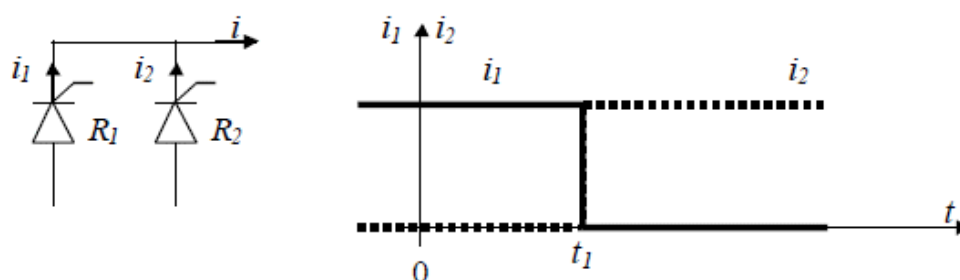


Figure II.1 phénomène de commutation

II.3 Hypothèses simplificatrices pour l'étude

On n'étudiera dans ce chapitre que l'allure des tensions obtenues au moyen de montages redresseurs monophasés et triphasés. Puis on déduira les formules générales pour les systèmes de tension polyphasés. Lors de l'étude on supposera :

- Les diodes et les thyristors sont supposées parfaites (interrupteurs parfaits)
- le courant à la sortie du montage redresseur est continu (charge fortement inductive).

- On supposera également négligeable l'inductance ramenée au secondaire du transformateur.

II.4 Indice de commutation q du montage.

L'indice de commutation est donné par la durée de conduction de chaque diode (thyristor) et correspond au nombre de phases du réseau de distribution. Par exemple, pour le montage PD3, l'indice de commutation est égal à 3 (chaque diode conduit pendant un tiers de période ou T/q).

II.5 Indice de pulsation p de la tension redressée.

L'indice de pulsation p donne le nombre de portions de sinusoïde par période de la tension redressée. Par exemple, pour le montage PD2, nous verrons que l'indice de pulsation est égal à 2 (la tension redressée se compose de deux portions par période).

II.6 Nomenclature des montages redresseurs usuels : on trouve ;

a. Montages parallèle :

- Redresseur monophasé à point milieu ou biphasé simple alternance, P2
- Redresseur triphasé à point neutre (simple alternance), P3
- Redresseur hexasphasé simple alternance, P6

b. Montages parallèle double :

- Redresseur monophasé en pont de graetz, PD2
- Redresseur triphasé en pont, PD3

c. Montages série :

- Redresseur triphasé série, S3

d. Montage redresseur dodécaphasé

II-7 Redressement monophasés :

L'entrée est une tension alternative monophasée. Les circuits avec des diodes fournissent des tensions continues constantes, ceux avec les thyristors donnent des tensions continues de valeurs moyennes variables.

II-7-1 Redressement simple alternance non commandé (charge résistive)

a- Montage

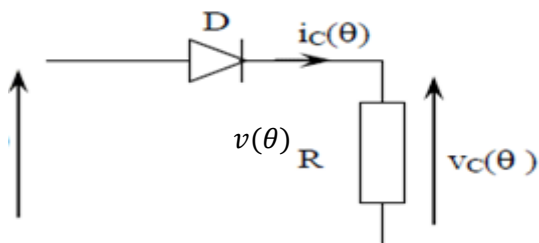


Figure II.2 : Montage simple alternance non commandé alimentant une charge résistive

La tension d'alimentation: $v(\omega t) = v_m \sin(\omega t)$, on pose $\omega t = \theta$

b- Analyse du fonctionnement : Pour $0 < \theta < \pi$

D est passante (polarisée en directe)

$$v_c(\theta) = v(\theta)$$

$$i_c(\theta) = \frac{v_c(\theta)}{R} = \frac{v_m}{R} \sin(\theta)$$

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

Pour $\pi < \theta < 2\pi$: D est bloquée

$$v_c(\theta) = i_c(\theta) = 0$$

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

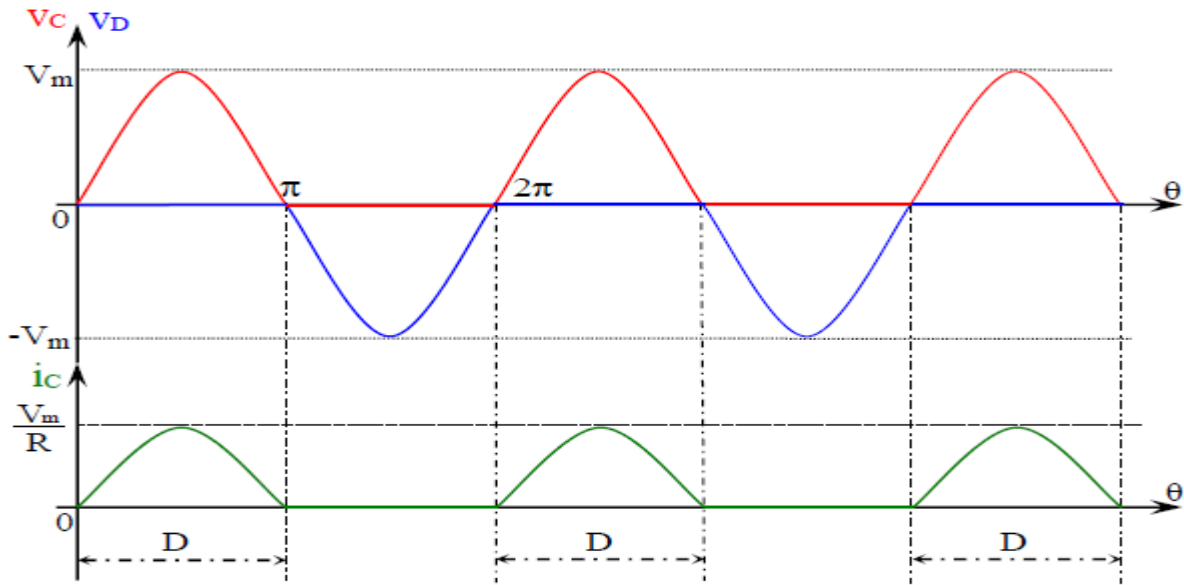


Figure II.3 : Forme d'ondes pour un redresseur monophasé simple alternance non commandé

d- Valeur moyenne de la tension v_c

La valeur moyenne de la tension $v_c(t)$ est :

$$v_{c\ moy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{v_m}{\pi} \quad \text{II.1}$$

$$\Rightarrow I_{c\ moy} = \frac{v_{c\ moy}}{R} = \frac{v_m}{\pi R} \quad \text{II.2}$$

II-7-2 Redressement simple alternance commandé (charge résistive)

a- Montage

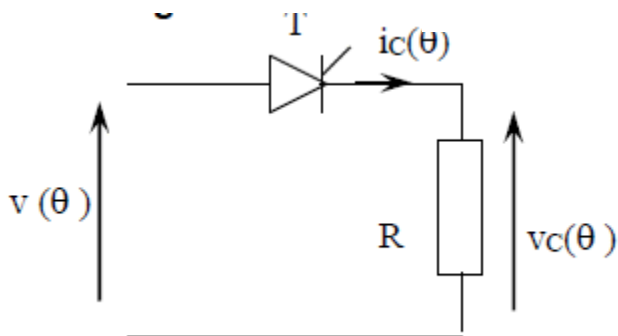


Figure II.4 : Montage redresseur monophasé simple alternance commandé (Débit sur charge résistive)

b- Analyse du fonctionnement

On amorce le thyristor à un retard à l'amorçage α :

Le thyristor conduit jusqu'à π où le courant s'annule (charge résistive).

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

Pour $\alpha < \theta < \pi$: $v(\theta) > 0$, Th conduit

$$v_c(\theta) = v(\theta)$$

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

Pour $\theta < \alpha < 2\pi$: $v(\theta) < 0$, Th bloqué

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

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

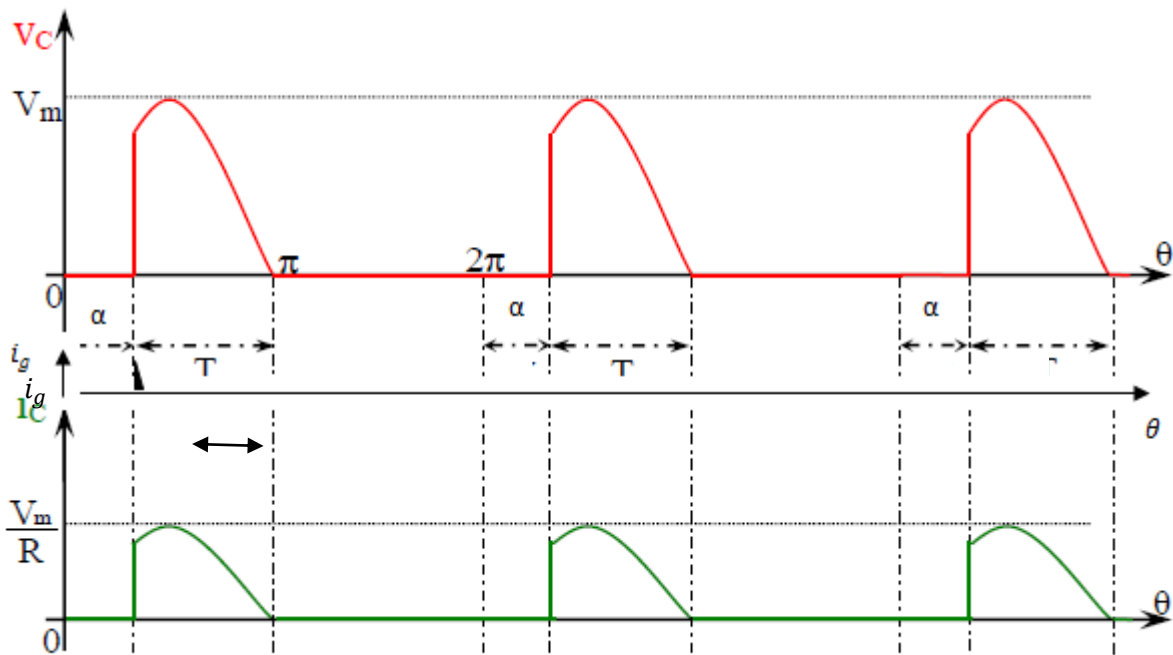


Figure II.5 : Forme d'ondes pour un montage simple alternance commandé (débit sur charge résistive)

d- Valeur moyenne de la tension v_c

La valeur moyenne de la tension de charge est :

$$V_{cmoy} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{v_m}{2\pi} (1 + \cos\alpha) \quad \text{II.3}$$

En faisant varier α de 0 à π on peut varier la tension moyenne de sortie de $\frac{v_m}{\pi}$ à 0

II-7-3- Redressement simple alternance commandé (charge inductive)

a- Montage

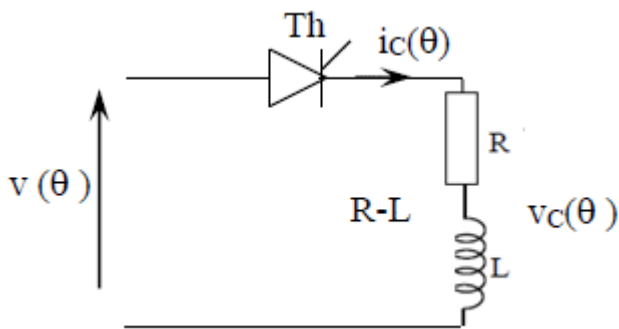


Figure II.6 : Montage redresseur monophasé simple alternance commandé alimentant une charge inductive

b- Analyse du fonctionnement

On amorce le thyristor à un retard à l'amorçage α

Etant donné que la charge est inductive la conduction du thyristor continue jusqu'à un angle $\beta > \pi$ (instant de blocage) où le courant s'annule.

Le courant dans le thyristor ne s'annule pas instantanément au passage de la tension par zéro

Donc sur une période de 2π , la conduction est de α à β .

□ □ Pour $\alpha < \omega t < \beta$:

$$v_c(t) = v(t)$$

$$L \frac{di_c(t)}{dt} + R i_c(t) = v_m \sin(\omega t)$$

Equation différentielle de 1^{er} ordre avec second membre sinusoïdale

Le courant $i_c(\theta)$ est, la somme de deux courants i_f courant permanent ou forcé et i_l courant libre ou transitoire

$$\text{Donc : } i_c(t) = i_l(t) + i_f(t)$$

$$\text{On a donc : } i_c(t) = K e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{v_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\text{Avec } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

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

$$\varphi = \arctg\left(\frac{L\omega}{R}\right)$$

Pour $t = \frac{\alpha}{\omega} \Rightarrow i_{ch}(t) = 0$

$$\Rightarrow 0 = Ke^{-\frac{\alpha}{\omega\tau}} + \frac{v_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi)$$

$$\Rightarrow K = -\frac{v_m}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{+\frac{\alpha}{\omega\tau}}$$

$$\Rightarrow i_c(t) = \frac{v_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\left(\frac{t-\alpha/\omega}{\tau}\right)} \right] \quad \text{II.4}$$

Le thyristor est bloqué lorsque :

$$i_c(\beta) = 0 \Rightarrow \frac{v_m}{Z} \left[\sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\beta-\alpha}{\omega\tau}} \right] = 0 \quad \text{II.5}$$

On peut résoudre cette équation graphiquement ou par la méthode des abaques, [1] (voir figure II.7).

