Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Mohamed Sedik Ben Yahia -JIJEL-

Faculté des Sciences et de la Technologie

2025-2026

Support de cours Electronique de puissance

3ème année Electrotechnique

Dr. Hocine BOUCHEKHOU

Avant-propos

Ce support de cours d'électronique de puissance a été réalisé au sein du département d'électrotechnique, faculté des sciences et de la technologie, est destiné aux étudiants de la 3ème Année licence électrotechnique et il est recommandé aussi aux étudiants du 3ème Année électromécanique.

Par définition l'électronique de puissance ou de commutation est l'étude des différents types de convertisseurs statiques qui sont utilisés pour la conversion de l'énergie électrique d'une forme à une autre selon le mode d'utilisation. Cette matière à une importance particulière dans le parcours des étudiants de génie électrique.

Le support de cours présente les différents composants d'électronique de puissance et leurs intégrations dans les convertisseurs statiques, il est structuré en Cinque chapitres :

Le premier chapitre présente le rôle de l'électronique de puissance dans les systèmes de conversion d'énergie électrique ainsi que la classification des convertisseurs statiques.

Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des différents types des redresseurs monophasés et triphasés. Des principaux montages basant sur les deux semi-conducteurs de puissance, diode et thyristor, sont détaillés dans ce chapitre.

Les convertisseurs d'énergie continue - continue ou bien les hacheurs sont présentés dans le troisième chapitre, dont les composants de base comme les thyristors GTO et les transistors sont définis en détaille avec leurs caractéristiques principales.

Les convertisseurs alternatif-alternatif ou bien les gradateurs, et continu-alternatif ou bien les onduleurs font l'objet du quatrième et cinquième chapitre respectivement.

A la fin du document, nous proposons quelques exercices d'application avec leurs solutions détaillées.

Contenu de la matière

Chapitre I : **Introduction à l'électronique de puissance**

I-1 Définition et rôle de l'électronique de puissance

I-2 Introduction et classification des convertisseurs statiques

I-3 Différentes structures de convertisseurs statiques

I-4 Grandeurs périodiques non sinusoïdales.

a- Expression de la valeur moyenne

b- Expression de la valeur efficace

c- Expression de la valeur de crête

d- Facteur de forme d'un signal

e- Facteur d'ondulation d'un signal

f- Facteur de puissance d'un signal

g- Décomposition d'un signal en série de Fourier

Chapitre II : **Convertisseurs courant alternatif-courant continu (AC-DC)**

II-1 Les semi-conducteurs de puissance pour les convertisseurs AC-DC

II-1.1 La diode

a- Condition de conduction

b- Condition de blocage

II-1.2 La diode Zener

II-1.3 Le thyristor

a- Amorçage du thyristor par courant de gâchette

b- Domaines d'utilisation du thyristor

c- Comparaison entre diode et thyristor

II-2 Redressement simple alternance

II-2.1 Redresseur simple alternance monophasé « P_1 »

a- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « R »

b- Redresseur « P_1 » commandé avec charge « R »

c- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « RL »

d- Redresseur « P_1 » commandé avec charge « RL »

e- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « RL » et diode de roue libre

f- Redresseur « P_1 » commandé avec charge « RL » et diode de roue libre

g- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « R » et force électromotrice

h- Redresseur « P_1 » commandé avec charge « R » et force électromotrice

II-2.2 Redresseur simple alternance biphasé « P_2 »

a- Redresseur « P_2 » non commandé avec charge « R »

b- Redresseur « P_2 » commandé avec charge « R »

II-2.3 Redresseur simple alternance triphasé « P_3 »

a- Redresseur « P_3 » non commandé avec charge « R »

b- Redresseur « P_3 » commandé avec charge « R »

II-3 Redressement double alternance

II-3.1 Redresseur double alternance monophasé « PD_2 » ou pont de Greatz

a- Redresseur « PD_2 » non commandé avec charge « RL »

b- Redresseur « PD_2 » commandé avec charge « RL »

c- Redresseur « PD_2 » symétrique avec charge « RL »

II-3.2 Redresseur double alternance triphasé « PD_3 »

a- Redresseur « PD_3 » non commandé avec charge « RL »

b- Redresseur « PD_3 » commandé avec charge « RL »

c- Redresseur « PD_3 » symétrique avec charge « RL »

Chapitre III : Convertisseurs courant continu-courant continu (DC-DC)

