

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Ziane Achour de Djelfa
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des Sciences de la Technologie
LAADI LABORATOIRE



Introduction à l'électronique de puissance

3^{ème} année LMD « Electrotechnique »

Dr. Amar BENAÏSSA

Décembre 2020

Table des Matières

- Introduction	3
- Généralité	4
- CHAPITRE I : Eléments semi-conducteurs en Electronique de Puissance.....	7
- CHAPITRE II : Redressement non commandé.....	20
- CHAPITRE III : Redressement commandé.....	28
Références Bibliographiques.....	34

Introduction

Historiquement, les mises en forme d'énergie électrique étaient réalisées à l'aide de montages complexes à base de machines tournantes (convertisseurs dynamiques). L'essor des semi-conducteurs de puissance au début des années 60 a permis le rapide développement des convertisseurs statiques d'énergie électrique (par opposition aux convertisseurs dynamiques). Les convertisseurs statiques sont donc désormais utilisés pour mettre en forme l'énergie électrique et permettre ainsi d'adapter les différentes sources d'énergies aux différentes charges.

Ces convertisseurs statiques sont constitués d'interrupteurs électroniques à base de semi-conducteurs et d'éléments passifs. Ils permettent le transfert d'énergie tout en garantissant un rendement correct. En effet, les semi-conducteurs sont utilisés en régime de commutation de façon à mettre en forme l'énergie électrique.

En première approximation, à l'état passant, l'hypothèse est faite que la chute de tension aux bornes du semi-conducteur est nulle. De même, à l'état bloqué, le courant traversant l'interrupteur est supposé nul. Ainsi, ces interrupteurs permettent de mettre en forme l'énergie électrique.

La partie présentée dans ce polycopié traite une partie du cours d'électronique de puissance soit une introduction à cette discipline.

Le présent polycopié présente : Eléments semi-conducteurs en Electronique de Puissance, redressement non commandé et le redressement commandé, comme une introduction à l'électronique de puissance

Généralités

I-1/ Introduction :

Le développement des semi-conducteurs issu des progrès de la physique a permis l'avènement d'une nouvelle discipline de l'électrotechnique, sous l'appellation l'électronique de puissance.

Les systèmes chargés de manipuler l'énergie électrique sont les convertisseurs statiques qui permettent d'adapter de manière réversible ou non la forme alternative ou continue de l'énergie entre le réseau et la charge.

Ces transformations apparaissent sous quatre formes, pour les quelles sont associées quatre type de convertisseurs :

- Les redresseurs : pour la conversion alternative / continue
- Les hacheurs : pour la conversion continue / continue
- Les gradateurs : pour la conversion alternative / alternative
- Les onduleurs : pour la conversion continue / alternative

I-2/ Définition :

L'électronique de puissance est la branche de l'électrotechnique qui a pour objet l'étude de la conversion statique de l'énergie. En traitant l'énergie sous forme statique, l'électronique de puissance permet :

- une utilisation plus simple et plus adaptée de l'énergie électrique, conforme aux besoins de l'utilisateur.
- Une amélioration de la gestion, du transport et de la distribution de l'énergie électrique pour le fournisseur de l'énergie.
- De concevoir et de mettre en œuvre des dispositifs de taille et de masse plus réduite permettant un fonctionnement plus silencieux.

La conversion statique est réalisée par un convertisseur statique soit un dispositif qui transforme l'énergie électrique disponible en une forme appropriée à l'alimentation d'une charge.

I-3/ Fonction de base et terminologie de convertisseurs statiques :

L'énergie électrique est disponible soit sous forme alternative par un réseau de distribution industriel ou un alternateur, soit sous forme continue par des batteries d'accumulateurs ou des génératrices à courant continu.

Quand a la charge, suivant sa nature, elle nécessite une énergie sous forme alternative ou continue.

Suivant la nature de l'énergie, on caractérise les grandeurs en continu par la valeur moyenne ($\frac{1}{T} \int S(t)dt$) et les grandeurs alternatives par la valeurs efficace ($\sqrt{\frac{1}{T} \int S^2(t)dt}$).

I-4/ Constitution des convertisseurs statiques :

Vu le niveau des puissances mises en jeu, la conversion d'énergie doit être effectuée en recherchant le meilleur rendement. En voici les principales raisons:

- On ne peut pas évacuer ou dissiper les pertes (qui apparaissent sous forme de chaleur) si elles sont trop importantes.
- Le coût des dispositifs d'évacuation et de refroidissement (radiateurs, ventilateurs, ...etc.)devient très vite prohibitif.
- La fiabilité des composants diminue très rapidement quand la température augmente.

I-5/ Composants utilisables :

Le rendement maximum n'est obtenu qu'en utilisant des composants pas ou peu dissipatifs, absorbant une puissance minimale (idéalement nulle). Cette condition peut être réalisée de deux manières:

- Puissance instantanée nulle à tout instant.
- Valeur moyenne sur une période de fonctionnement de la puissance soit nulle.

Si à chaque instant, la tension u ou le courant i est nul, le dipôle associé est un interrupteur parfait. En effet, un interrupteur parfait fermé présente une chute de tension négligeable et les pertes y sont donc nulles quelques soit le courant qui le traverse. Un interrupteur parfait ouvert n'a pas de courant de fuite, les pertes y sont donc nulles quelques soit la tension qu'il supporte voir figure I.1.

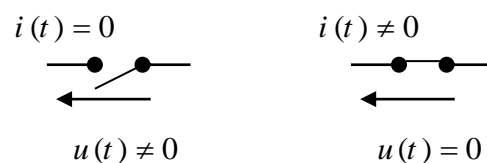


Figure I.1: interrupteur parfait

En pratique les interrupteurs seront réalisés à partir de semi-conducteurs fonctionnant en commutation. En électronique de puissance, ce sont les diodes, les thyristors, les triacs, les GTOs, les transistors (bipolaires, MOS, IGBTs,etc.); ils fonctionnent exclusivement en régime de commutation voir figure I.2.

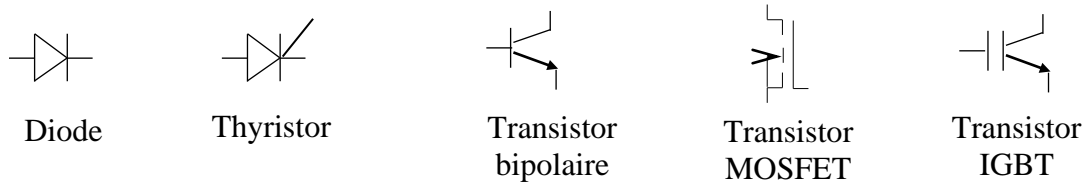


Figure I.2: interrupteur utilisés en électronique de puissance

CHAPITRE I : Eléments semi-conducteurs en Electronique de Puissance

I-1/ Diodes :

Une jonction PN peut être présentée comme le montre la figure II.1

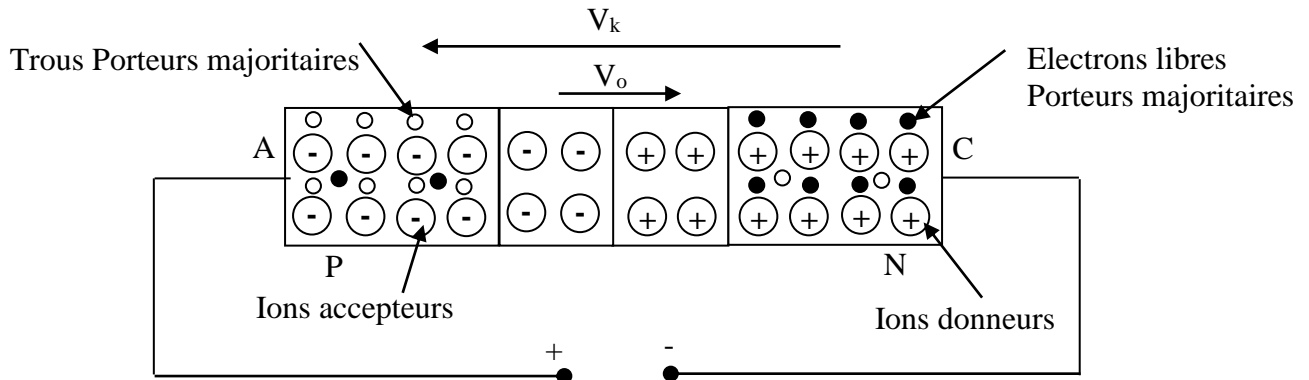


Figure II.1: jonction PN

La diode est l'interrupteur électronique non commandé réalisant les fonctions suivantes :

- Fermé dans un sens (direct),
- Ouvert dans l'autre (inverse).