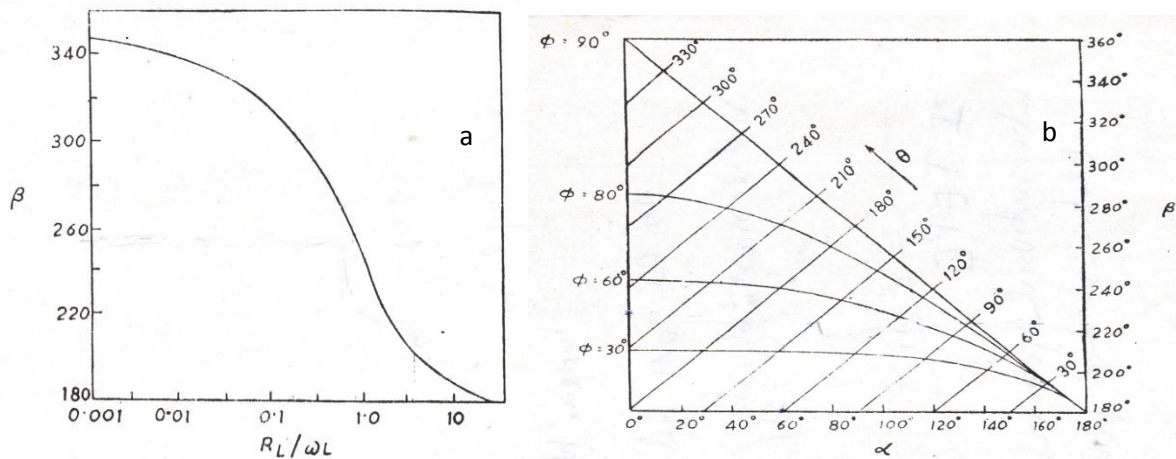


Figure II.7 Méthode des abaques pour la détermination de l'angle d'extinction β

a- Montage redresseur monophasé simple alternance non commandé

b- Montage redresseur monophasé simple alternance commandé

β sera comprise entre : $\pi < \beta < 2\pi$

□□ Pour $\beta < \square\square < 2\square\square + \alpha$: Th bloqué

donc : $i_c(t) = 0$ et $v_c(t) = 0$.

c- Valeur moyenne de la tension $v_c(\theta)$

La valeur moyenne de la tension $v_c(\theta)$ est :

$$V_{cmoy} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v(\theta) d\theta = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{v_m}{2\pi} (\cos\alpha - \cos\beta) \quad \text{II.6}$$

Remarque :

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

On remarque que le courant dans la charge est discontinu ; on peut éviter ce problème en utilisant une diode de roue libre.

d- Formes d'ondes des différentes grandeurs

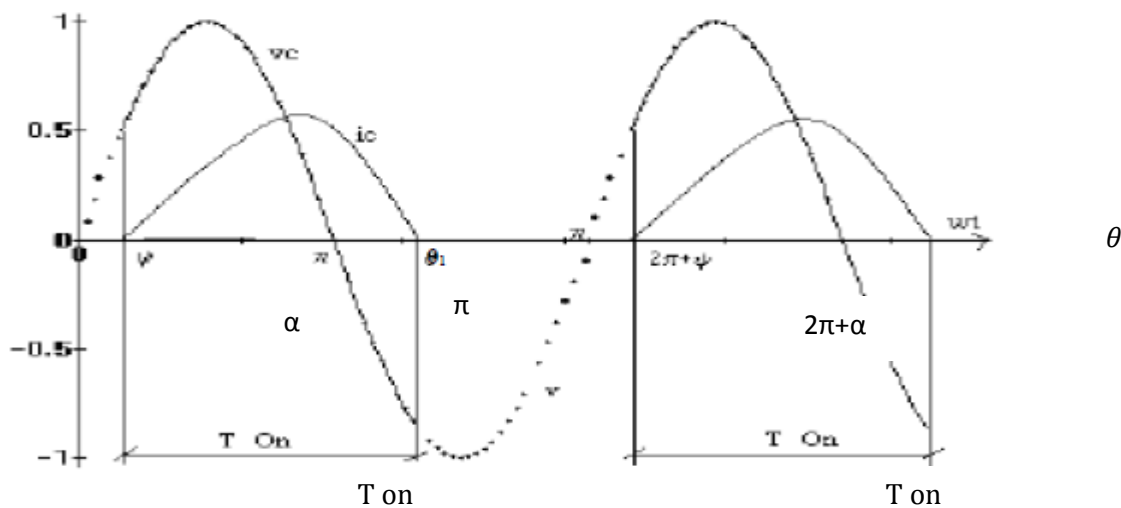


Figure II.8 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur monophasé commandé (débit sur charge RL)

II-7-4- Redressement simple alternance non commandé sur charge inductive avec diode de roue libre

a- Montage

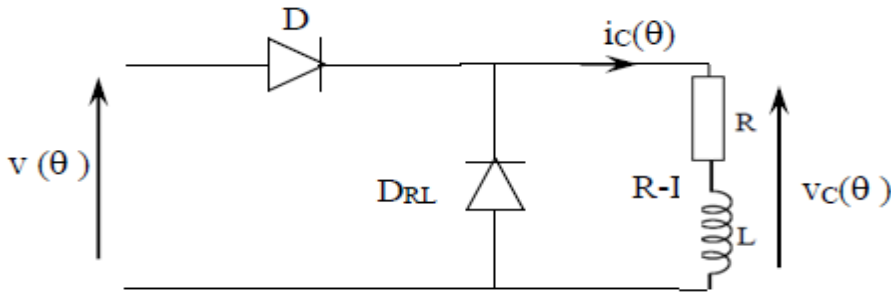


Figure II.9 : Montage simple alternance charge inductive avec DRL (débit sur charge inductive)

b- Analyse du fonctionnement

□ □ Pour $0 < \theta < \pi$: $v(\theta) > 0$

La diode D étant passante alors que la diode DRL est bloquée, on a :

$$v_c(\theta) = v(\theta)$$

$$L \frac{di_c(\theta)}{d\theta} + Ri_c(\theta) = v_m \sin \theta$$

$$\text{On a donc : } i_c(\theta) = Ke^{-\frac{\theta}{\tau}} + \frac{v_m}{Z} \sin(\theta - \varphi)$$

$$\text{Avec } Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

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

$$\varphi = \text{arctg}\left(\frac{L\omega}{R}\right)$$

$$\text{Pour } \theta=0 \Rightarrow i_{ch}(\theta) = I_0$$

$$\Rightarrow I_0 = Ke^{-\frac{0}{\tau}} + \frac{v_m}{Z} \sin(-\varphi)$$

$$\Rightarrow K = I_0 + \frac{v_m}{Z} \sin(\varphi)$$

$$\Rightarrow i_c(\theta) = \frac{v_m}{Z} \sin(\theta - \varphi) + \left[I_0 + \frac{v_m}{Z} \sin(\varphi) e^{-\frac{\theta}{\tau}} \right] \quad \text{II.7}$$

□ □ Pour $\pi < \theta < 2\pi$: $v(\theta) < 0$

La D_{RL} est passante alors que la diode D est bloquée, on a : $L \frac{di_c(\theta)}{d\theta} + Ri_c(\theta) = 0$

On a donc : $i_c(\theta) = Ke^{-\frac{\theta}{\tau}}$

Pour $\theta=\pi$, on a : $i_c(\pi) = I_\pi = Ke^{-\frac{\pi}{\tau}}$

À $\theta=2\pi$ le courant de charge revient à sa valeur initiale I_0

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

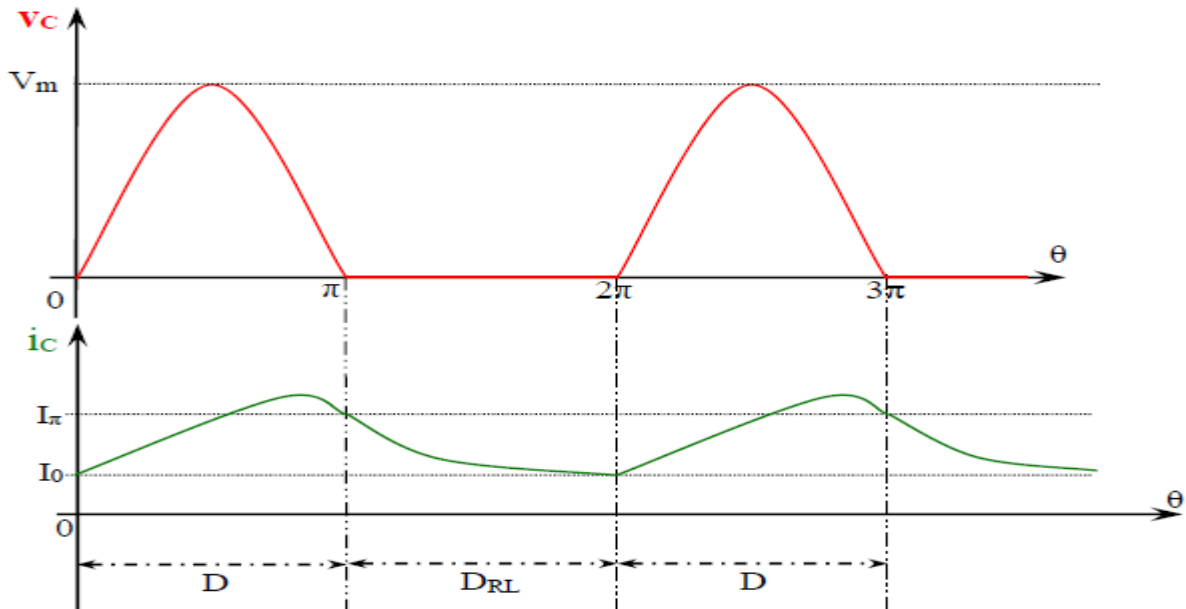


Figure II.10 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur non commandé avec DRL (débit sur charge RL)

On en déduit le rôle de la diode de roue libre :

- Elle élimine la tension négative
- Elle assure la continuité du courant dans la charge lorsque la tension aux bornes de la charge est nulle

II-7-5- Montage redresseur biphasé à point milieu non commandé

a- Montage

Dans ce montage l'alimentation n'est pas directe mais via un transformateur monophasé à point milieu au secondaire. On suppose que la charge absorbe un courant continu i_c constant

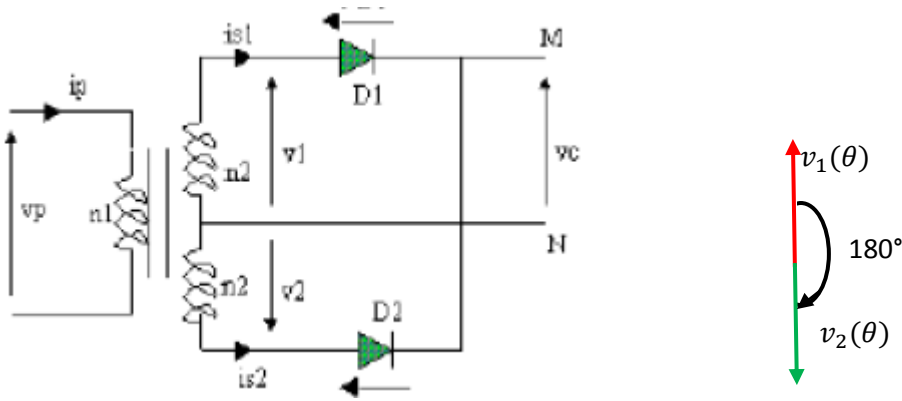


Figure II.11 : Schéma d'un redresseur biphasé simple alternance non commandé.

- $v_1(\theta)$ et $v_2(\theta)$ sont deux tensions égales déphasées de π
- On les redresse avec les diodes D_1 et D_2

$$v_1(\theta) = v_m \sin \theta$$

$$v_2(\theta) = -v_m \sin \theta$$

b- Analyse du fonctionnement

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

$$v_c(\theta) = v_1(\theta) = v_m \sin \theta$$

$$v_{D1} = 0 \text{ et } v_{D2} = v_2(\theta) - v_1(\theta) = -2v_m \sin \theta$$

$$i_c(\theta) = I_c$$

$$i_{s1}(\theta) = I_c$$

$$i_{s2}(\theta) = 0$$

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

$$v_c(\theta) = v_2(\theta) = -v_m \sin \theta$$

$$v_{D2} = 0 \text{ et } v_{D1} = v_1(\theta) - v_2(\theta) = -2v_m \sin \theta$$