III-1 Les éléments de puissance de base

a- Le thyristor GTO

b- Le transistor bipolaire

c- Le transistor MOSFET

d- Le transistor IGBT

III-2 Hacheur dévolteur

a- Principe de fonctionnement du hacheur

b- Montage pratique

III-3 Hacheur survolteur

Chapitre IV : **Convertisseurs courant alternatif-courant alternatif (AC-AC)**

IV-1 Les éléments de puissance de base

a- Le triac

IV-2 Gradateur monophasé

IV-2.1 Types de gradateur monophasé

a- Gradateur à angle de phase

b- Gradateur à train d'onde

IV-3 Cycloconvertisseur monophasé

a- Principe de fonctionnement

b- Caractéristiques principales

IV-3.1 Types de cycloconvertisseur

a- Cycloconvertisseurs élévateurs

b- Cycloconvertisseurs abaisseurs

Chapitre V : **Convertisseurs : courant continu-courant alternatif (DC-AC)**

V-1 Onduleur monophasé en demi-pont

V-2 Onduleur monophasé en pont

a- Commande complémentaire

b- Commande décalée

V-3 Onduleur triphasé

Exercices proposés

Solutions des exercices proposés

Bibliographie

Chapitre I

Introduction à l'électronique de puissance

I-1 Définition et rôle de l'électronique de puissance

L'électronique de puissance ou de commutation est l'étude du transfert d'énergie entre une source et une charge, donc c'est la partie du génie électrique qui traite des modifications de la présentation de l'énergie électrique afin de leur utilisée avec un rendement maximum. L'électronique de puissance joue un rôle important dans les systèmes de conversion d'énergie électrique en permettant, donc, la transformation efficace et le contrôle de l'énergie électrique, en passant d'une forme à une autre grâce à des dispositifs statiques. On distingue deux formes d'énergie, forme alternative (fournie par un réseau de distribution industriel ou un alternateur) et forme continu (fournie par des batteries d'accumulateurs ou des génératrices à courant continu).

La gamme de puissance des montages de l'électronique de puissance va de quelques watts comme le variateur de vitesse de moteur de ventilateur électrique présent dans les ordinateurs domestiques, à plusieurs gigawatts comme les liaisons à courant continu à très haute tension pour l'interconnexion de réseaux électriques.

L'électronique de puissance rentre dans plusieurs domaines d'application comme l'énergies renouvelables (intégration de l'éolien et le solaire dans les réseaux électriques), le transport (la conversion de l'énergie des batteries vers les moteurs des véhicules électriques), industrie (tel que la gestion de l'énergie dans les systèmes de production) et l'alimentation des divers appareils et systèmes électriques.

I-2 Introduction et classification des convertisseurs statiques

La conversion de l'énergie électrique est réalisée par des convertisseurs statiques qui transforment l'énergie électrique disponible en une forme adaptée à l'alimentation d'une charge bien déterminée. Donc, un convertisseur statique est un système permettant d'adapter la source d'énergie électrique à un récepteur donné.

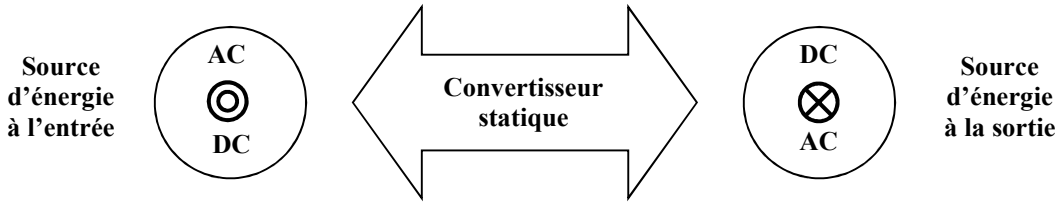


Figure I.1 : représentation générale du système de conversion d'énergie électrique

Les convertisseurs statiques sont utilisés pour les applications domestiques et industrielles, la commande des machines électriques, l'amélioration du système de transport et distribution de l'énergie électrique et pour plusieurs cas d'urgences comme dans les hôpitaux et les salles informatiques.

I-3 Différentes structures de convertisseurs statiques

L'électronique de puissance permet une utilisation plus simple et plus adaptée de l'énergie électrique, selon le besoin de l'utilisateur, donc différents types de convertisseurs sont constatés :

- **Redresseur** : le redresseur convertit l'énergie alternative disponible en énergie continue (AC en DC). Selon les besoins de la charge, la tension ou le courant de sortie peuvent être réglables ou constants. Exemple : un redresseur permet l'alimentation d'un moteur à courant continu à partir d'un réseau alternatif.