D'où les caractéristiques statiques idéales, figure II.2 :

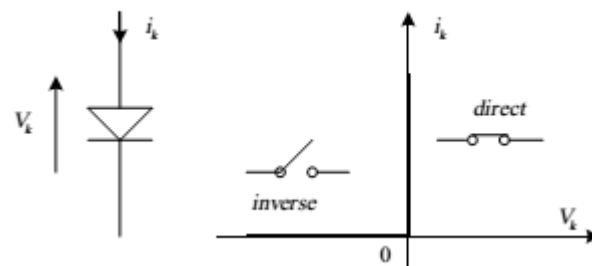


Figure II.2: caractéristiques statiques idéales

Diode polarisé en inverse : $V_k < 0$

$V_C > V_A$: circulation d'un courant de fuite I_s dû aux porteurs minoritaires voir figure II.3

Diode polarisé en directe : $V_k > 0$

$V_A > V_C$: la zone de déplétion est réduite et une circulation libre des charges majoritaires. On dit que la diode est passante. L'expression du courant direct peut être donné par:

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) \quad (\text{II.1})$$

Où :

I_D : Courant direct de la diode en A

I_S : Courant de saturation inverse ($10^{-6} - 10^{-15}$) A

V_D : Tension aux bornes de la diode en V

n : Coefficient d'émission (1-2) dépend du matériel et la construction physique de la diode

V_T : Tension thermique en V ou $V_T = \frac{KT}{q}$ Avec :

q : Charge d'électron $1.6022 \cdot 10^{-19} \text{ C}$

T : Température absolue en Kelvin

K : Constante de Boltzman $1.3806 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$

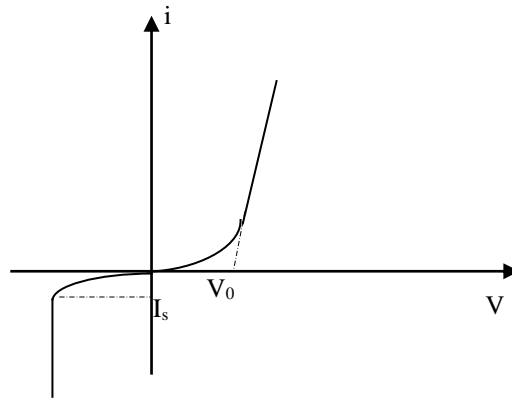


Figure II.3:caractéristiques statiques pratique

La caractéristique pratique d'une diode (figure II.3) peut être divisée en trois régions:

- Région de polarisation directe
- Région de polarisation inverse
- Région d'avalanche

Région de polarisation directe: dans cette région on a $V_k > 0$, le courant direct de la diode reste petit tant que $V_k < V_0$, ou V_0 est la tension seuil de la diode (de l'ordre de 0.7 V généralement). Au delà de cette tension la diode est complètement conductrice. Considérons une diode tel que $V_D = 0.1 \text{ V}$, $n=1$ et $V_T = 25.8 \text{ mV}$:

$$V_D = V_0, \quad I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) = I_S (48.23 - 1) \approx I_S 48.23$$

$$V_D > V_0, I_D \gg I_S \text{ et } I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) \approx I_S e^{V_D/nV_T}$$

Région d'avalanche: dans cette région la tension inverse est élevée généralement plus de 1000 V. si la tension inverse dépasse la tension seuil d'avalanche le courant inverse croit rapidement avec une petite variation de la tension seuil d'avalanche V_{BR} .

Considérons une diode tel que $V_D = 1.2$ V, $I_D = 300$ A, $n=2$ et $V_T = 25.8$ mV. Calculer le courant de saturation I_S .

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1), \text{ d'où } I_S = 2.383 \cdot 10^{-8} \text{ A}$$

Le courant de saturation I_S est très petit et du essentiellement aux porteurs minoritaires.

Région de polarisation inverse: dans cette région on a $V_k < 0$, si $V_k < 0$ et $|V_k| \gg V_T$ on peut négliger le terme exponentiel de l'expression du courant direct et on aura:

$$I_D = I_S (e^{V_D/nV_T} - 1) \approx -I_S$$

Caractéristique de recouvrement inverse d'une diode :

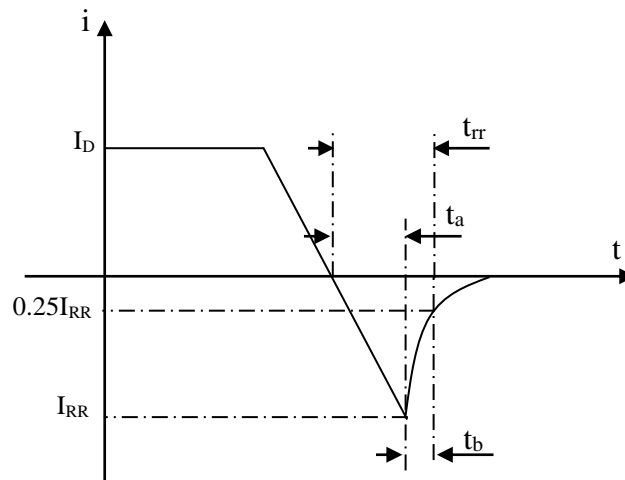


Figure II.4: Caractéristique de recouvrement inverse d'une diode

Le courant direct dans une diode est du à l'effet net des porteurs de charges majoritaires et minoritaires, une fois son courant direct est ramené à zéro par polarisation inverse de la diode ou nature de circuit, la diode continue à conduire à cause des porteurs de charges minoritaires qui restent stocker dans la jonction P.N et dans le matériau semi-conducteur.

Les porteurs minoritaires nécessitent un certain temps pour se recombiner et se neutralisé avec les charges opposées. Ce temps est appelé "temps de recouvrement inverse" dénoté t_{rr} et mesuré à partir du premier passage par zéro du courant jusqu'au 25% de I_{RR} , voir figure II.4.

$t_{rr} = t_a + t_b$ tels que :

t_a : est dû aux charges stockées dans la zone de déplétion de la jonction P.N.

t_b : est dû aux charges stockées dans l'ensemble du matériau semi-conducteur

$$I_{RR} = t_a \frac{di}{dt} \quad (\text{II.2})$$

Dans la pratique on s'intéresse généralement au temps t_{rr} et à la valeur de pick I_{RR} . La charge stockée n'est que la surface enveloppe par le courant I_{RR} .

Approximativement:

$$Q \approx \frac{1}{2} I_{RR} t_a + \frac{1}{2} I_{RR} t_b \approx \frac{1}{2} I_{RR} t_{rr}$$

D'où:

$$I_{RR} = \frac{2Q}{t_{rr}} \quad (\text{II.3})$$

De (II.2) et (II.3) on a :

$$t_{rr} t_a = \frac{2Q}{(di/dt)}$$

Généralement on a $t_b \ll t_a$ ce qui permet d'écrire $t_{rr} \approx t_a$

$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q}{(di/dt)}} \quad (\text{II.4})$$

$$I_{RR} = \sqrt{2Q \frac{di}{dt}} \quad (\text{II.5})$$

Ainsi on peut voir de ces dernières équations que le temps de recouvrement (t_{rr}) et la valeur maximale du courant de recouvrement (I_{RR}) dépendent de la charge stockée et du taux d'accroissement de courant (di/dt).

Si une diode se trouve dans un état bloqué, un courant de fuite circule (dû aux porteurs minoritaires). L'application d'une tension directe forcera la diode à conduire dans le sens direct, mais il faudra un temps de recouvrement direct ou temps d'allumage (turn-on), avant que tout les porteurs majoritaires à travers la jonction entière contribuent au passage du courant. Si l'accroissement du courant (di/dt) est grand, et le courant est concentré dans des

petites régions de la jonction, la diode pourra être détruite. Ainsi le temps de recouvrement direct limite l'accroissement du courant et la fréquence commutation.

Diodes de puissance :

Idéalement une diode ne peut pas avoir un temps de recouvrement, mais leurs prix sera énorme dans ce cas.

Dans plusieurs application l'effet du temps t_{rr} est négligeable, ainsi des diodes de bon marché peuvent être utilisé selon la caractéristique de recouvrement et les techniques de protection.

Les diodes de puissance peuvent être classées en trois catégories:

Diodes standard : ou diodes de redressement, elles sont utilisées pour le redressement non commandé, comme des diodes de roue libre dans les onduleurs, ces diodes sont généralement utilisées pour la fréquence industrielle et elles ont une caractéristique de recouvrement lente ($t_{rr} \approx 25 \mu s$). Elles disponibles à des grandes valeurs de tension et de courant:

V : 50 V \longrightarrow 5000 V

I : 1 A \longrightarrow 3000 A

f < 1 kHz

Diodes de recouvrement rapide : elles sont utilisées dans le redressement de haute fréquence, la conversion DC/DC et DC/AC et dans les circuits de commutation ou le temps de recouvrement est important dans l'application.

Le temps de recouvrement $t_{rr} \approx 0.1 \longrightarrow 5 \mu s$

Elles disponibles à des valeurs de tension et de courant:

V : 50 V \longrightarrow 3000 V

I : 1 A \longrightarrow 100 A

Diodes de Schottky: elles ont la particularité de très faible chute de tension directe et un temps de recouvrement très faible (t_{rr} de l'ordre de ns). Mais elles sont caractérisées par un grand courant de fuite et une faible capacité de blocage de tension.

On les trouve dans les limites:

V : 1 V \longrightarrow 100 V

I : 1 A \longrightarrow 300 A

Elles sont généralement utilisées dans en instrumentation H.F et les alimentations à découpage.

Montage en série des diodes :

Les diodes sont connectées en série pour augmenter leurs capacités de blocage en inverse .

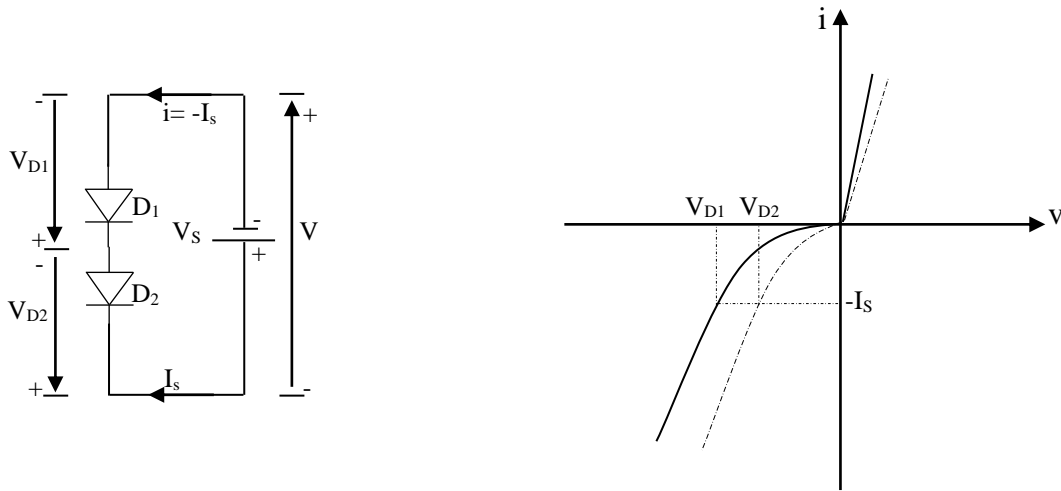


Figure II.5: Diodes connectées en série avec caractéristique v-i

A cause de la diversité des caractéristiques des diodes (de même référence) dû au processus de production. Dans la région de polarisation directe les deux diodes permettent le passage du même courant et V_{D1} et V_{D2} sont presque égaux. Mais dans la région de polarisation inverse les deux diodes doivent avoir le même courant de fuite ce qui entraîne un écart significatif entre V_{D1} et V_{D2} (figure II.5)

La solution est de créer un équilibre par un réseau de diviseur de tension formé des résistances voir figure II.6.