$$i_c(\theta) = I_c$$

$$i_{s2}(\theta) = I_c$$

$$i_{s1}(\theta) = 0$$

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

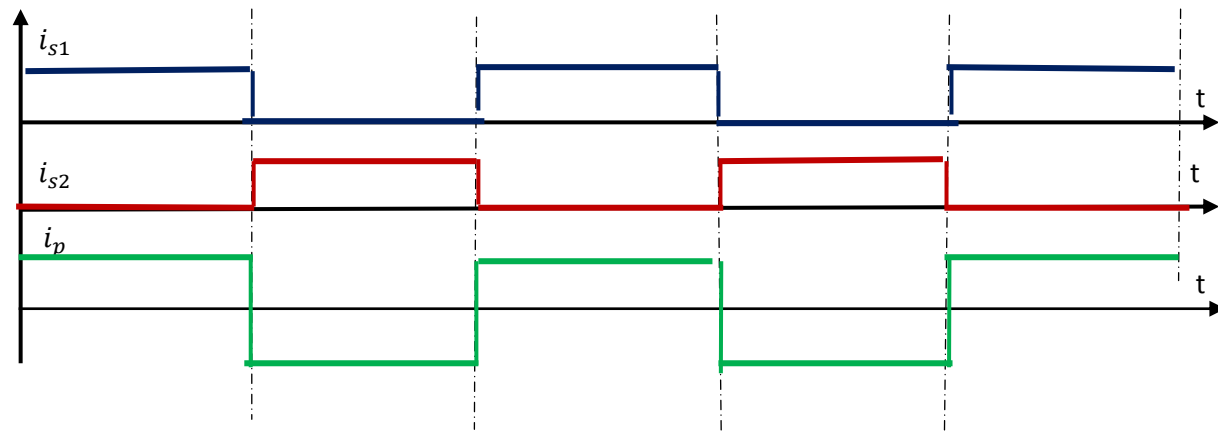
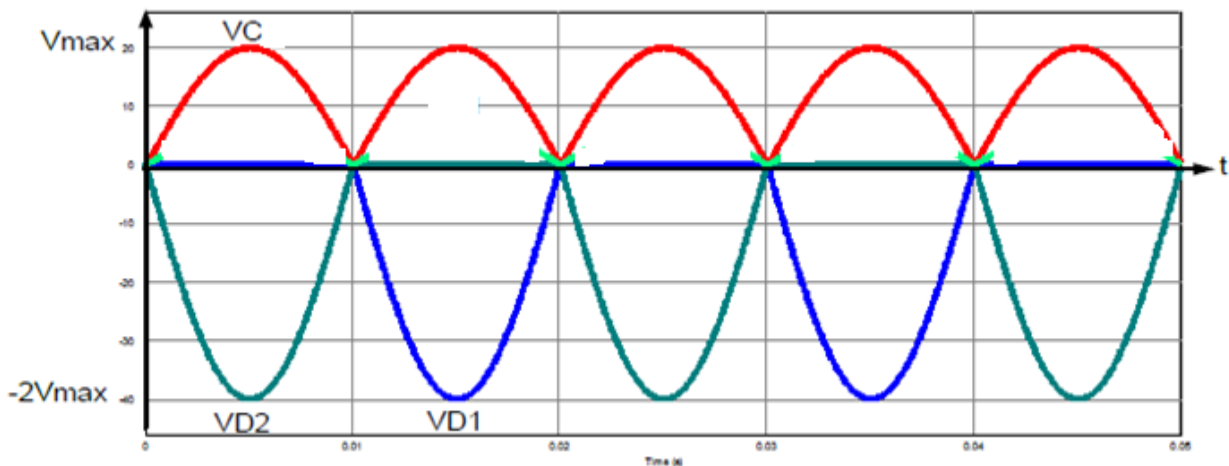


Figure II.12 : Forme d'ondes des différentes grandeurs pour un redresseur à point milieu non commandé

d- Valeur moyenne de la tension redressée

La valeur moyenne de la tension redressée est : $V_{cmoy} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{2v_m}{\pi}$ II.8

e- Etude des courants

Au primaire, nous avons :

$$n_1 i_p = n_2 i_{s1} - n_2 i_{s2} = n_2 (i_{s1} - i_{s2}) \Rightarrow i_p = \frac{n_2}{n_1} (i_{s1} - i_{s2}) = m (i_{s1} - i_{s2}) \quad \text{II.9}$$

avec n_1, n_2 désigne respectivement le nombre des spires du primaire et secondaire.

m le rapport de transformation du transformateur. Le courant i_p est alternatif non sinusoïdal.

f- Courants efficaces dans les diodes et tension inverse maximale :

On peut l'obtenir par intégration sachant que le courant de charge est constant,

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_c^2 d\theta} = \frac{I_c}{\sqrt{2}} \quad \text{II.10}$$

On procède par intégration ou plus simplement en extrayant la racine carrée de la moyenne de la somme des carrés des courants sur deux intervalles égaux soit :

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{i_c^2 + 0^2}{2}} = \frac{I_c}{\sqrt{2}} \quad \text{II.11}$$

La tension inverse maximale que doit supporter la diode en blocage est déduite de la forme d'onde de la tension aux bornes de la diode (figure 14) : $V_{Dinv} = 2v_m$

g- Facteur de puissance au secondaire : $Fp = \frac{P}{S_s}$

P : puissance active consommée égale à la puissance de la charge

S_s : puissance apparente au secondaire

$$P = P_c = V_{chmoy} I_c = \frac{2v_m}{\pi} V_c$$

$$S = 2V_{eff} I_{seff} = 2 \frac{v_m}{\sqrt{2}} \frac{i_c}{\sqrt{2}} = v_m I_c$$

$$Fp = \frac{\frac{2v_m I_c}{\pi}}{v_m I_c} = \frac{2}{\pi} = \mathbf{0.636} \quad \text{II.12}$$

h- Facteur de puissance au primaire

$Fp = \frac{P}{S_p}$ avec : S_p puissance apparente au primaire

Avec : $P = P_c = V_{cmoy} I_c = \frac{2v_m}{\pi} I_c$

Sachant que $I_{peff} = \sqrt{\frac{I_c^2 + I_c^2}{2}} = I_c$

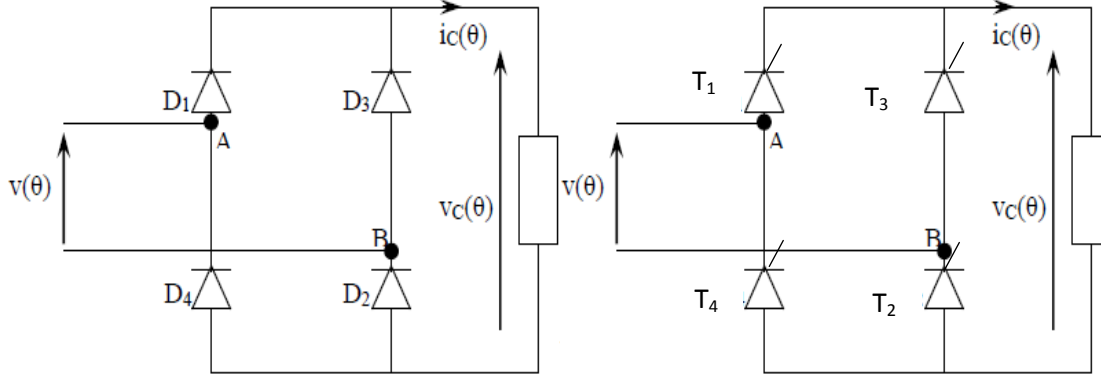
$$S = V_{eff} I_{peff} = \frac{v_m}{\sqrt{2}} I_c$$

$$\Rightarrow Fp = \frac{\frac{2v_m I_c}{\pi}}{\frac{v_m I_c}{\sqrt{2}}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} = \mathbf{0.9} \quad \text{II.13}$$

II-8- Les montages redresseurs monophasé en pont

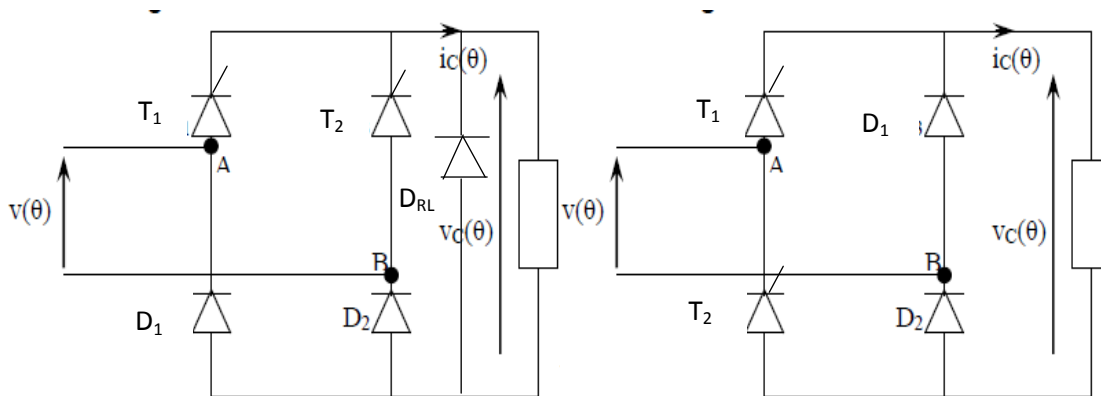
Trois cas pratiques existent :

1. Tous les interrupteurs sont des diodes (pont non commandé)
2. Tous les interrupteurs sont des thyristors (pont commandé)
3. Pont mixte (semi commandé symétrique ou asymétrique)



Redresseur en pont non commandé

Redresseur en pont commandé



Redresseur en pont mixte symétrique

Redresseur en pont mixte asymétrique

Figure II.13 : Montages redresseurs monophasés en pont

II-8-1- Redresseur en pont à diodes débitant sur charge résistive

a- Montage

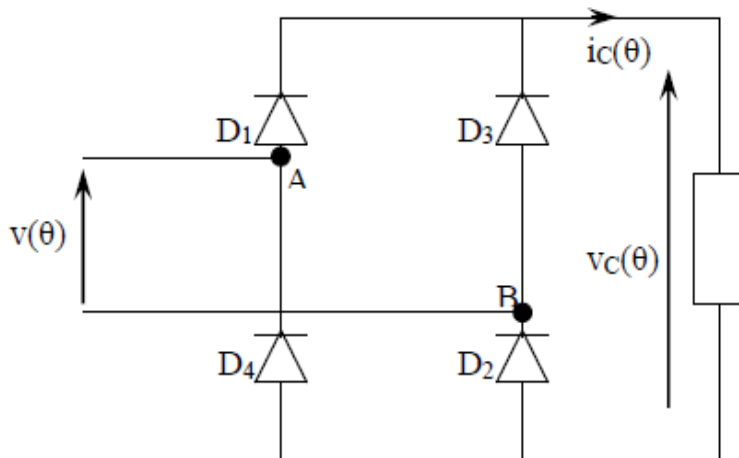


Figure II.14: Schéma d'un pont monophasé tous diodes

b- Analyse du fonctionnement

Pour $0 < \omega t < \pi$: $v(\theta) > 0$

D1 et D2 sont conductrices car la polarité de la borne A est positive et celle de B est négative, d'où :

$$v_c(\theta) = v_m \sin(\theta)$$

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

Pour $\pi < \omega t < 2\pi$: $v(\theta) < 0$

La polarité de la borne A devienne négative et la polarité de la borne B devienne positive, donc D3 et D4 conduisent et D1 et D2 se bloquent, d'où :

$$v_c(\theta) = -v_m \sin(\theta)$$

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

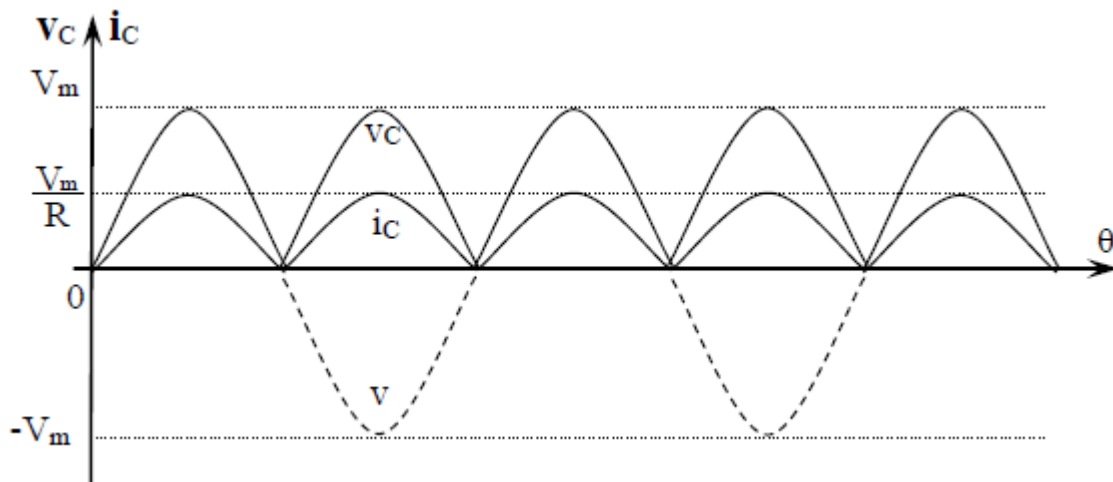


Figure II.15 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un pont tous diode charge R.

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

$$v_{cmoy} = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v(\theta) d\theta = \frac{2}{2\pi} \int_0^\pi v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{2v_m}{\pi} = 0.9 V_{eff} \quad \text{II.14}$$

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

II-8-2 Pont tous thyristors (débit sur charge fortement inductive)

a- Montage

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.

- T1 et T2 sont déclenchés à α pendant l'alternance positive de la tension d'alimentation
- T3 et T4 sont déclenchés à $\alpha + \pi$, durant l'alternance négative de la tension d'alimentation

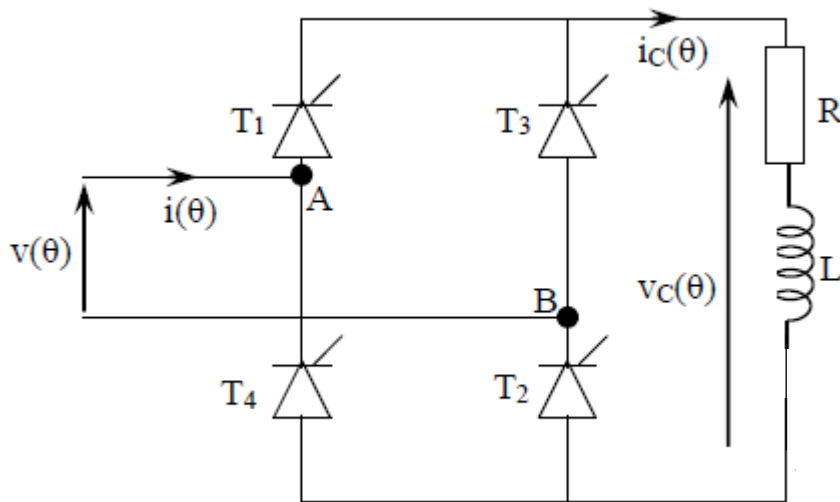


Figure II.16 : Schéma globale d'un pont monophasé tous thyristors

b- Analyse du fonctionnement

On insère habituellement en série avec la charge une inductance élevée que l'on suppose de valeur infinie.