  On trouve le convertisseur alternatif continu également dans l'alimentation d'appareils électroniques (TV, ordinateurs, chargeurs de téléphones…) qui transforment la tension alternative sinusoïdale du réseau en tension continue.
- **Hacheur :** le hacheur convertit l'énergie continue disponible, de valeur constante, en énergie continu de valeur moyenne réglable (DC fixe en DC réglable). Ils jouent aussi le rôle de transformateur à courant continu.
- **Onduleur :** l'onduleur convertit l'énergie continue disponible en énergie alternative (DC en AC), comme dans le cas des installations photovoltaïques. Le courant alternatif produit pourra, ensuite, être injecté sur le réseau de distribution électrique, ou bien être utilisé pour les différents appareils de l'habitation (éclairage, lave-vaisselle…)
- **Gradateur & cycloconvertisseur :** ces dispositifs peuvent être convertit l'énergie alternative en énergie alternative (AC en AC) : de forme modifier mais de fréquence constante dans le cas de gradateur, ou de fréquence de tension modifier dans le cas de cycloconvertisseur (convertisseur de fréquence). Les gradateurs sont utilisés pour réaliser des variateurs pour certains appareils fonctionnant sur le réseau (lampes halogènes, aspirateurs domestiques, outillage électroportatif…), pour la régulation de chauffage électrique, ainsi que dans de nombreux processus industriels et dans les applications d'éclairage. Les cycloconvertisseurs sont utilisés aussi dans plusieurs appareils comme les pompes à eau, machines à laver, bobineuse de mines et d'autres applications industrielles.

Remarque :

Un convertisseur peut être appelé à jouer deux rôles différents :

- Modifier la nature des grandeurs électriques : un redresseur permet l'alimentation d'un moteur à courant continu à partir d'un réseau alternatif ;
- Régler la puissance d'un système : un hacheur permet de faire tourner à vitesse variable un moteur à courant continu alimenté par une tension continue fixe.
- Ces deux fonctions sont donc souvent associées : un redresseur commandé permet d'alimenter un moteur à courant continu à partir d'un réseau alternatif tout en faisant varier sa vitesse.

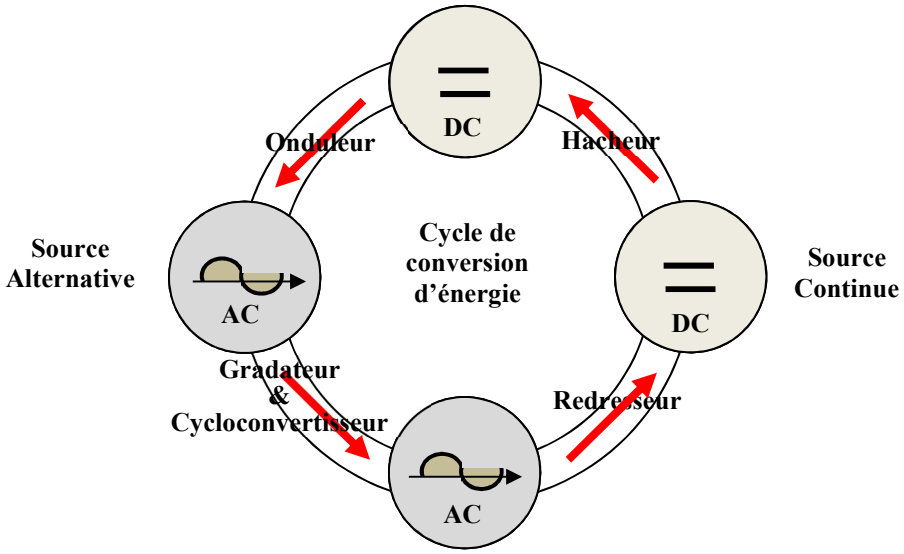


Figure I.2 : Les différents systèmes de conversion d'énergie électrique

Les convertisseurs sont constitués principalement par des sources d'énergie et des interrupteurs réalisés à partir de semi-conducteurs tels que : la diode, les transistors, thyristor, GTO, TRIAC … Ces éléments fonctionnent exclusivement en régime de commutation.

On utilise également des composants à dissipation minimale tels que les condensateurs, les inductances et les transformateurs.