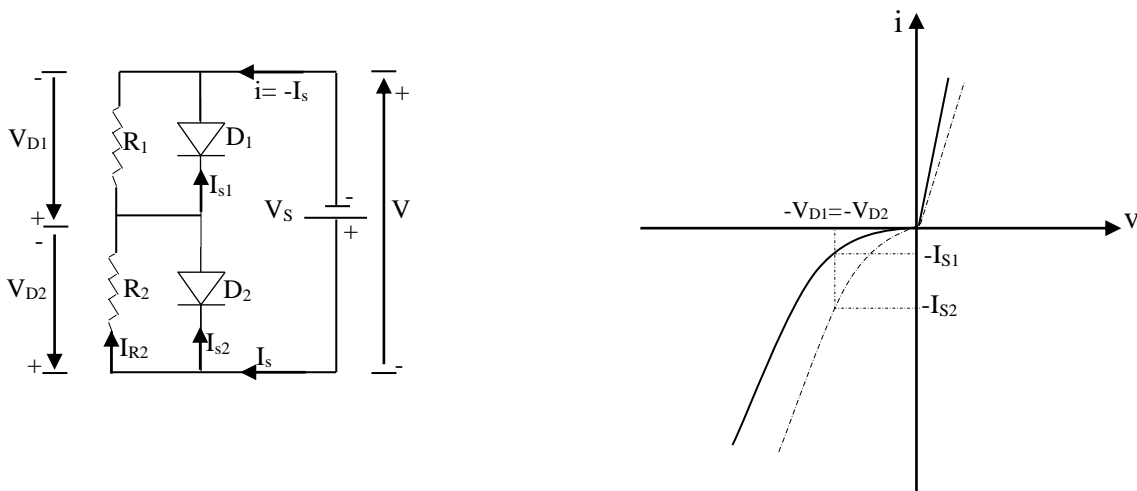


Figure II.6: Diodes connectées en série avec circuit d'équilibrage et caractéristique v-i

$$I_s = I_{s1} + I_{R1} = I_{s2} + I_{R2} \quad (\text{II.6})$$

$$I_{R1} = \frac{V_{D1}}{R_1} \quad (\text{II.7})$$

$$I_{R2} = \frac{V_{D2}}{R_2}$$

$$I_s = I_{s1} + \frac{V_{D1}}{R_1} = I_{s2} + \frac{V_{D2}}{R_2} \quad (\text{II.8})$$

Montage en parallèle des diodes :

Dans les applications de grande puissance les diodes sont montées en parallèle figure II.7 en vue d'augmenter la capacité de conduction en courant. La distribution du courant sera en accord avec leur chute de tension directe respective voir figure II.8.

Une distribution uniforme de courant peut être faite par l'insertion d'une impédance figure II.9.

$$i_{D1} = i_{D2} = I = \dots = i_{Dn} \quad (\text{II.9})$$

$$V_{D1} + R_1 I = V_{D2} + R_2 I = \dots = V_{Dn} + R_n I \quad (\text{II.10})$$

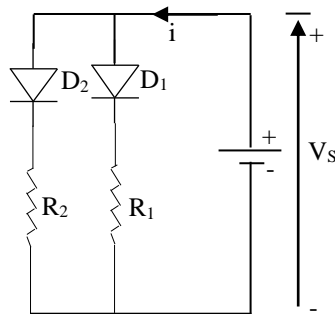


Figure II.7 : Diodes connectées en parallèle avec résistances d'équilibrage de courant

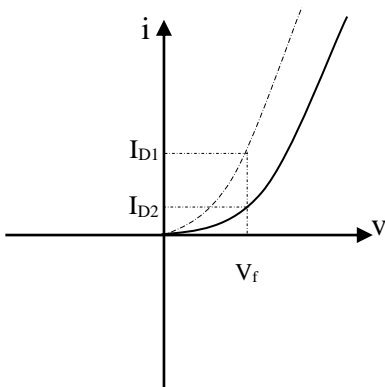


Figure II.8 : correspondance chutes de tension directe / courants directs de deux diodes

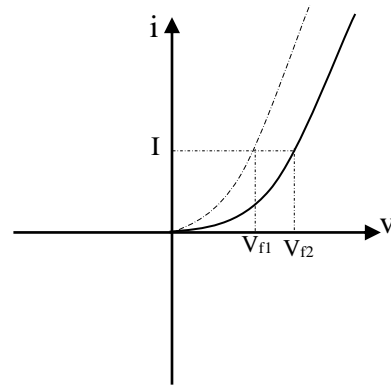


Figure II.9 : correspondance chutes de tension directe / courants directs de deux diodes après une distribution uniforme de courant

I-2/ Thyristor :

Le thyristor est un semi conducteur à quatre couches à structure PNPN avec trois jonctions PN et à trois bornes : Anode, Cathode et Gâchette voir figure II.10.

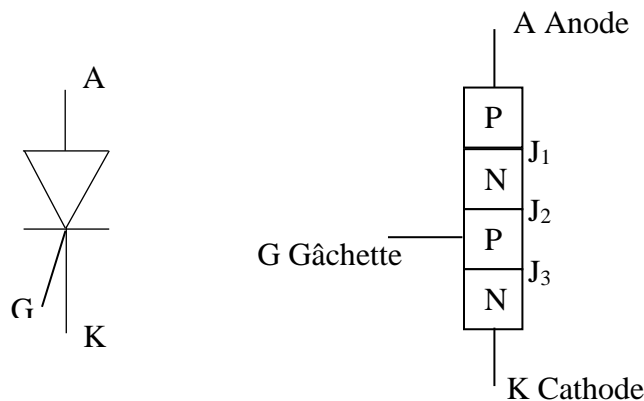


Figure II.10 : Symbole du thyristor avec trois jonctions PN

Si $V_A > V_K$: Les jonctions J_1 et J_3 sont polarisées en directe et J_2 est polarisée en inverse, seulement un courant de fuite circule de l'anode vers la cathode. Le thyristor est dit à l'état bloqué direct.

Si V_{AK} est augmenté d'avantage à des grandes valeurs la jonction J_2 sera claquée par avalanche, la tension correspondante au claquage est dite tension de claquage directe.

Comme les autres jonctions J_1 et J_3 sont polarisées en directes, il y aura un mouvement libre d'électron et en résulte un grand courant direct.

Le thyristor est à l'état passant. La chute de tension V_{AK} est dû à la chute ohmique dans les quatre couches (environ 1V), dans cet état le courant anodique n'est limité que par la résistance externe.

Une fois le thyristor est conducteur il se comporte comme une diode et on n'aura aucun contrôle sur cet élément qui continu à conduire car il n'y a pas de zone de déplétion au niveau de J_2 à cause du mouvement libre des électrons.

Si le courant I_A est réduit au dessous du courant de maintien I_H , une zone de déplétion se formera sur J_2 et le thyristor passe à l'état bloqué.

Si $V_{AK} < 0$: J_2 est polarisé en directe par contre J_1 et J_3 en inverse, cela est équivalent à deux diodes séries polarisées en inverse. Le thyristor est dit à l'état bloqué inverse, un courant de fuite inverse circule à travers l'élément.

Si on continu à augmenter la tension inverse V_{AK} , il y a un risque de claquage des jonctions J_1 et J_3 (claquage destructif).

Malgré que le thyristor peut conduire en augmentant la tension directe au delà de la tension V_{max} , une telle conduction peut être destructif et non pratique.

En pratique la tension directe est maintenue au dessous de V_{max} ($V_{AK} < V_{max}$) et le thyristor peut être amorcer par l'application d'une impulsion positive sur la gâchette voir figure II.11.