Cette inductance appelée inductance de lissage n'est pas forcément nécessaire quand l'inductance de la charge est elle-même importante (commande d'un moteur série à courant continu...)

Ainsi, le courant dans la charge est constant : $i_c(\theta) = I_c = cst$

□□ Pour $\alpha < \square < \pi + \alpha$: T1 et T2 conducteurs :

$$v_c(\theta) = v_m \sin(\theta)$$

$$v_{T1}(\theta) = 0$$

$$i_c(\theta) = I_c$$

□□ Pour $\pi + \alpha < \square < 2\pi + \alpha$: T3 et T4 conducteurs :

$$v_c(\theta) = -v_m \sin(\theta)$$

$$v_{T1}(\theta) = v(\theta)$$

$$i_c(\theta) = I_c$$

Le courant coté source d'alimentation est la combinaison des deux courants i_{th1} et i_{th4} :

$$i(\theta) = i_{th1}(\theta) - i_{th4}(\theta) \tag{II.15}$$

c- Valeur moyenne de la tension $v_c(\theta)$

La valeur moyenne de la tension redressée est :

$$V_{cmoy} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{2v_m}{\pi} (\cos\alpha) \quad \text{II.16}$$

Nous remarquons que :

► pour $0 < \alpha < \pi/2$: $V_{cmoy} > 0$

► pour $\pi/2 < \alpha < \pi$: $V_{cmoy} < 0$

Le courant moyen à la sortie du redresseur I_c est toujours positif, donc si $\alpha > \pi/2$

$\Rightarrow V_{cmoy} < 0 \Rightarrow P < 0$ ce qui veut dire que la puissance circule de la machine à la source. Ce mode est utilisé pour la récupération. Dans ce cas, il faut inverser la f.c.e.m. de la machine en inversant le courant d'excitation I_{ex} de telle sorte que la machine se comporte comme une génératrice. Le convertisseur dans ce cas fonctionne en « **Onduleur non autonome** » ou encore **assisté** car la fréquence de sortie de l'onduleur est fixée par le réseau.

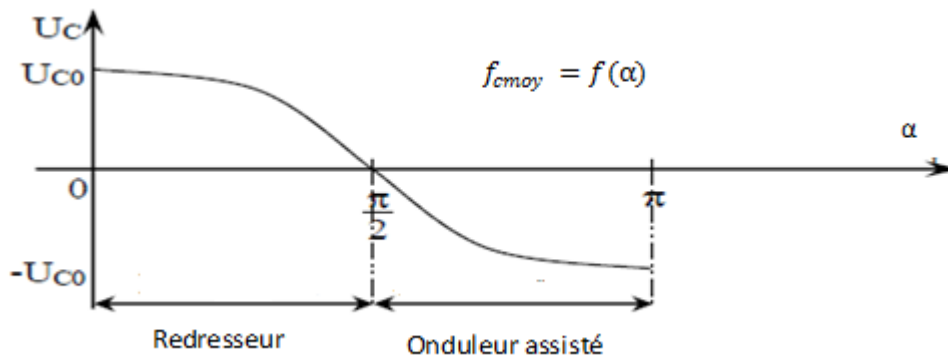
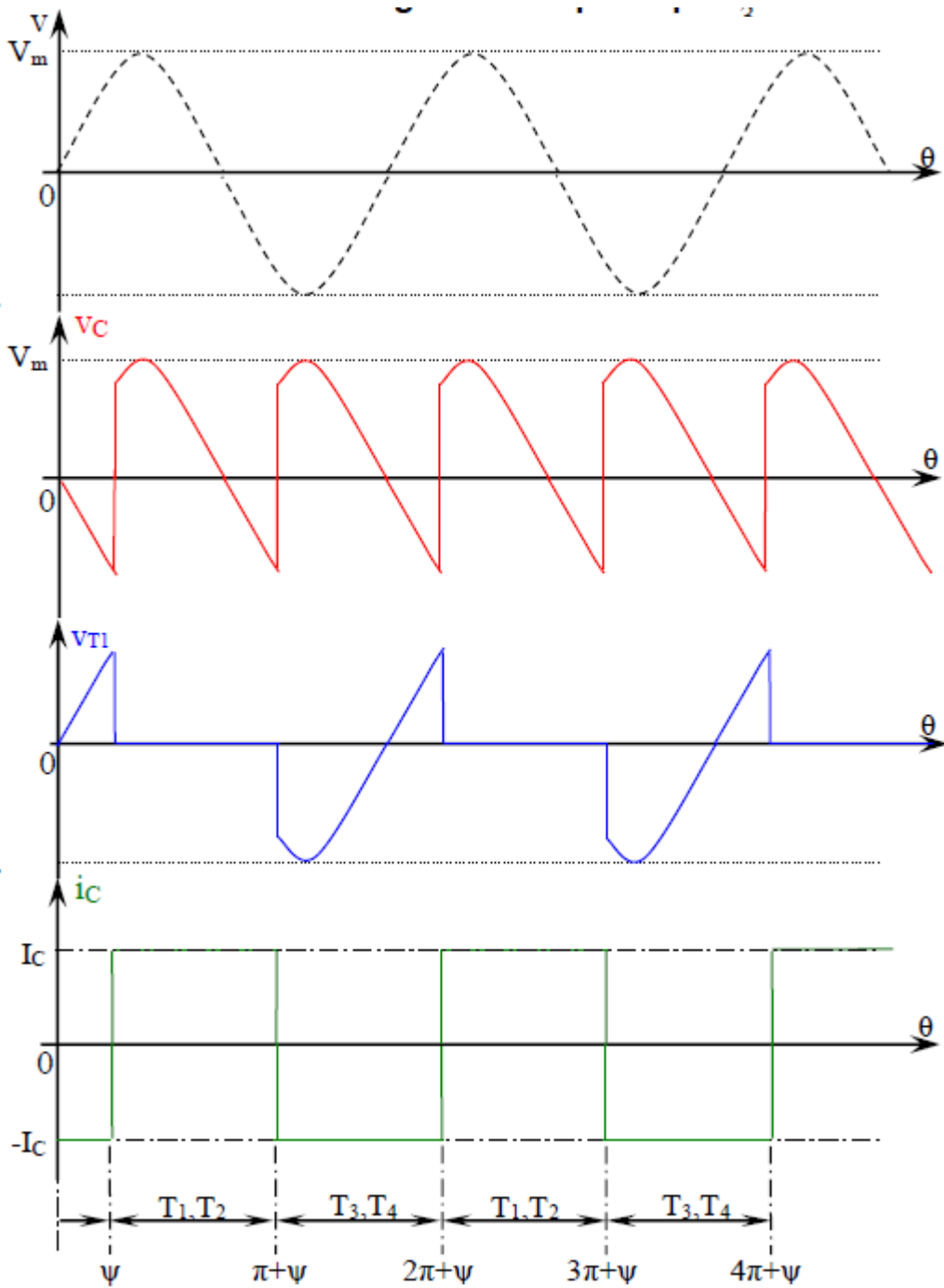


Figure II.19 Caractéristique de réglage

d- Formes d'ondes des différentes grandeurs pour $\alpha = 30^\circ$

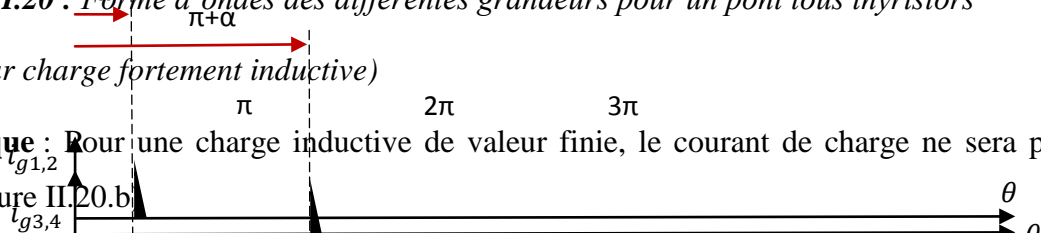


$\alpha = 30^\circ$

Figure II.20 : Forme d'ondes des différentes grandeurs pour un pont tous thyristors

(débit sur charge fortement inductive)

Remarque : Pour une charge inductive de valeur finie, le courant de charge ne sera pas constant (voir figure II.20.b)



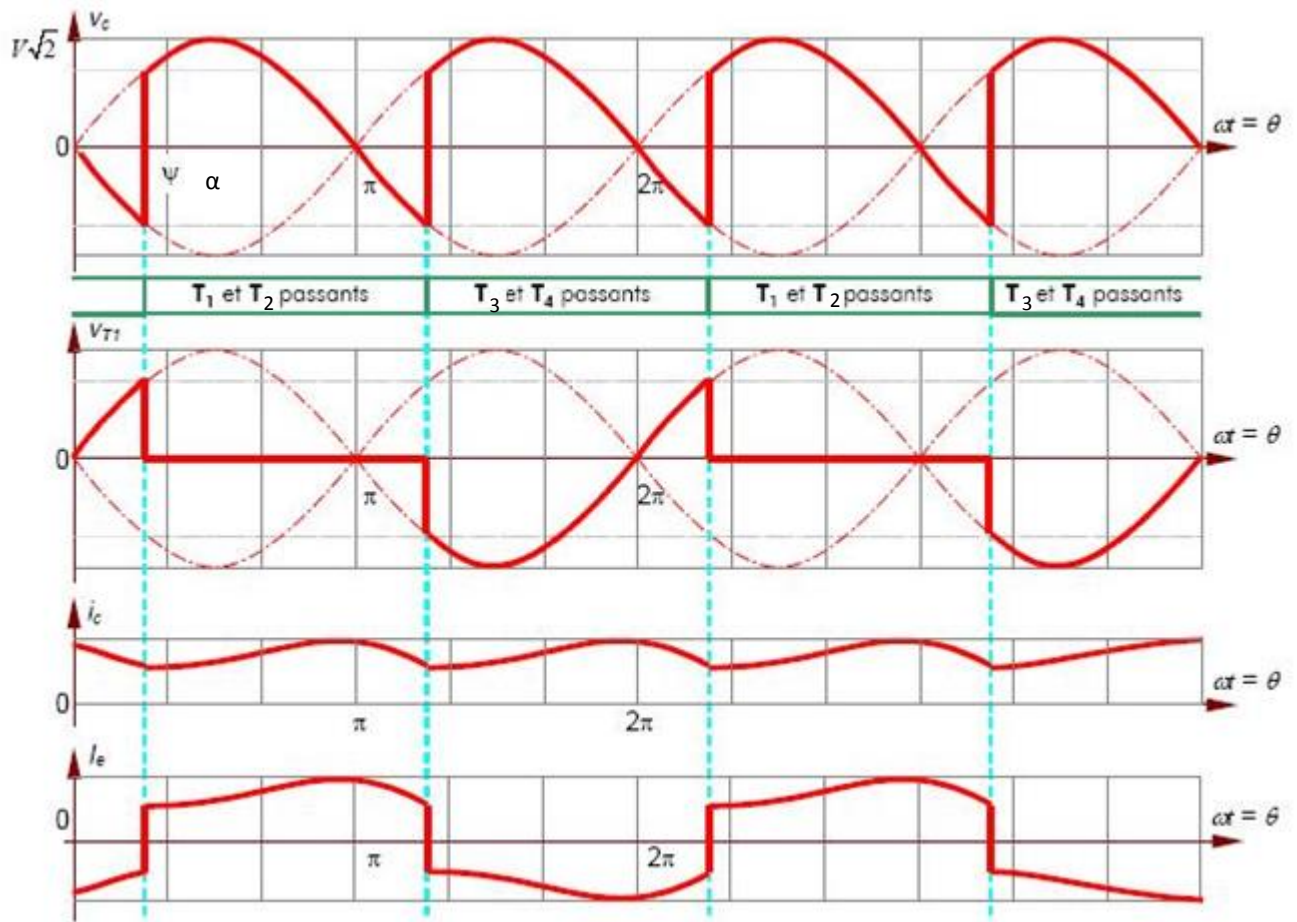


Figure II.20.b Formes d'ondes des différentes grandeurs pour un redresseur monophasé en pont commandé (débit sur une charge RL finie)

II-8-3- Pont mixte symétrique

a- Montage

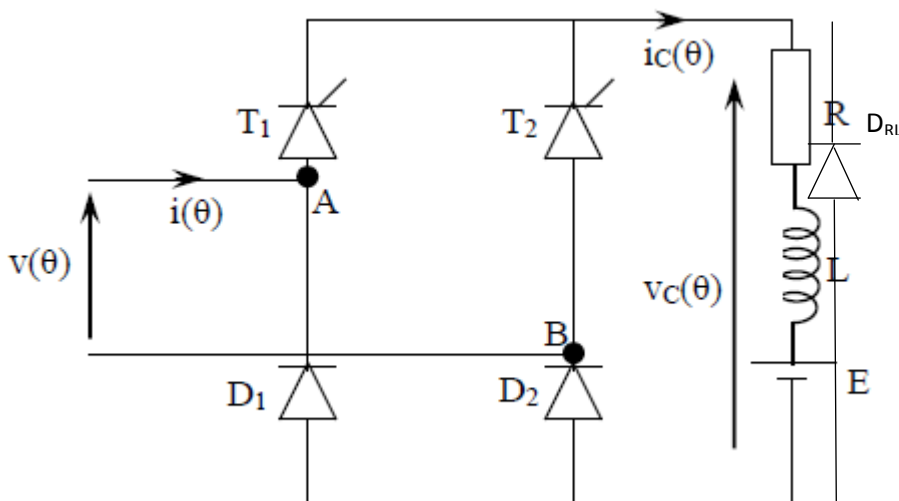


Figure II.32 : Schéma globale d'un redresseur en pont mixte monophasé (débit sur charge RL)