I-4 Grandeurs périodiques non sinusoïdales

Un signal périodique est un signal qui se répète identiquement de façon régulière et prévisible. Il est caractérisé par sa période (intervalle de temps régulier T) et sa fréquence (nombre de cycles complets du signal par unité de temps, généralement en secondes), et par définition elle est l'inverse de la période ($f = 1/T$). On distingue des signaux périodiques sinusoïdaux (comme une onde sonore) et non sinusoïdaux.

Un signal périodique *non sinusoïdal* est un signal dont la forme d'onde se répète périodiquement, mais qui ne ressemble pas à une sinusoïde classique. Il peut prendre diverses

formes, telles que des signaux carrés, triangulaires, en dents de scie, etc. Ces signaux sont couramment utilisés en électronique et dans le traitement du signal, généralement ils sont spécifiés par une valeur moyenne non nulle, une valeur efficace et valeurs de crête.

a- Expression de la valeur moyenne

La valeur moyenne G_{moy} d'une grandeur périodique $G(t)$ calculée sur une période de temps T est donnée par la relation suivante :

$$G_{moy} = \frac{1}{T}\int_0^T G(t)dt$$

b- Expression de la valeur efficace

La valeur efficace G_{eff} d'une grandeur périodique $G(t)$ est égale à la racine carrée de la valeur moyenne de cette grandeur. Comme indiqué à l'expression :

$$G_{eff} = \sqrt{(G_{moy})^2} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T G^2(t)dt}$$

c- Expression de la valeur de crête

Une grandeur périodique possède sur une période deux valeurs de crêtes, une valeur maximale G_{max} (Le point le plus élevé du signal dans son cycle) et une autre minimale G_{min} (Le point le plus bas du signal dans son cycle)

La valeur (amplitude) crête à crête G_{cc} est la différence entre ces deux valeurs extrêmes, souvent exprimée en volts ou en ampères, selon le type de signal.

$$G_{cc} = G_{max} - G_{min}$$

d- Facteur de forme d'un signal

Le facteur de forme est le rapport entre la valeur efficace et moyenne du signal.

$$F_f = \frac{G_{eff}}{G_{moy}}$$

e- Facteur d'ondulation d'un signal

Le facteur d'ondulation d'un signal périodique est donné comme suit :

$$F_O = \frac{G_{max} - G_{min}}{2G_{moy}}$$

G_{max} : la valeur maximale présentée sur la forme du signal

G_{min} : la valeur minimale présentée sur la forme du signal

G_{moy} : la valeur moyenne du signal

f- Facteur de puissance d'un signal

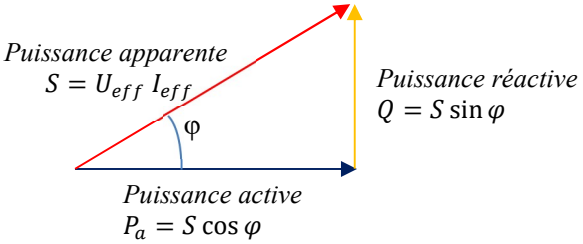
Le facteur de puissance d'un signal est au quotient de la puissance active sur la puissance apparente.

$$F_p = \frac{P_a}{S} = \cos\varphi$$

Dont :

U_{eff} : la valeur efficace de la tension

I_{eff}: la valeur efficace du courant



La puissance instantanée :

$$P_i = U(t)I(t)$$

La puissance active moyenne :

$$P_{amoy} = \frac{1}{T}\int_0^T U(t)I(t)dt$$

g- Décomposition d'un signal en série de Fourier

La décomposition en série de Fourier permet de représenter une fonction périodique comme une somme infinie de fonctions sinusoïdales ou cosinusoïdales. Cette représentation est un outil fondamental en mathématiques et en physique pour analyser et comprendre les signaux périodiques. Elle permet donc de simplifier des signaux complexes, d'identifier leurs fréquences dominantes et de faciliter leur étude dans divers contextes.

La série de Fourier d'une fonction f(t) périodique de période T s'écrit généralement sous la forme suivante (la forme trigonométrique réelle de la décomposition du signal périodique en série de Fourier) :

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{+\infty}[a_n\cos(n\omega t) + b_n\sin(n\omega t)]$$

Où :

a_0, a_n et b_n sont les coefficients de Fourier.

Dont a_0 est la valeur moyenne du signal.

$\omega = 2\pi f$ est la *fréquence* angulaire ou bien la pulsation.

n est un entier positif (1, 2, 3, ...) qui représente l'ordre de l'harmonique.