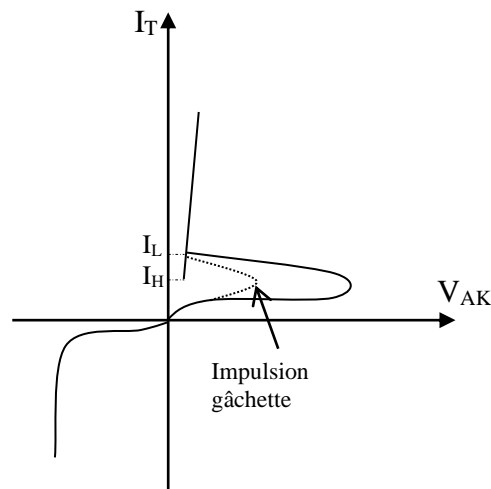


Figure II.11 : Caractéristique v-i du thyristor

I-2-1/Model à deux transistors :

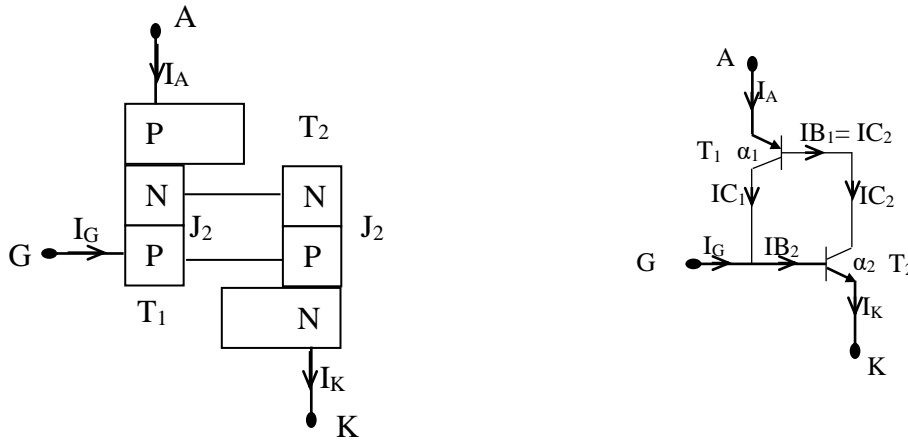


Figure II.12 : Model à deux transistors d'un thyristor

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$$

I_{CBO} : Courant de fuite J_{CB}

α : Gain en courant à base commune

$$T_1 : I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1}$$

$$T_2 : I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2}$$

$$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 I_K + I_{CBO2}$$

Pour un courant de gâchette I_G on a :

$$I_K = I_A + I_G$$

D'où :

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (II.11)$$

Si une impulsion I_G est appliquée (le courant de gâchette augmente de 0 à 1mA), le gain en courant α_2 augmente, et le courant I_A augmente à son tour. L'augmentation de I_A , les gains α_1 et α_2 augmentent encore et le processus continue jusqu'à ce que le thyristor est complètement conducteur et le courant I_A n'est limité que par la charge externe.

Une fois le thyristor est amorcé l'impulsion I_G peut être éliminer et le système continue à conduire.

I-2-2/ Blocage d'un thyristor :

Il se fait généralement en réduisant le courant au dessous du courant de maintien. Plusieurs techniques existent dans lesquelles le courant i est maintenu au dessous de i_m (courant de maintien) pour un temps suffisant de manière que l'excès de porteurs de charges dans les quatre couches soit recombinié. A cause de J_1 et J_3 , l'extinction est similaire à celle d'une diode.

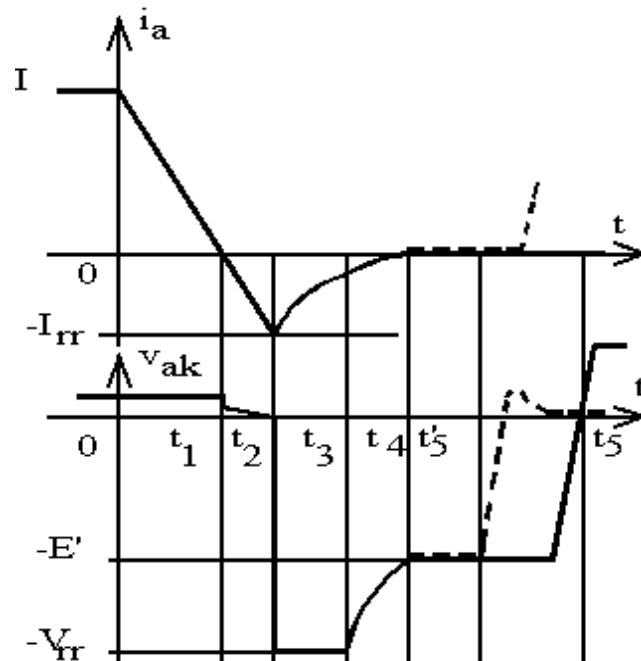


Figure II.13 : Caractéristique de blocage d'un thyristor

Pour $t < 0$, nous supposons que le thyristor est passant avec un courant de gâchette nul : $v_{ak} = V_T \approx 1 \text{ V}$; $I_A = I = \text{Cste}$; $I_g = 0$.

A partir de $t = 0$, nous faisons décroître le courant I_A avec une pente $d(i_a)/dt$ imposée pour arriver au blocage confirmé par une tension $V_{AK} = -E'$ négative. Le moyen utilisé pour faire diminuer le courant sera décrit dans la suite.

- de 0 à t_1 , les jonctions J_1 et J_3 restent passantes, le courant I_A est positif et la tension v_{ak} reste constante.
- de t_1 à t_2 , la jonction J_2 recouvre son pouvoir bloquant; le courant I_A devient négatif et atteint la valeur $-I_{rr}$ (Reverse Recovery). La tension V_{AK} s'annule progressivement. Les porteurs injectés dans J_3 sont piégés dans le thyristor.
- de t_2 à t_3 , le courant I_A s'annule progressivement au fur et à mesure des recombinaisons des porteurs piégés. Le changement de pente de I_A crée une surtension négative V_{rr} aux bornes du thyristor.

- de t_3 à t_4 , le courant I_A finit de s'annuler et la tension V_{AK} revient au niveau imposé de blocage $-E'$. Le temps mis par I_A pour devenir nul est appelé temps de recouvrement inverse t_{rr} .

- de t_4 à t_5 , le courant I_A est nul mais il y a toujours des porteurs piégés dans la jonction de commande J_c ; celle-ci n'a pas recouvré son pouvoir bloquant. Il faut attendre la recombinaison complète de ces porteurs pour pouvoir appliquer une tension positive tout en gardant le thyristor bloqué. La valeur minimale de ce temps $t_5 - t_2$ est appelée temps de désamorçage t_q . Ce temps varie de 2 à 100 μs suivant la "rapidité" du thyristor.

Sur la figure II.13, les courbes en trait plein correspondent au fonctionnement correct avec $t_5 - t_2 > t_q$; les courbes en pointillés correspondent à $t_5 - t_2 < t_q$; dans ce cas, dès que V_{AK} redevient positive, le thyristor s'amorce spontanément et le courant I_A redevient positif.

Un autre phénomène peut provoquer l'amorçage spontané : lorsque la tension directe croît avec une pente dv/dt imposée, la jonction J_c bloquée supporte la tension; sa zone de transition s'élargit et il se crée un courant $C_T \cdot dv / dt$ dans cette zone. Si la vitesse de croissance est trop grande, ce courant peut provoquer le claquage de la jonction, comme si on avait appliqué un courant de gâchette. Il faut donc rétablir la tension directe avec une pente limitée à une valeur $(dv/dt)_{max}$ de l'ordre de 10 à 1000 $V / \mu s$ suivant la "rapidité" du thyristor.

Pour bloquer de façon sûre un thyristor, il faut :

- annuler le courant I_A
- appliquer une polarisation inverse et la maintenir pendant un temps au moins égal au temps de désamorçage t_q
- rétablir la tension directe avec une pente inférieure à $(dv/dt)_{max}$

I-2-3/ Procédé de commutation d'un thyristor :

La commutation est un procédé de blocage ou d'extinction d'un thyristor .il y a plusieurs circuits de commutation qui sont classifiés en :

- commutation naturelle
- commutation forcée

I-2-3-1/ Commutation naturelle :

Si la source est alternative, le courant du thyristor passe naturellement par zéro et une tension négative apparaît sur le thyristor. Ainsi l'élément est naturellement bloqué, grâce au comportement de la source.

I-2-3-2/ Commutation forcée :

Dans certains circuits la source d'énergie est continue et le courant à travers le thyristor est forcé à zéro par des moyens axillaires d'où le nom de la commutation forcée. Cette technique peut être réalisée par les circuits suivants voir figure II.14.

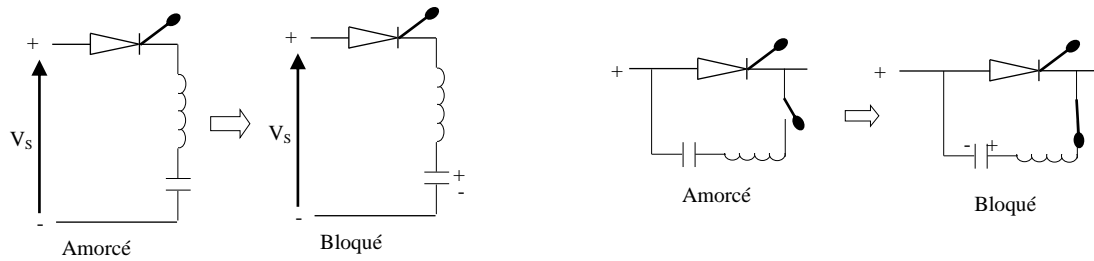


Figure II.14 : Circuits de commutation

CHAPITRE II : Redressement non commandé

II-1/ Redressement monophasé mono alternance :

II-1-1/ Charge résistive :