T1 est déclenché à un retard à l'amorçage α lorsque $v(\theta) > 0$

T2 est déclenché à $(\alpha+\pi)$ lorsque $v(\theta) < 0$

D1 conduit lorsque $v(\theta) > 0$

D2 conduit lorsque $v(\theta) < 0$

La D_{RL} assure la continuité du courant lorsque T1 T2 D1 et D2 ne conduisent pas

b- Formes d'ondes des différentes grandeurs

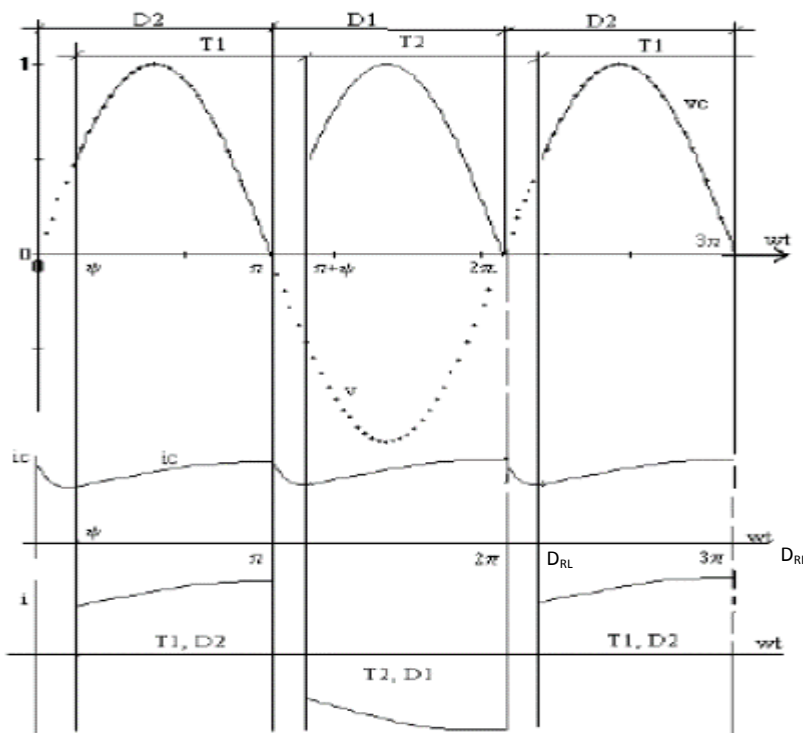


Figure II.33 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur en pont mixte (débit sur charge RL)

c-Valeur moyenne de la tension redressée

La valeur moyenne de la tension de charge est :

$$v_{cmoy} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{v_m}{\pi} (1 + \cos\alpha) \quad \text{II.17}$$

Comparativement au redresseur totalement commandé, le redresseur semi-commandé est meilleur marché, mais le courant d'alimentation est plus déformé (présence des zones nulles). Ce montage ne peut être utilisé en mode onduleur assisté car il ne permet pas l'inversion de la tension moyenne [8].

CHAPITRE 3 :
SIMULATION DES MONTAGES REDRESSEURS
MONOPHASES

3.1 Introduction :

Dans cette partie ; on procède à la validation des montages redresseurs étudiés au chapitre 2. Pour ce faire on considère les paramètres de source et de charge indiqués sur le tableau 3.1.

Tableau 3.1 paramètres de simulation

SOURCE ALTERNATIVE	$V_{\text{Seff}}=100 \text{ V}$
	$R_s=0.1\Omega$
CHARGE RL	$R_{\text{ch}}=10\Omega,$
	$L_{\text{ch}}=100\text{mH}$

3.2 Simulation des montages redresseurs monophasés simple alternance non commandés

a. débit sur charge résistive

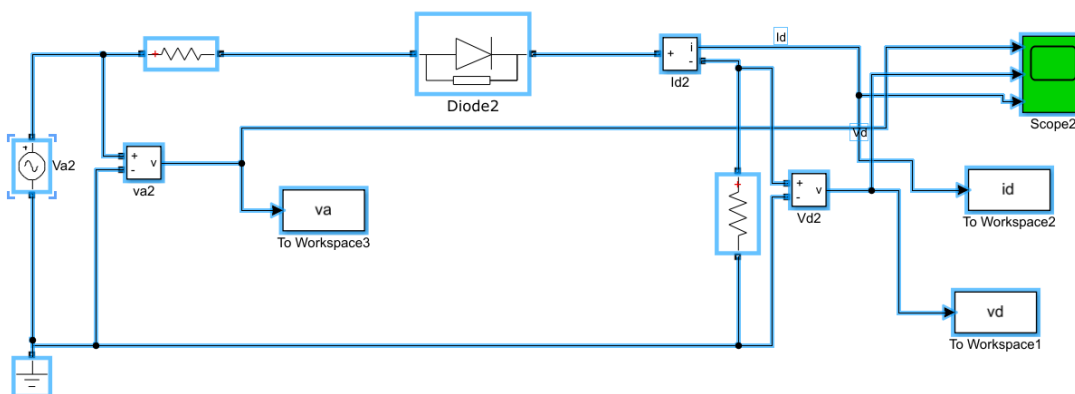


Figure 3.1 schéma de simulation du redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge R

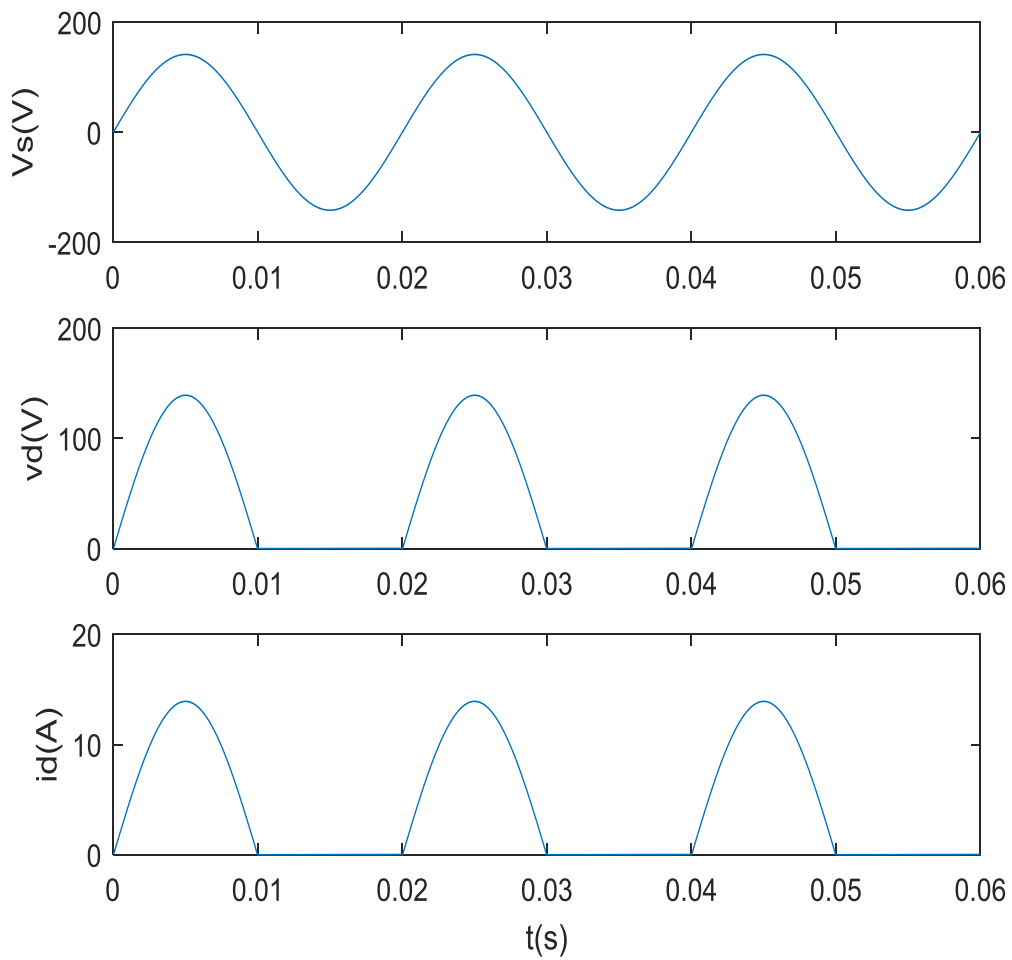


Figure 3.2 formes d'ondes du redresseur monophasé non commandé simple alternance

b. débit sur charge résistive inductive

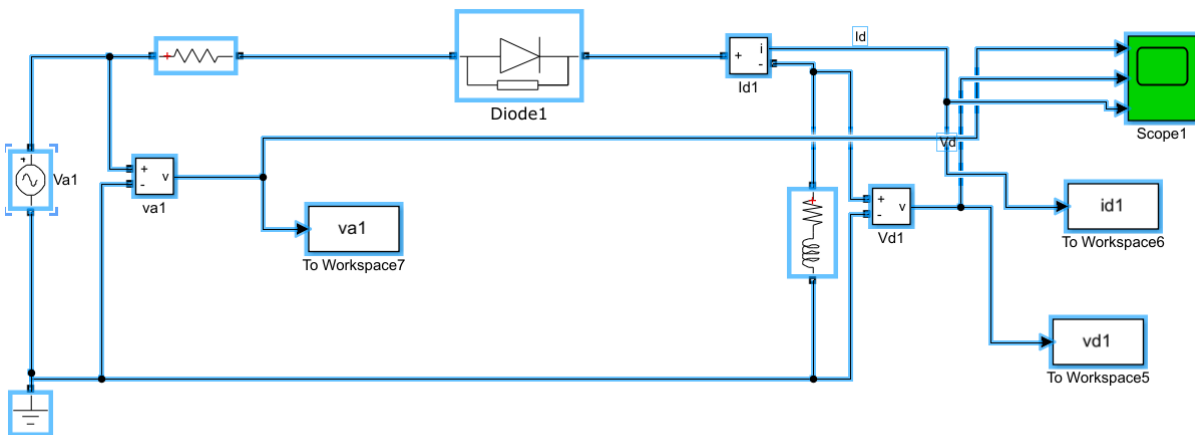


Figure 3.3 schéma de simulation du redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge RL

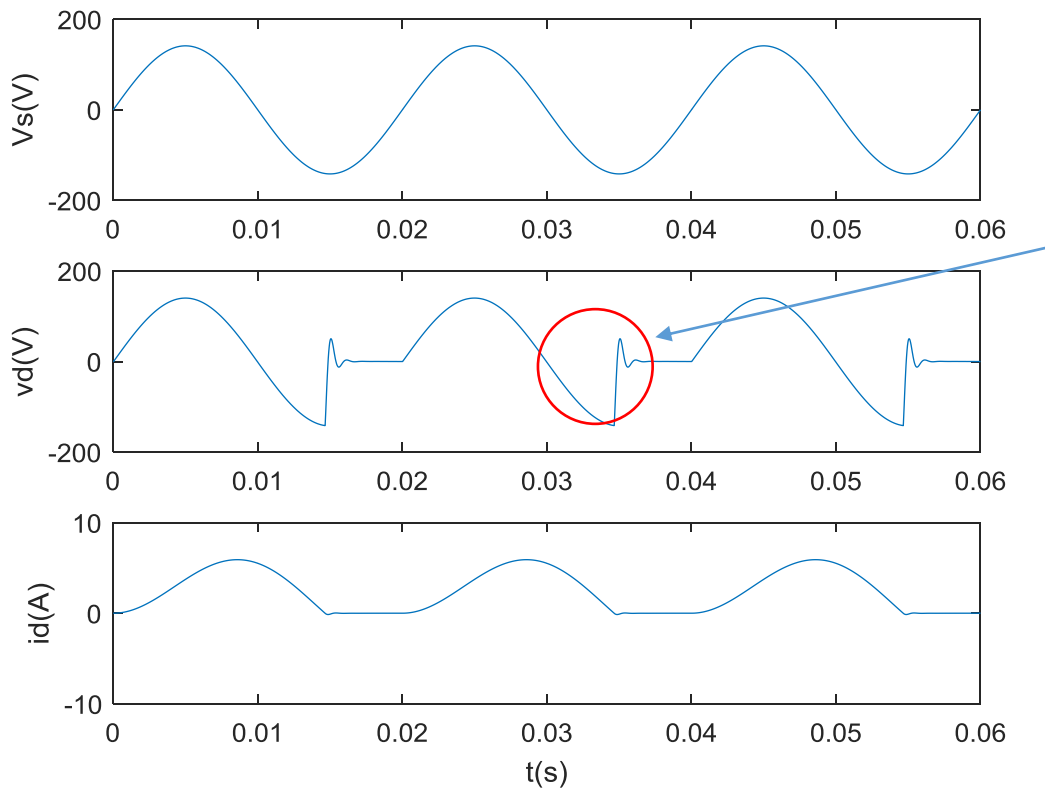


Figure 3.4 formes d'ondes du redresseur monophasé non commandé simple alternance

On remarque que le courant dans la charge est discontinu ; on peut éviter ce problème en utilisant une diode de roue libre.