- **Calcul des coefficients de Fourier :**

Les coefficients de Fourier sont calculés à partir d'intégrales de la fonction f(t) sur une période de temps :

$a_0 = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)dt$

$a_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\cos(n\omega t)\,dt$

$b_n = \frac{2}{T}\int_0^T f(t)\sin(n\omega t)\,dt$

Dans le cas où :

- La fonction est paire, $b_n = 0 \ \forall n$
- La fonction est impaire, $a_n = 0 \ \forall n$

Remarque :

- L'harmonique d'ordre 1 (n=1) représente le fondamental de la fonction en série de Fourier.
- Tout signal à temps continu périodique de période T peut être écrit sous une forme exponentielle complexe tel que :

  $f(t) = a_0 + \sum_{n=-\infty}^{+\infty}\left[c_n\, e^{jn\omega t}\right]$

  Avec :

  $c_n = \frac{1}{T}\int_0^T f(t)e^{-jn\omega t}dt$

Chapitre II

Convertisseurs courant alternatif-courant continu (AC-DC)

II-1 Les semi-conducteurs de puissance pour les convertisseurs AC-DC

Les composants semi-conducteurs de puissance sont les composants actifs du contrôle et de la conversion de l'énergie électrique. Sa conductivité se situe entre les conducteurs et les isolants. Le fonctionnement de ce composant électronique repose sur les propriétés électroniques d'un matériau semi-conducteur (principalement le silicium, le germanium et l'arséniure de gallium, ainsi que des semi-conducteurs organiques).

L'électronique de puissance utilise des composants semi-conducteurs de puissance : diodes, thyristors, transistors, triac….

II-1.1 La diode

Est un composant à deux (02) électrodes, L'anode « **A** » et la Cathode « **C** » sans l'électrode de commande.

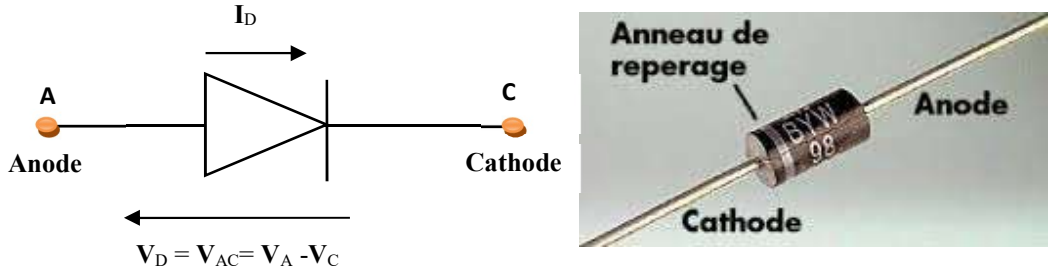


Figure II.1 : Image et Symbole électrique d'une diode

a- Condition de conduction

La diode est conductrice ou passante lorsque :

- $V_D>0$ Polarisation directe.

Alors le courant I_D passe de l'anode vers la cathode (sens « **A** » vers « **C** »).

La diode dans ce cas se comporte comme un interrupteur fermé.

b- Condition de blocage

La diode est bloquée ou isolante lorsque :

- $V_D<0$

La diode se comporte comme une résistance de valeur très élevée.

Remarque :

En pratique, la diode ne commence pas à conduire si la tension V_D est inférieur à une petite valeur appelée *Tension de seuil (V_s)*, et lorsqu'elle commence à conduire elle provoque une petite chute de tension généralement négligeable. Elle s'arrête de conduire quand I_D devient inférieur à une petite valeur appelée *courant de maintien.*

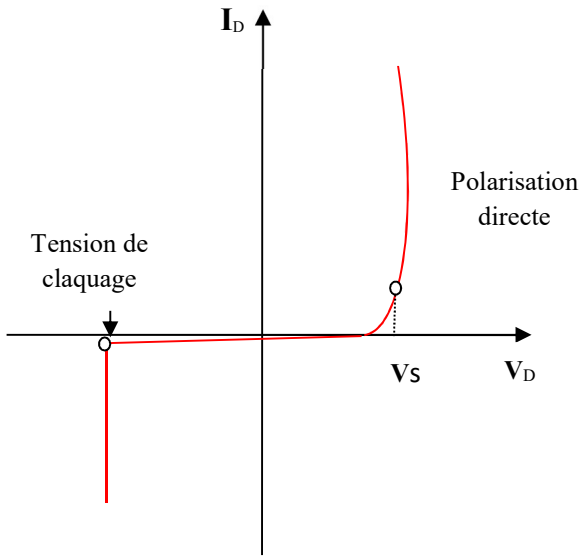


Figure II.2 : Caractéristique réelle d'une diode classique

II-1.2 La diode Zener

Elle est polarisée dans les deux sens (polarisation directe et polarisation inverse) (voir figure II.4).