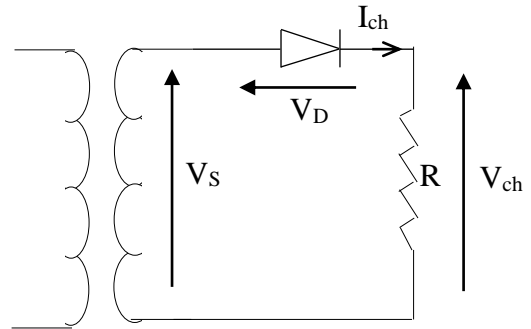
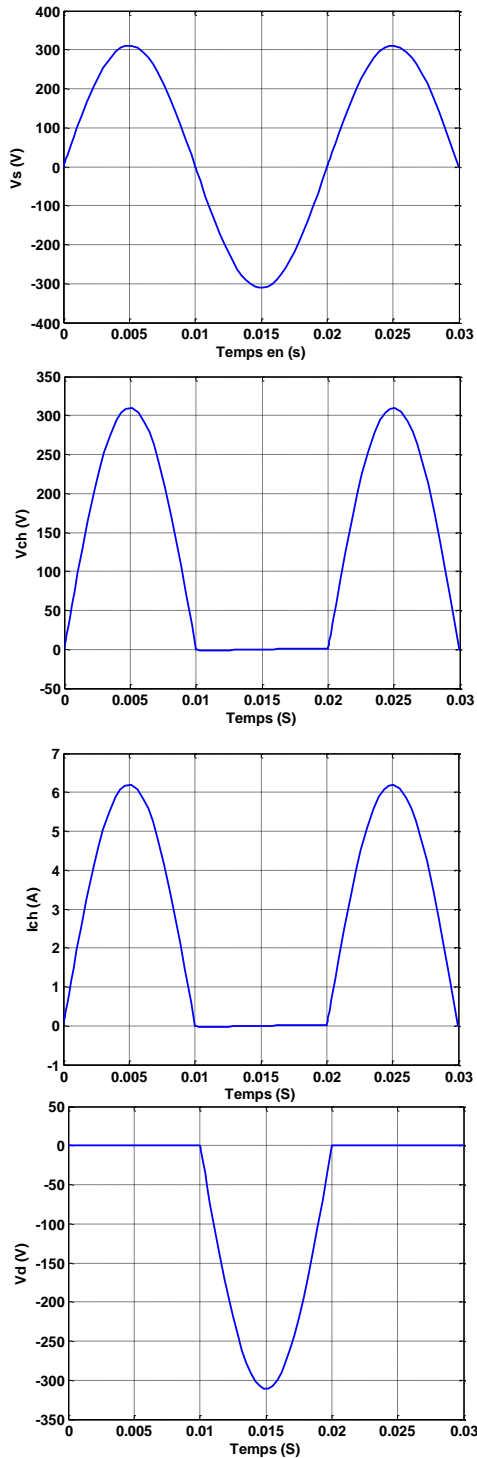


Figure II.1 : Circuit du montage

$$V_s = V_m \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \text{ rd/S et } f = 50\text{Hz}$$

$$R = 50\Omega$$

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} V_{ch}(t) dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_{ch}(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{\pi} \text{ (V)} \end{aligned}$$

Figure II.2 : Formes d'ondes :
 V_s , V_{ch} , I_{ch} et V_d

II-1-1/ Charge R-L :

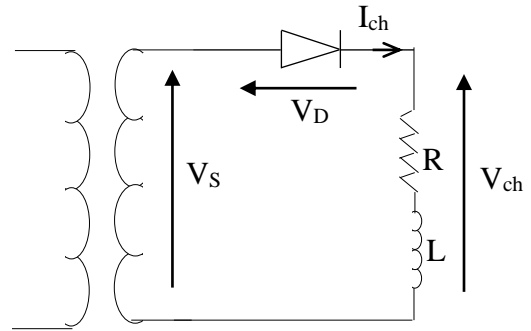
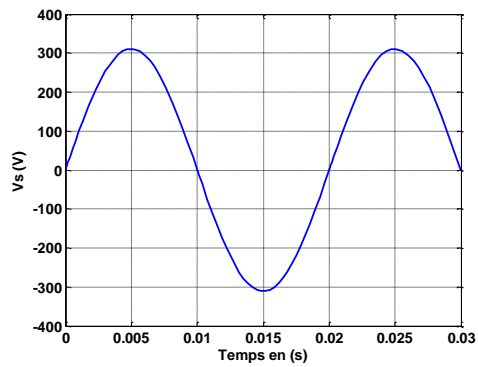


Figure II.3 : Circuit du montage

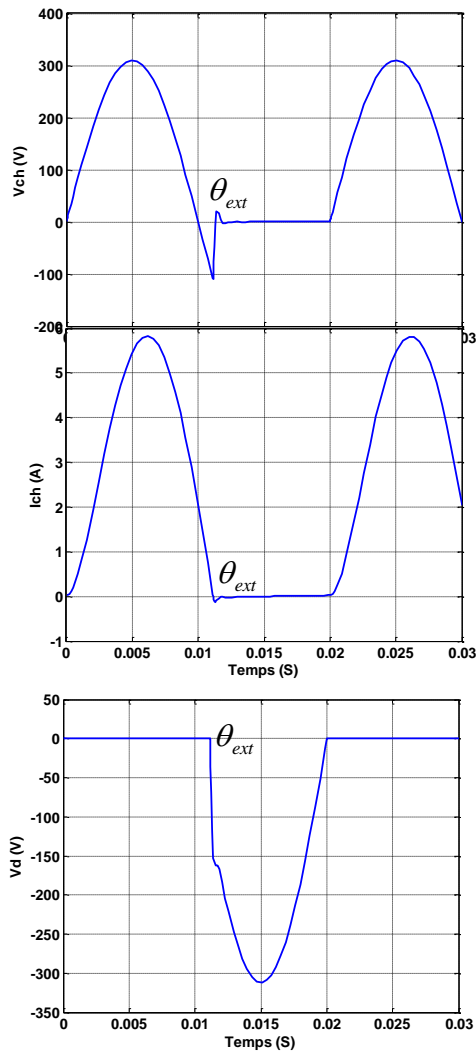


Figure II 4 : Formes d'ondes :
Vs, Vch, Ich et Vd

$$V_S = V_m \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \text{ rd/S et } f = 50\text{Hz}$$

$$R = 50\Omega \text{ et } L = 60\text{mH}$$

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\theta_{ext}} V_{ch}(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} \int_0^{\theta_{ext}} \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} (1 - \cos(\theta_{ext})) \text{ (V)} \end{aligned}$$

II-2/ Redressement monophasé double alternance :

II-2-1/ avec transformateur à point milieu :

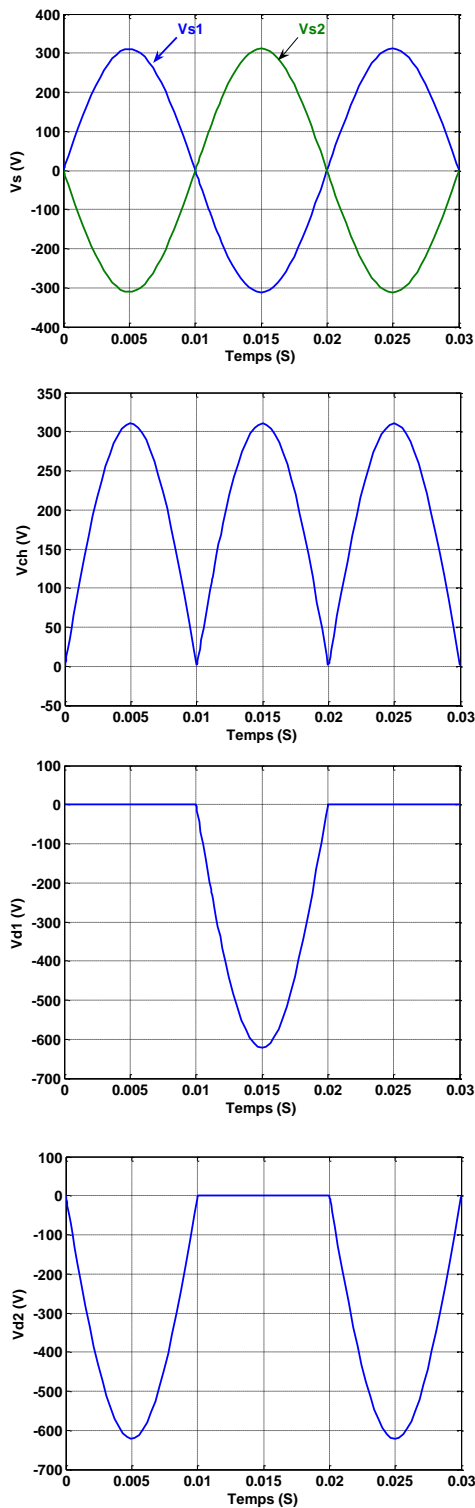


Figure II.6 : Formes d'ondes :
 V_{s12} , V_{ch} , V_{d1} et V_{d2}

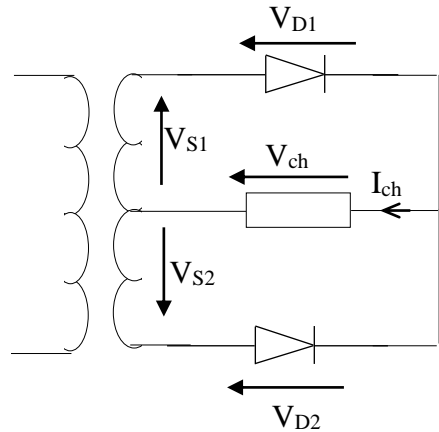


Figure II.5 : Circuit du montage

$$V_{S1} = V_m \sin(\omega t),$$

$$V_{S2} = V_m \sin(\omega t + \pi),$$

Avec $\omega = 2\pi f$ rd/S et $f = 50\text{Hz}$

$$R = 50\Omega$$

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{\pi} \int_0^{\pi} \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \text{ (V)} \end{aligned}$$

II-2-1/ Montage en pont:

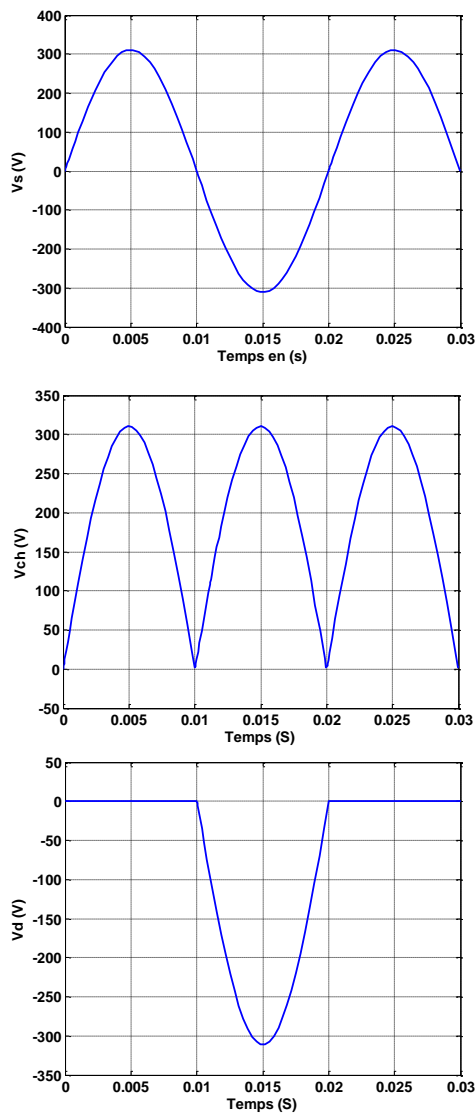


Figure II.8 : Formes d'ondes :
Vs, Vch, et Vd

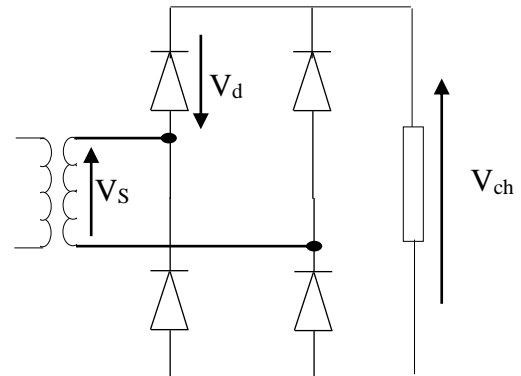


Figure II.7 : Circuit du montage

$$V_s = V_m \sin(\omega t),$$

Avec $\omega = 2\pi f$ rd/S et $f = 50\text{Hz}$

$$R = 50\Omega$$

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_m \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{\pi} \int_0^\pi \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \text{ (V)} \end{aligned}$$

II-3/ Redressement triphasé mono alternance :

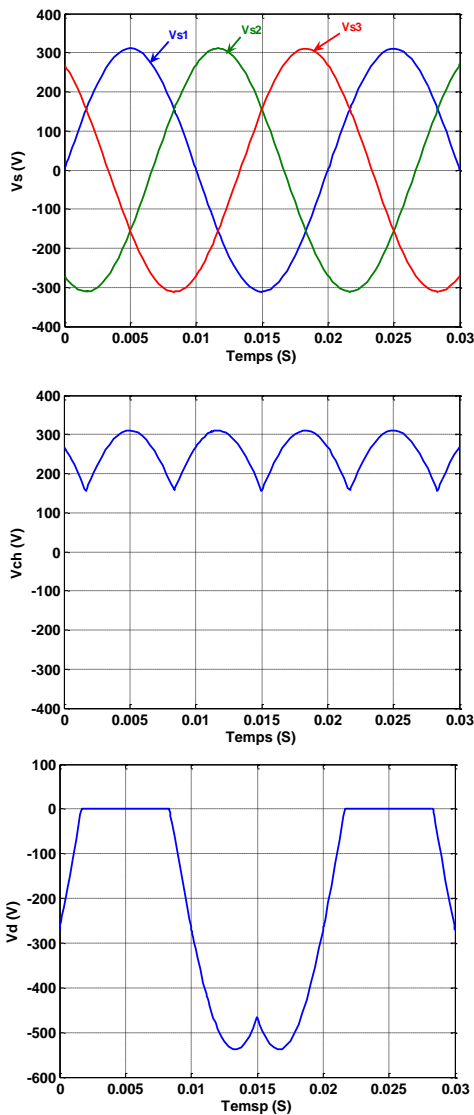


Figure II.10 : Formes d'ondes :
 V_{s123} , V_{ch} , et V_d

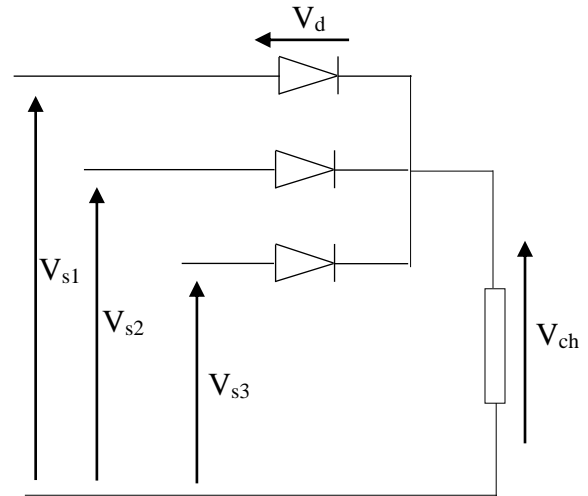


Figure II.9 : Circuit du montage

$$V_{S1} = V_m \sin(\theta),$$

$$V_{S2} = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$V_{S3} = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right),$$

Avec $V_m = 220\sqrt{2}$, $\theta = \omega t$ rd, $\omega = 2\pi f$ rd/S et $f = 50\text{Hz}$

$$R = 50\Omega$$

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

$$= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin(\theta) d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \text{ (V)}$$

II-4/ Redressement triphasé double alternance :

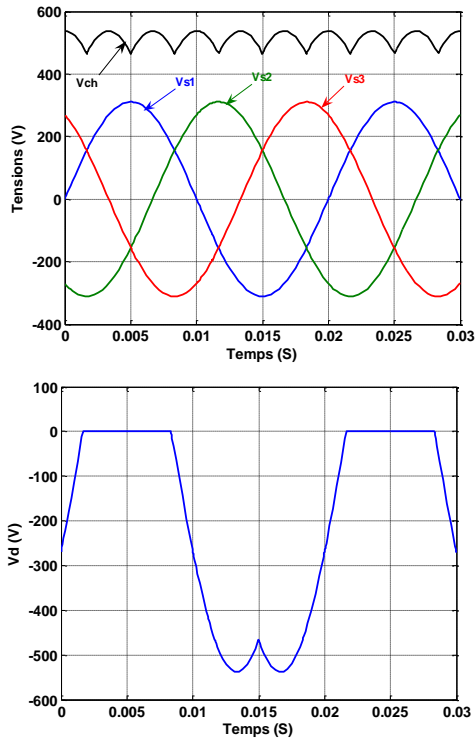


Figure II.12 : Formes d'ondes :
 V_{s123} , V_{ch} , et V_d

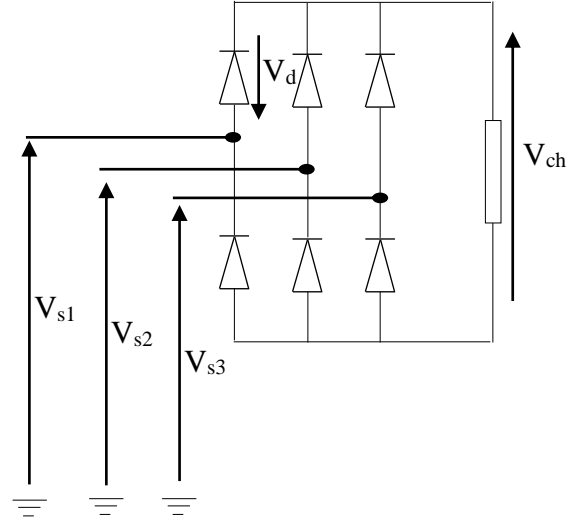


Figure II.11 : Circuit du montage

$$V_{s1} = V_m \sin(\theta),$$

$$V_{s2} = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$V_{s3} = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right),$$

Avec $V_m = 220\sqrt{2}$, $\theta = \omega t$ rd, $\omega = 2\pi f$ rd/S et $f = 50\text{Hz}$

$$R = 50\Omega$$

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3} V_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \\ &= \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \text{ (V)} \end{aligned}$$

II-5/ Paramètres de performances :

Facteur de forme (Form Factor) :

Le facteur de forme exprime la teneur en composante alternative dans la tension de sortie

$$FF = \frac{V_{eff}}{V_{moy}}$$

Où V_{eff} : exprime la valeur efficace de la tension de sortie

V_{moy} : exprime la valeur moyenne de la tension de sortie

Facteur d'ondulation (Ripple Factor) :

$$RF = \frac{V_{ac}}{V_{moy}}$$

Où

$$V_{ac} = \sqrt{V_{eff}^2 - V_{moy}^2}$$

Où V_{eff} : exprime la valeur efficace de la tension de sortie

V_{moy} : exprime la valeur moyenne de la tension de sortie

Facteur de déplacement DF (Displacement Factor) :

$$DF = \cos \phi$$

Où

ϕ : exprime l'angle entre la composante fondamentale du courant d'entrée et la tension

Facteur d'harmonique HF (Harmonic Factor) :

Le facteur d'harmonique du courant d'entrée est donné par :

$$HF = \sqrt{\frac{I_s^2 - I_{s1}^2}{I_{s1}^2}} = \sqrt{\frac{I_s^2}{I_{s1}^2} - 1}$$

Où

I_{s1} : exprime la valeur efficace de la composante fondamentale du courant d'entrée

I_s : exprime la valeur efficace du courant d'entrée

Facteur de puissance PF (Power Factor) :

Le facteur de puissance est donné par :

$$PF = \frac{V_s I_{s1}}{V_s I_s} \cos \phi = \frac{I_{s1}}{I_s} \cos \phi$$

Facteur d'utilisation :