c. Effet de la diode de roue libre

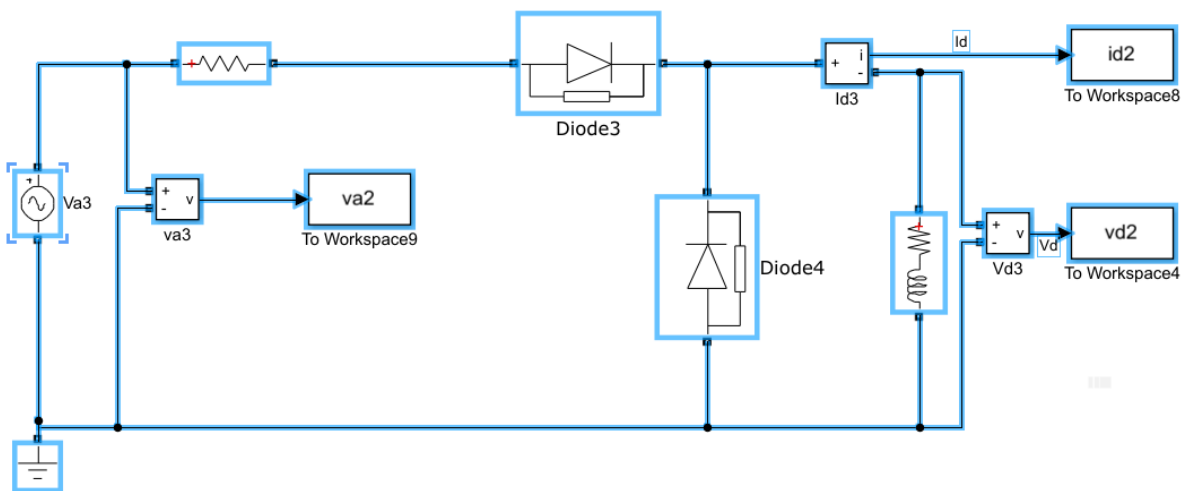


Figure 3.5 schéma de simulation du redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL

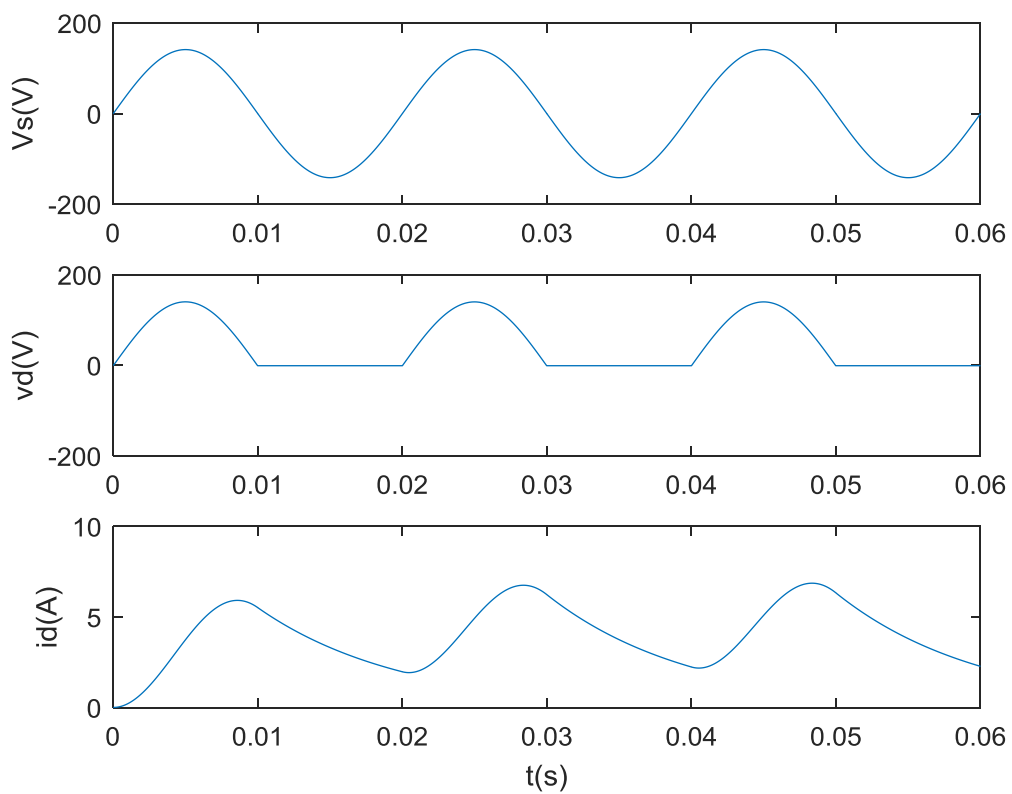


Figure 3.6 formes d'ondes pour un redresseur monophasé non commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL

3.3 Simulation des montages redresseurs monophasés simple alternance commandés :

a. Débit sur charge résistive

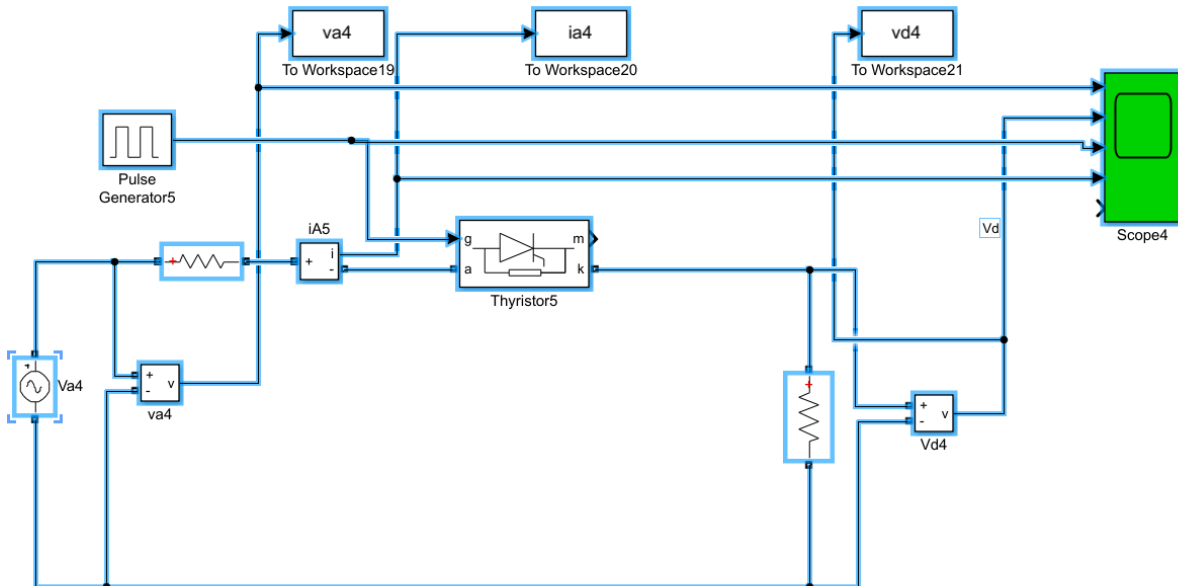


Figure 3.7 schéma de simulation du redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge R

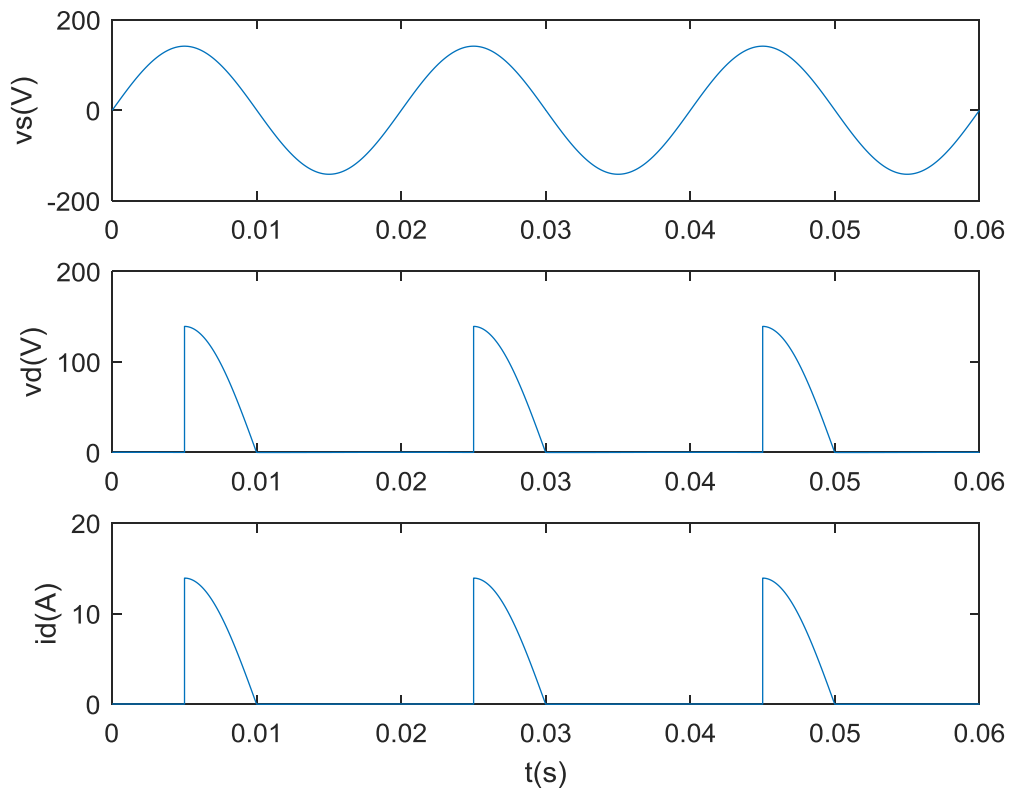


Figure 3.8 Formes d'ondes pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge R, $\alpha=90^\circ$

b. Débit sur charge résistive inductive

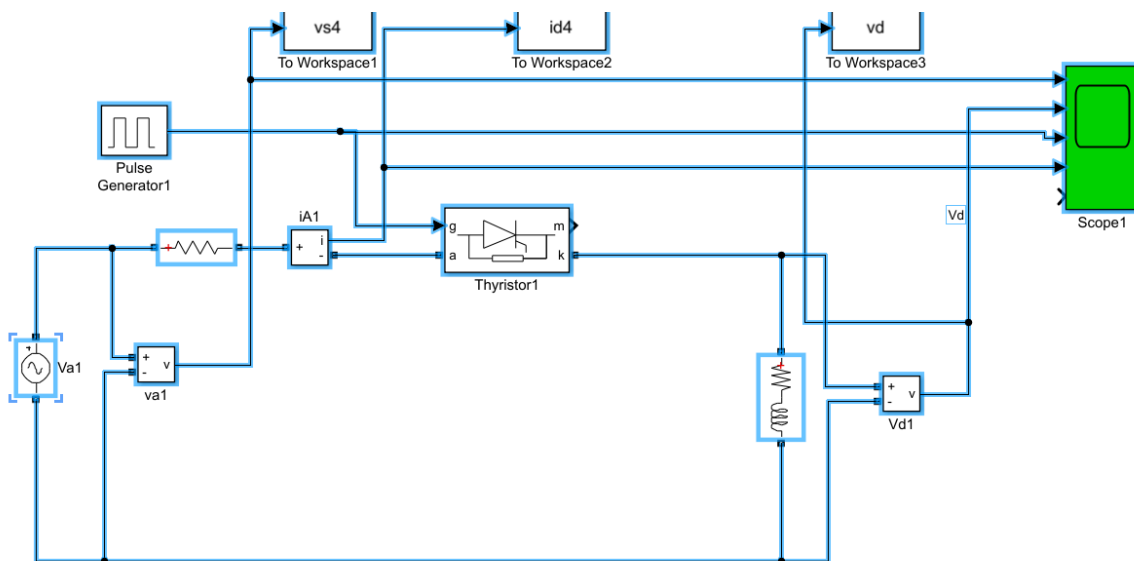


Figure 3.8 schéma de simulation pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL

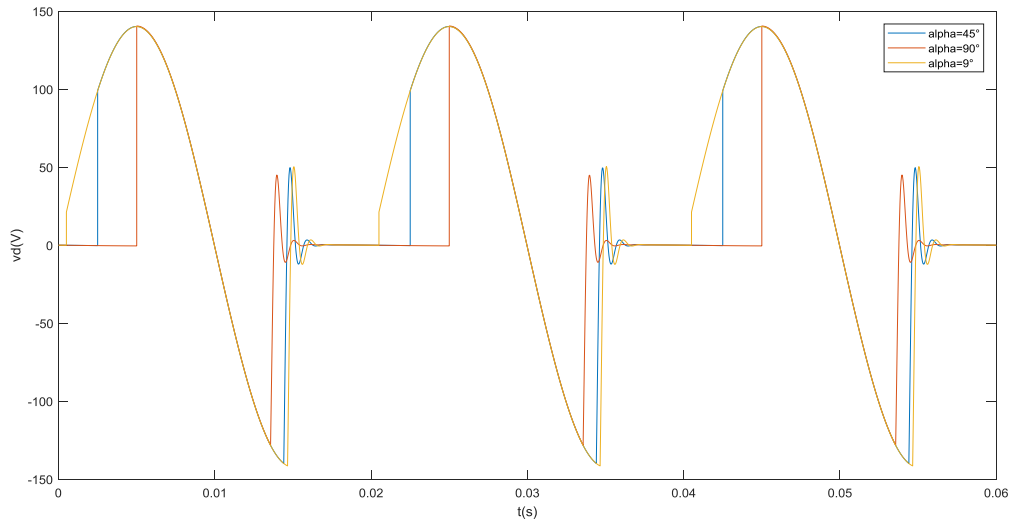


Figure 3.9 formes d'ondes de la tension de charge pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL

c. Effet de la diode de roue libre

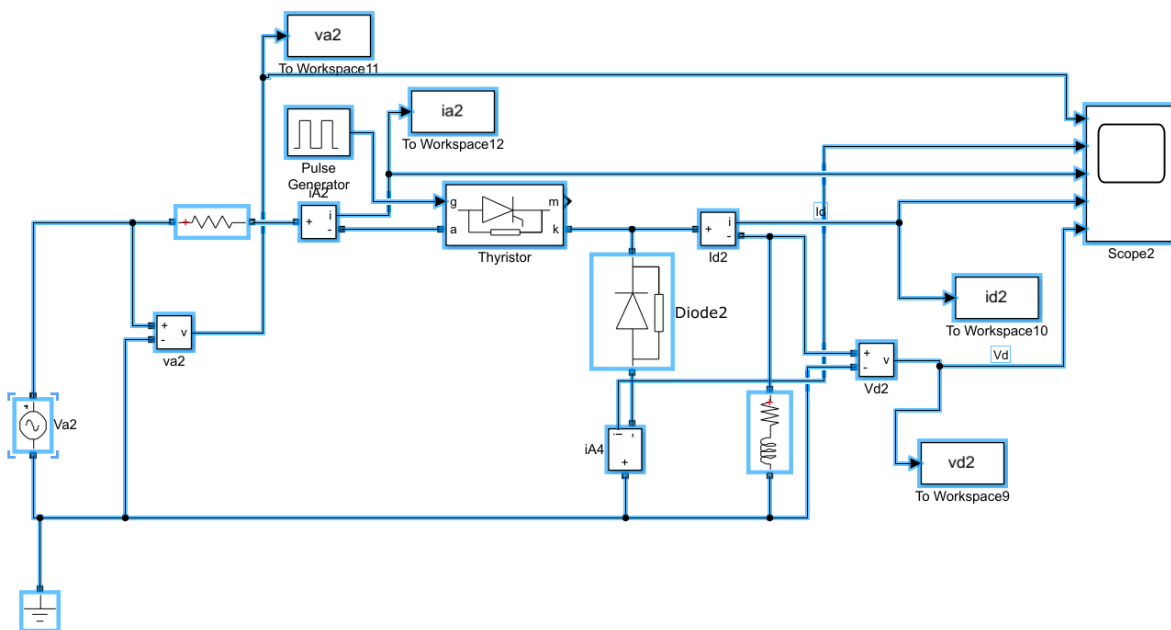


Figure 3.10 schéma de simulation pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL

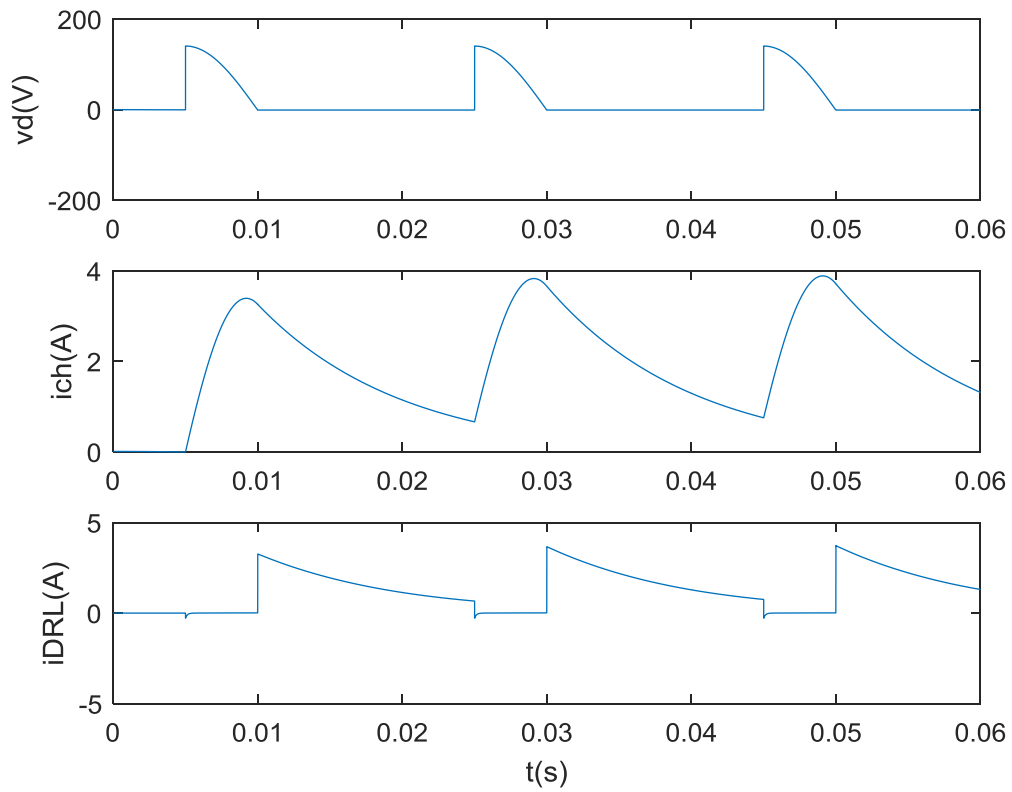


Figure 3.11 formes d'ondes pour un redresseur monophasé commandé simple alternance, débit sur charge RL avec DRL

3.4 Simulation des montages redresseurs monophasés double alternance à diodes

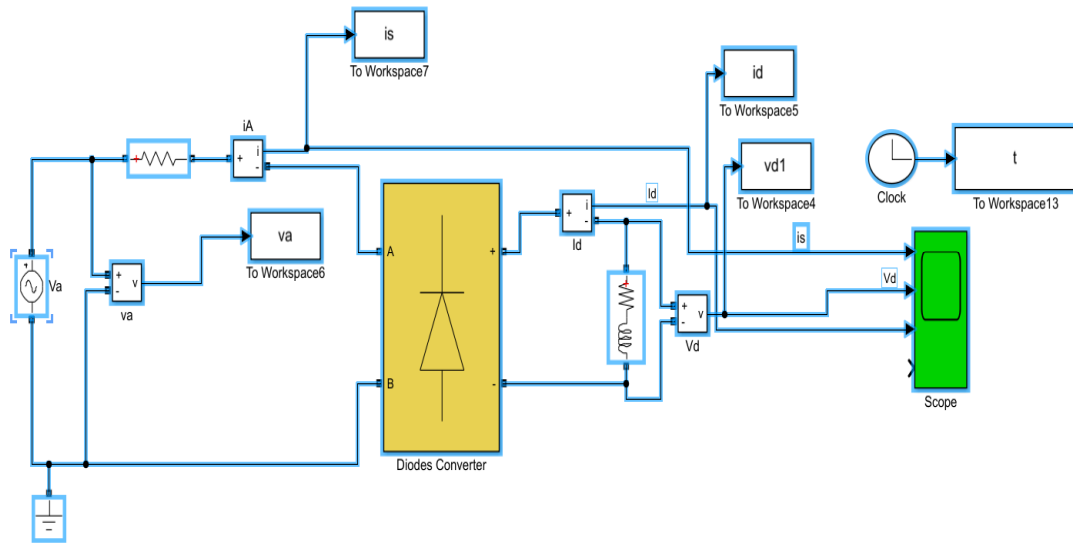


Figure 3.12 schéma de simulation pour un redresseur monophasé non commandé double alternance, débit sur charge RL.

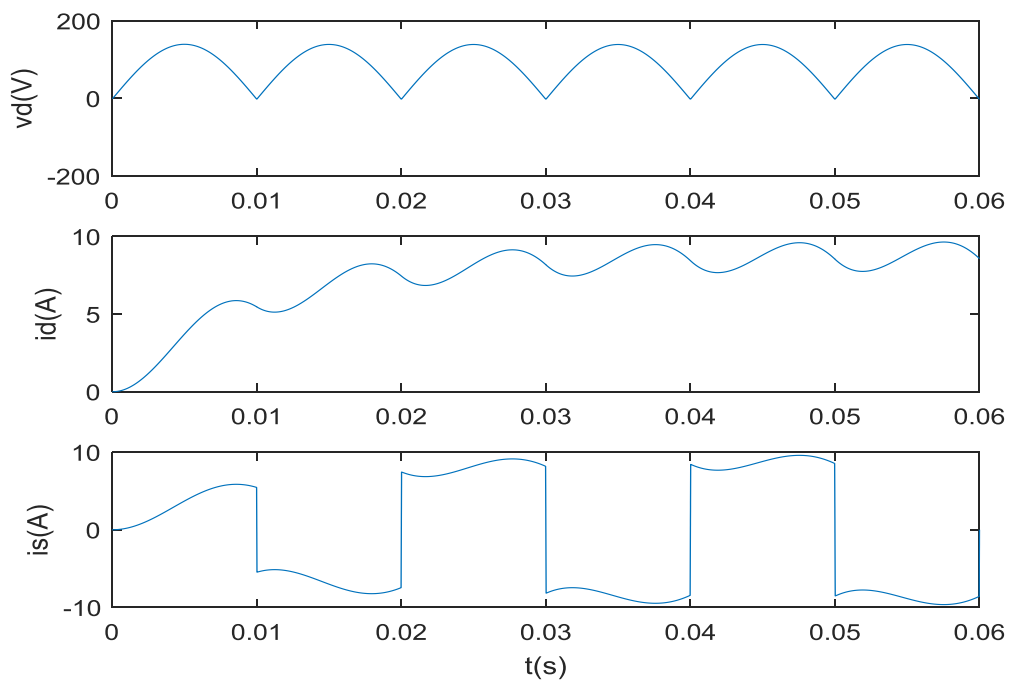


Figure 3.13 formes d'ondes pour un redresseur monophasé non commandé double alternance, débit sur charge RL

3.5 Simulation des montages redresseurs monophasés double alternance commandé

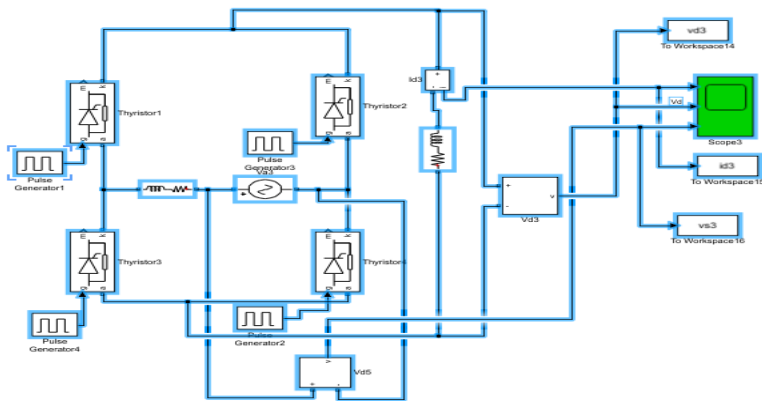


Figure 3.14 schéma de simulation pour un redresseur monophasé commandé double alternance, débit sur charge RL.

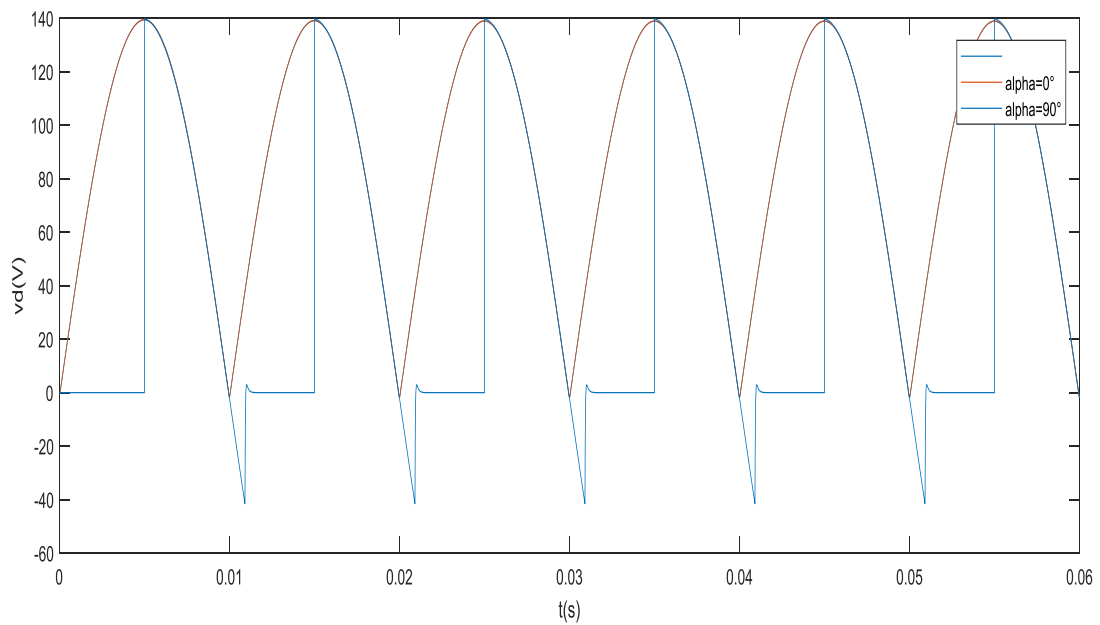


Figure 3.15 formes d'ondes pour un redresseur monophasé commandé double alternance, débit sur charge RL

3.6 Simulation des montages redresseurs monophasés double alternance semi commandé

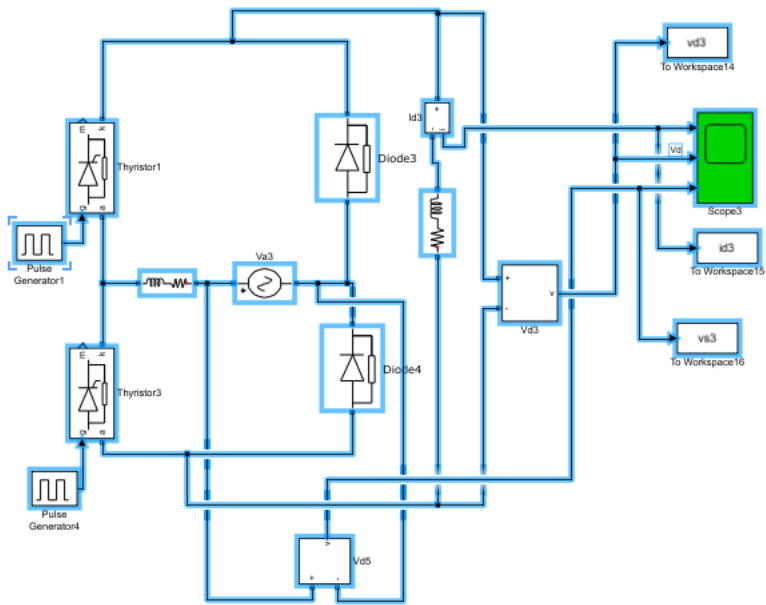


Figure 3.16 schéma de simulation pour un redresseur monophasé semi commandé, débit sur charge RL.