Le facteur d'utilisation est donné par :

$$\eta = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} = \frac{V_{moy} I_{moy}}{V_{eff} I_{eff}}$$

Où

I_{moy} : La valeur moyenne du courant de sortie

I_{eff} : La valeur efficace du courant de sortie

CHAPITRE III : Redressement commandé

III-1/ Redressement monophasé mono alternance :

III-1-1/ Charge résistive :

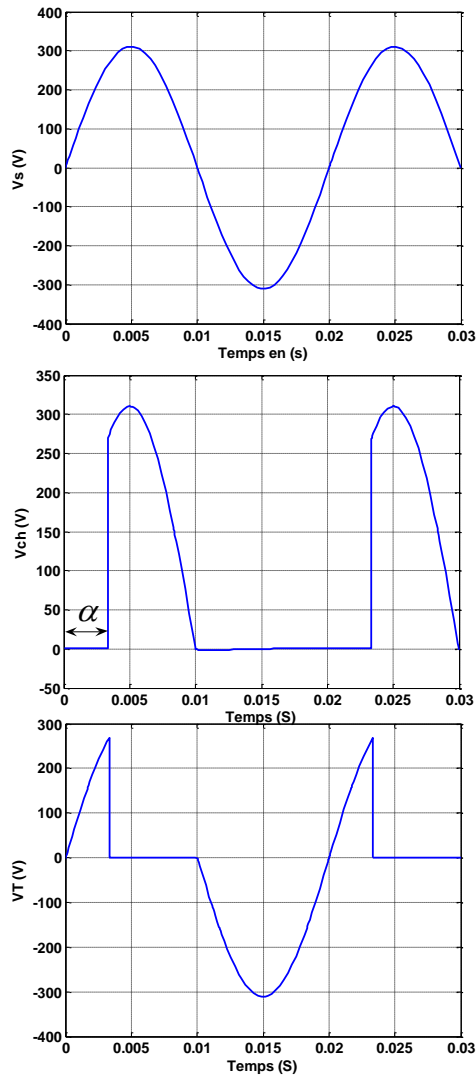


Figure III.2 : Formes d'ondes :
Vs, Vch, et VT

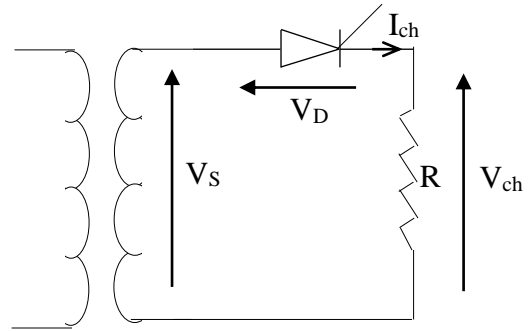


Figure III.1 : Circuit du montage

$$V_s = V_m \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \text{ rd/S et } f = 50\text{Hz}$$

$$R = 50\Omega$$

Le thyristor est amorcé avec un angle α

$$\begin{aligned} V_{\text{moy}} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{\text{ch}}(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\alpha)) \text{ (V)} \end{aligned}$$

III-1-2/ Charge R-L :

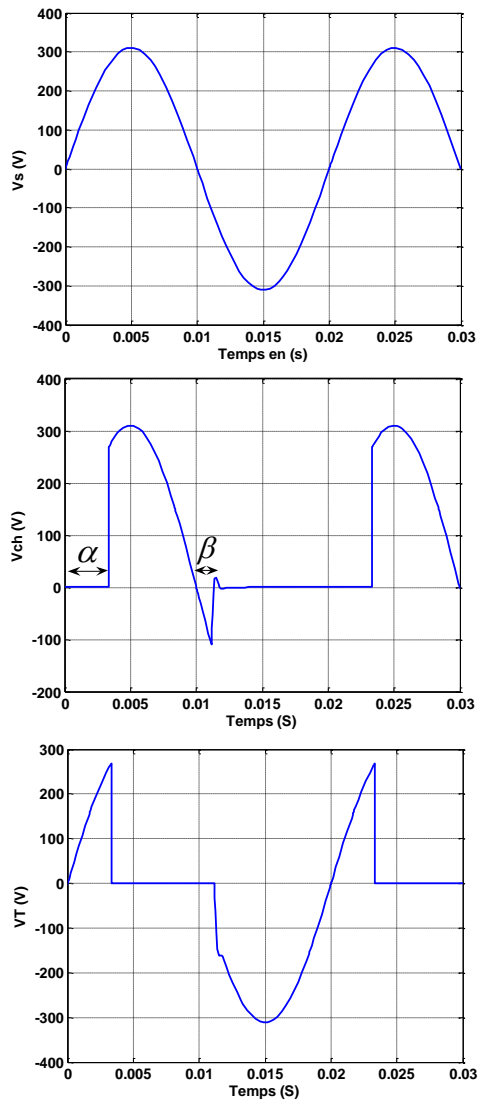


Figure III.4 : Formes d'ondes :
Vs, Vch, et VT

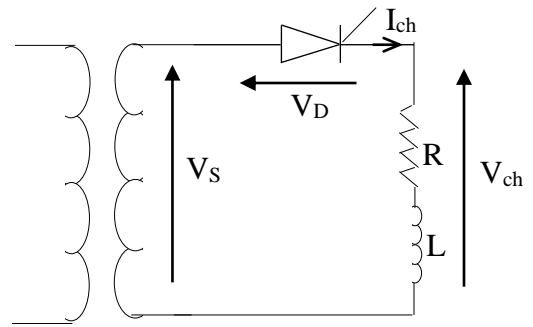


Figure III.3 : Circuit du montage

$$V_s = V_m \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \text{ rd/S et } f = 50\text{Hz}$$

$$R = 50\Omega \text{ et } L = 60\text{mH}$$

α : Angle d'amorçage

β : Angle d'extinction

$$V_{moy} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\beta} V_{ch}(\theta) d\theta$$

$$= \frac{V_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\beta} \sin(\theta) d\theta$$

$$= \frac{V_m}{2\pi} (\cos(\beta) + \cos(\alpha)) \text{ (V)}$$

III-1-3/ Charge R-L avec diode de roue libre :

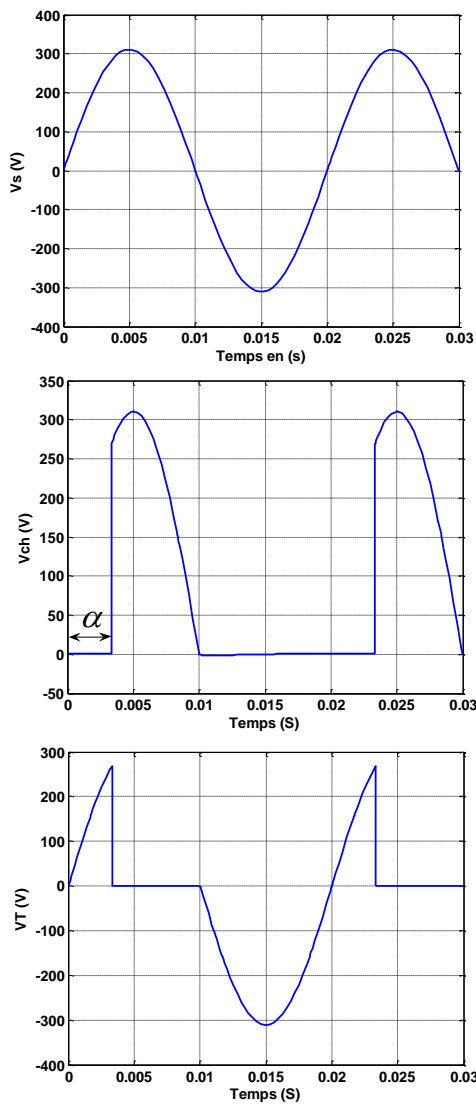


Figure III.6 : Formes d'ondes :
Vs, Vch, et VT

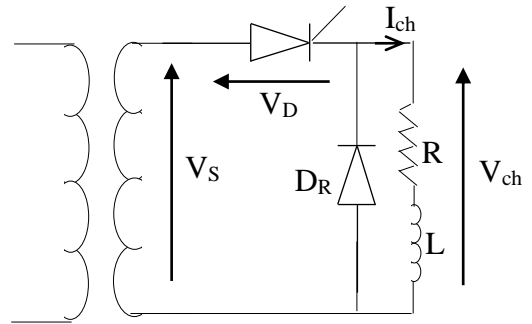


Figure III.5 : Circuit du montage

$$V_s = V_m \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \text{ rd/S et } f = 50\text{Hz}$$

$$R = 50\Omega \text{ et } L = 60\text{mH}$$

α : Angle d'amorçage

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_{ch}(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos(\alpha)) \text{ (V)} \end{aligned}$$

Pour éviter la diminution de la valeur moyenne de V_{ch} on ajoute une diode de roue libre.