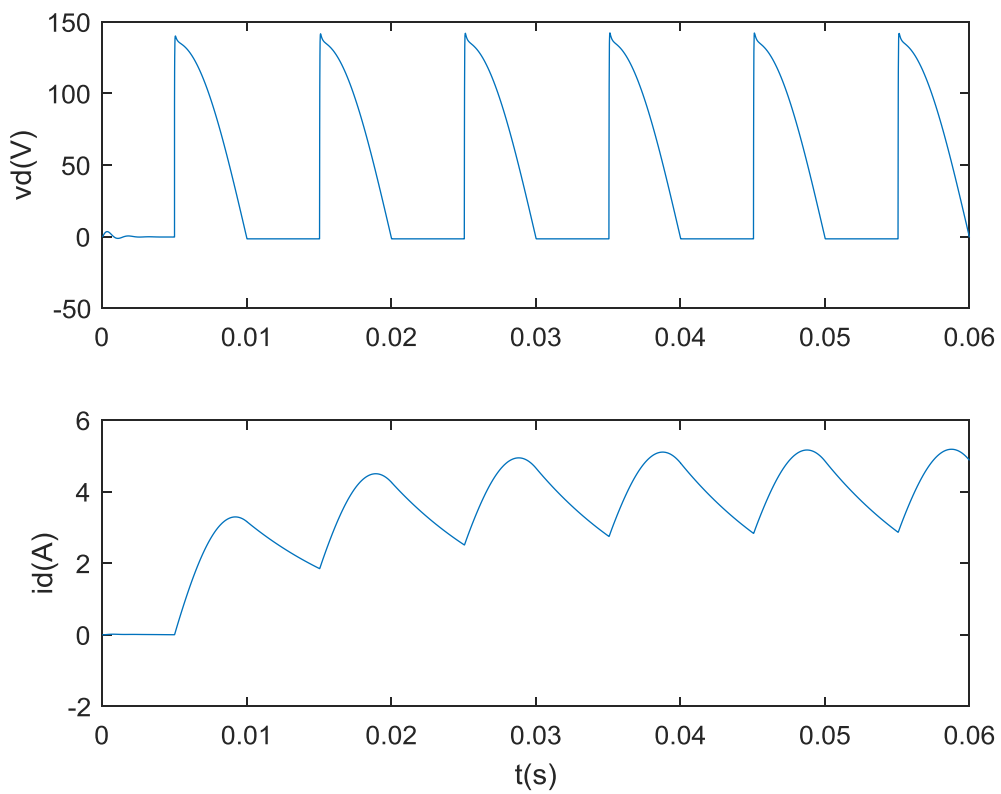


Figure 3.17 formes d'ondes pour un redresseur monophasé semi commandé, débit sur charge RL

Comparativement au redresseur totalement commandé, le redresseur semi-commandé est meilleur marché, mais le courant d'alimentation est plus déformé (présence des zones nulles). Ce montage ne peut être utilisé en mode onduleur assisté car il ne permet pas l'inversion de la tension.

3.7 Effet de l'inductance de source et empiètement

Dans ce cas on considère le montage redresseur non commandé double alternance avec une inductance de ligne non nulle. $R_s = 0.1 \text{ ohm}$ et $L_s = 3\text{mH}$

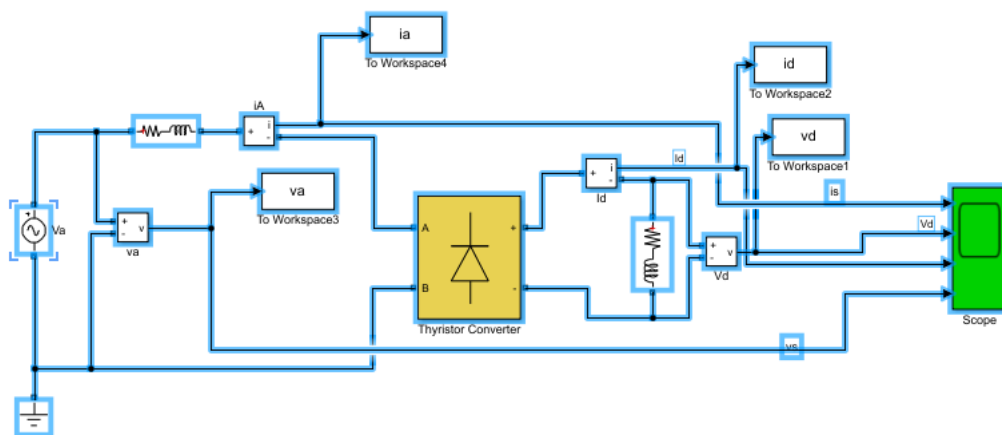


Figure 3.18 schéma de simulation du phénomène d'empiètement

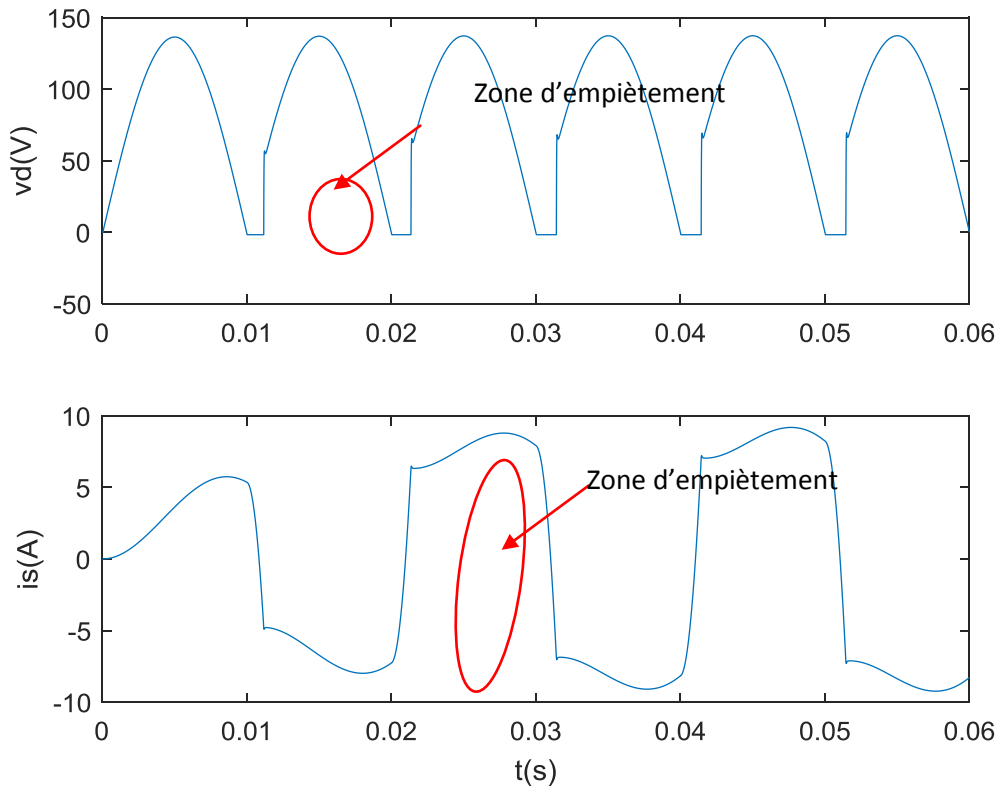


Figure 3.19 forme d'onde de la tension de charge lors de l'empîement

3.8 Etude harmonique du courant de source

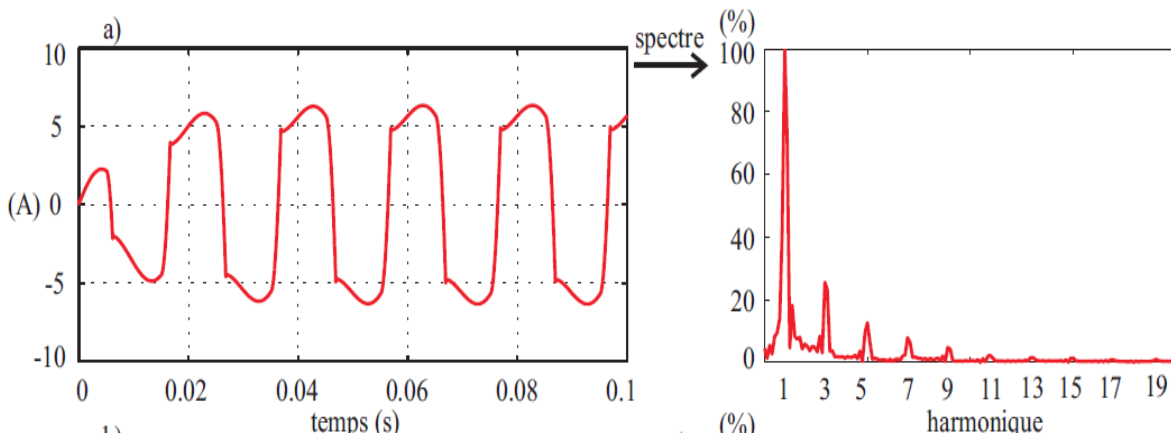


Figure 3.20 Spectre du courant de source (cas de montage redresseur monophasé non commandé double alternance)

3.9 Conclusion

Dans ce chapitre on a validé par simulation les redresseuses monophasées simples alternances et double alternance qui ont un vaste domaine d'application,

- A partir du tracé de la courbe du courant de charge on en déduit que la diode de roue libre élimine la tension négative et elle assure la continuité du courant dans la charge lorsque la tension aux bornes de la charge est nulle.
- La présence d'inductance de ligne provoque le phénomène d'empiètement.
- L'analyse spectrale du courant de ligne montre la présence d'harmoniques d'ordre $h = 2k \pm 1$ avec k entier positif.

Malgré leur vaste utilisation l'inconvénient majeur des montages redresseurs c'est qu'ils envoient au réseau des courants non sinusoïdaux riches en harmoniques (représente une charge non linéaire pour le réseau), la solution pour éviter la déformation du signal est l'utilisation des filtres actifs.

Conclusion générale :

Ce mémoire est consacré à l'étude des montages redresseurs qui assure la conversion de l'énergie électrique alternative en continue car la consommation de l'énergie électrique est très réponde en courant continu, pour cela les redresseurs sont les plus utilisés. Mais le besoin croissant induit automatiquement une multiplication de ces équipements, qui, à leurs tours provoquent des perturbations, de plus en plus présentes sur le réseau. Cependant, la pollution des réseaux est d'autant plus importante que le nombre de ces convertisseurs est plus élevé.

Ce travail nous a permis de découvrir les montages redresseurs en allant du simple montage monophasé mono alternance non commandé au montage double alternance entièrement commandé et mixte débitant sur différentes charges résistives et résistives inductive avec prise en compte de quelques phénomènes surgissant leurs fonctionnement comme l'empiètement et l'effet de la diode de roue libre.

La méthodologie présentée donne le montage utilisé, ensuite une analyse s'impose pour clarifier le fonctionnement du montage, le tracé des courbes de quelques caractéristiques qui nous paraissent importantes comme le courant et la tension de la charge et le tracé du courant de source.

Le spectre du courant de réseau est très riche en harmonique. Ainsi ; ces convertisseurs provoquent une dégradation du facteur de puissance du réseau et génèrent des courants très riches en harmoniques. Une des solutions les plus efficaces pour corriger ces inconvénients est l'utilisation d'un onduleur triphasé ayant pour but, de dépolluer le réseau et de compenser l'énergie réactive. Ce qui nous permet d'avoir un réseau plus stable.

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Guy .Seguier. **Electronique de puissance** 7^{ème} édition Dunod, 1999
- [2] Guy.Chateiger, Michel Boês, Daniel Bouix, Jaque Vaillant, **Manuel de Génie Electrique** (Dunod), 2006.
- [3] Jean Louis DALMASSO. **Electronique de puissance - commutation**. DIA-BELIN, 1986.
- [4] Muhammad H. Rashid, Power Electronics, circuits devices, and Applications, second édition, 1994.
- [5] Guy.Seguier. **Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome (AC-DC)** TEC&DOC, 1991
- [6] Guy Séguier. Francis Labrique. Philippe Delarue. **Structures, commandes, applications**. 10^{ème} édition, Dunod, 2015.
- [7] Alain Hebert, Claude Naudet et Michel Pinard. **Machines Electriques Electronique de Puissance** DUNOD, 1997
- [8] Luc Lasne, **Electronique de puissance, cours étude de cas et exercices corrigés**, 2^{ème} édition Dunod, 2015.