III-1-4/ Redressement commandé en pont :

Charge très inductive (cas de conduction continue)

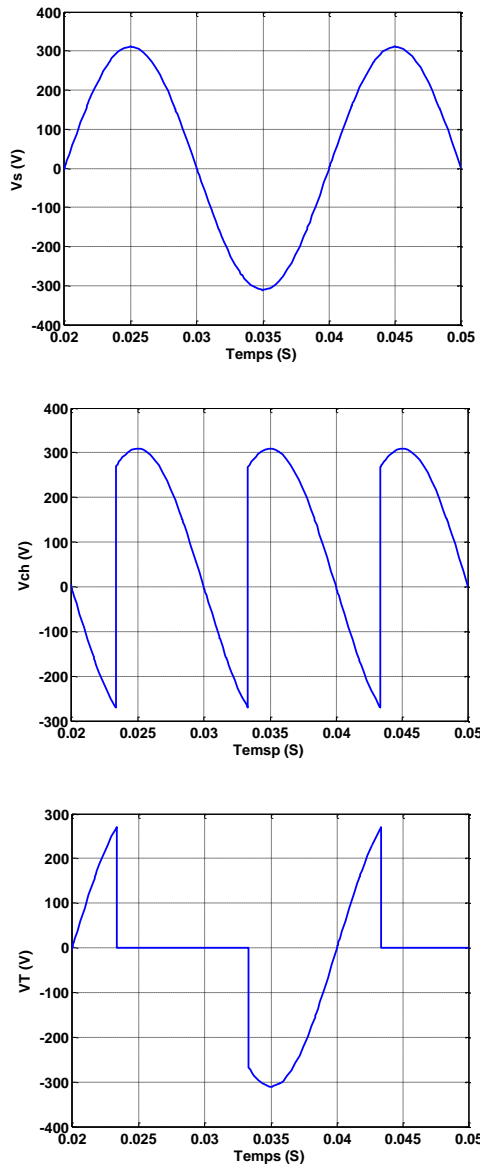


Figure III.8 : Formes d'ondes :
Vs, Vch, et VT

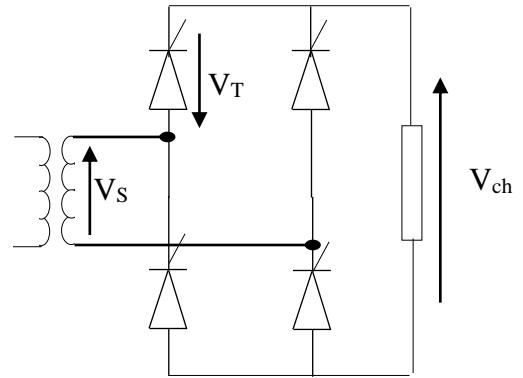


Figure III.7 : Circuit du montage

$$V_s = V_m \sin(\omega t) \text{ avec } \omega = 2\pi f \text{ rd/S et } f = 50\text{Hz}$$

$$L = 60\text{mH}$$

α : Angle d'amorçage

$$\begin{aligned} V_{\text{moy}} &= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_{\text{ch}}(\theta) d\theta \\ &= \frac{V_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sin(\theta) d\theta \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha) \text{ (V)} \end{aligned}$$

III-2/ Redressement commandé triphasé mono alternance :

Cas d'une charge très inductive (conduction continue)

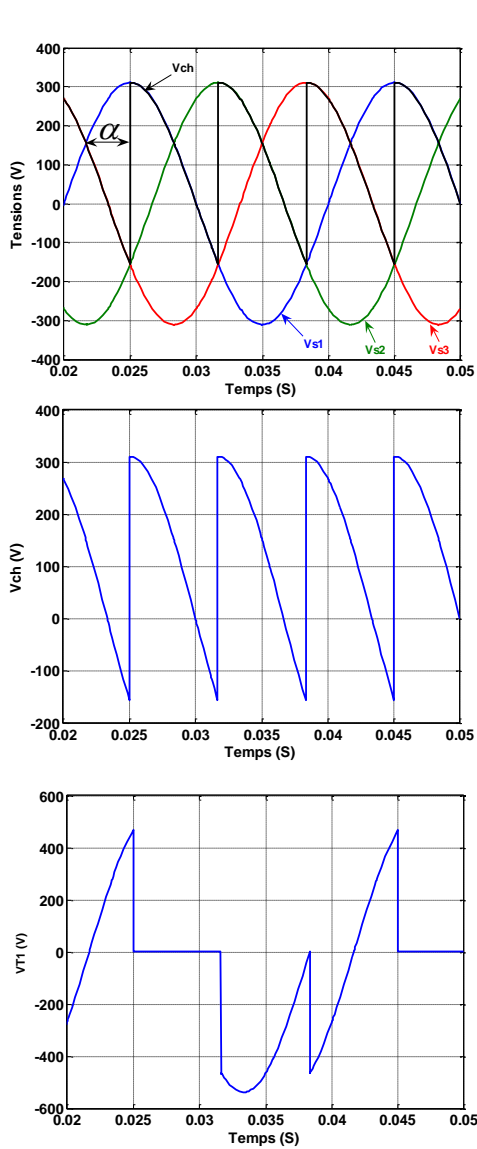


Figure III.10 : Formes d'ondes :
 V_{s123} , V_{ch} , et V_T

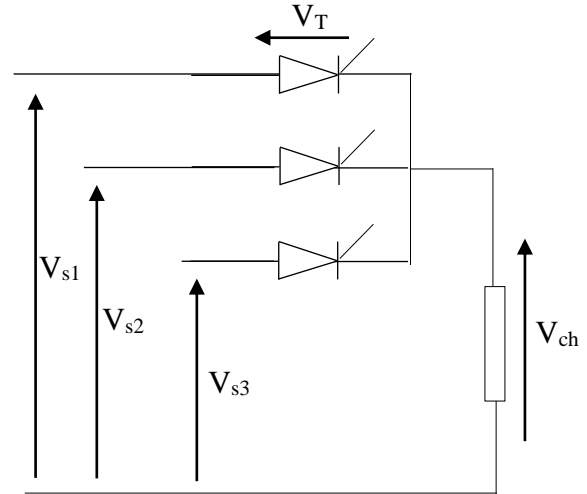


Figure III.9 : Circuit du montage

$$V_{s1} = V_m \sin(\theta),$$

$$V_{s2} = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$V_{s3} = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right),$$

Avec $V_m = 220\sqrt{2}$, $\theta = \omega t$, $\omega = 2\pi f$ rd/S et $f = 50\text{Hz}$

α : Angle d'amorçage

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

$$= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_m \sin(\theta) d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha) \text{ (V)}$$

III-3/ Redressement commandé triphasé double alternance :

Cas d'une charge très inductive (conduction continue)

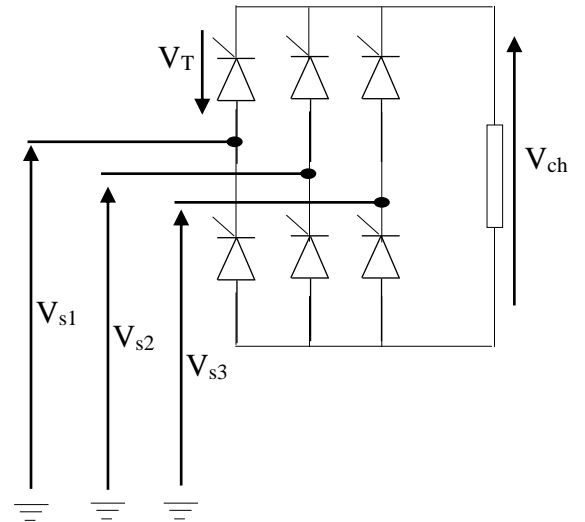
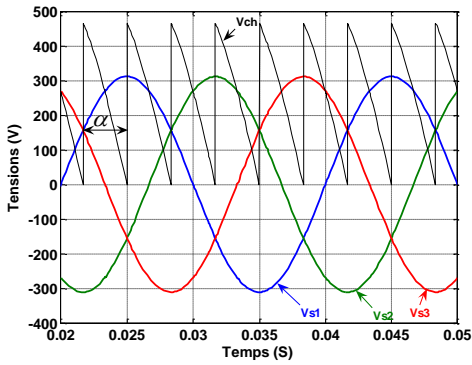


Figure III.11 : Circuit du montage

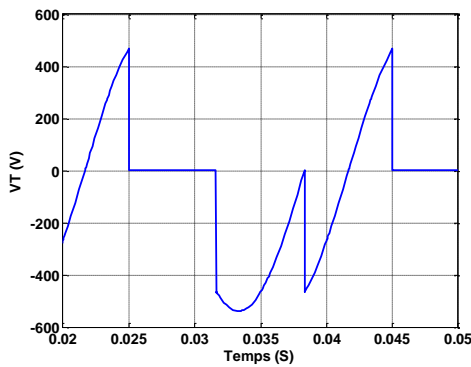
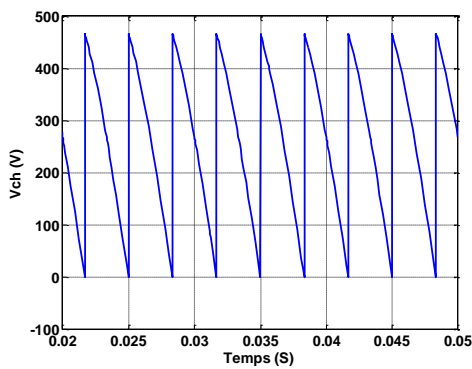


Figure III.12 : Formes d'ondes :
 V_{s123} , V_{ch} , et V_T

$$V_{s1} = V_m \sin(\theta),$$

$$V_{s2} = V_m \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right),$$

$$V_{s3} = V_m \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right),$$

Avec $V_m = 220\sqrt{2}$, $\theta = \omega t$ rd, $\omega = 2\pi f$ rd/S et $f = 50\text{Hz}$

α : Angle d'amorçage

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt \\ &= \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} V_m \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \end{aligned}$$

$$= \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\alpha) \text{ (V)}$$

Références Bibliographiques

M.H. Rashide "Power Electronics Circuits, Devices and Application". Prentice Hall International Edition

Guy Séguier "Electronique de Puissance, les fonctions de base et leurs principales applications" Dunod, Paris 1999

Yaël Thiaux " Conversion AC/DC amélioration Du Facteur De Puissance" IUT DE NÎMES département GE II, Electronique de puissance, 13 septembre 2013

Guy Séguier, Francis Labrique et Robert Bausière, "le convertisseur de l'électronique de puissance" ,Conversion AC-DC, Edition Paris 1997