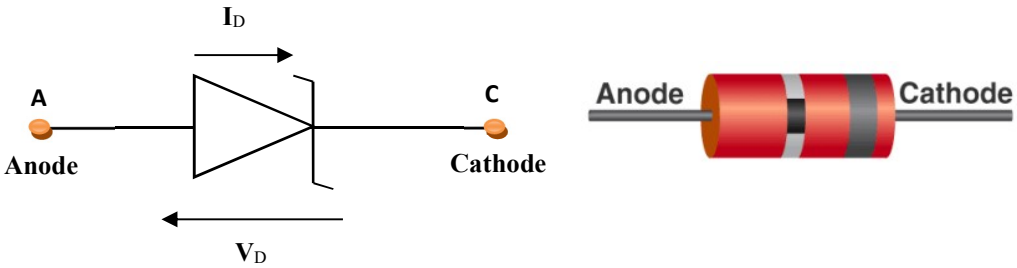


Figure II.3 : Symbole électrique d'une diode Zener

- ✓ La diode classique est généralement utilisée dans le mécanisme de redressement pour but de protéger les composants fragiles.
- ✓ La diode Zener est une diode stabilisatrice de tension.

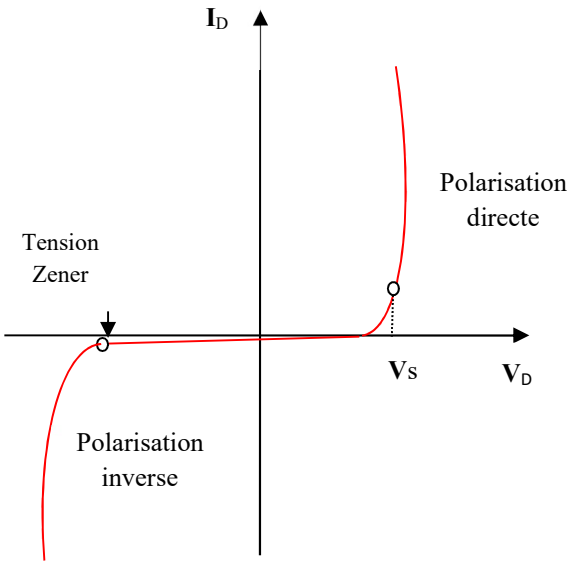


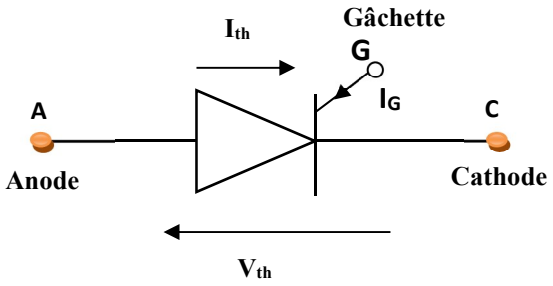
Figure II.4 : Caractéristique réelle d'une diode Zener

II-1.3 Le thyristor

Le thyristor est un semi-conducteur qui possèdent trois électrodes : Anode « A », Cathode « C » et Gâchette « G ».

Comme la diode, le thyristor laisse passer le courant électrique dans un seul sens, de l'anode à la cathode. Mais le thyristor ne conduira que si un courant minimum et positif est fourni à la gâchette (I_G).

Donc le thyristor est une diode commandée (un redresseur commandé au Silicium « SCR »).



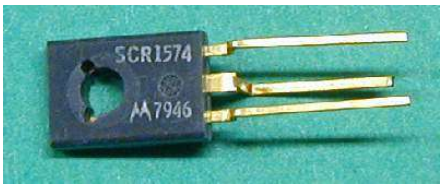


Figure II.5 : Image et Symbole électrique d'un thyristor

Quand le thyristor est conducteur, il se comporte comme une diode, la gâchette n'a plus de pouvoir de commande, il se bloque que lorsque le courant direct s'annule (courant descend de la valeur de courant de maintient).

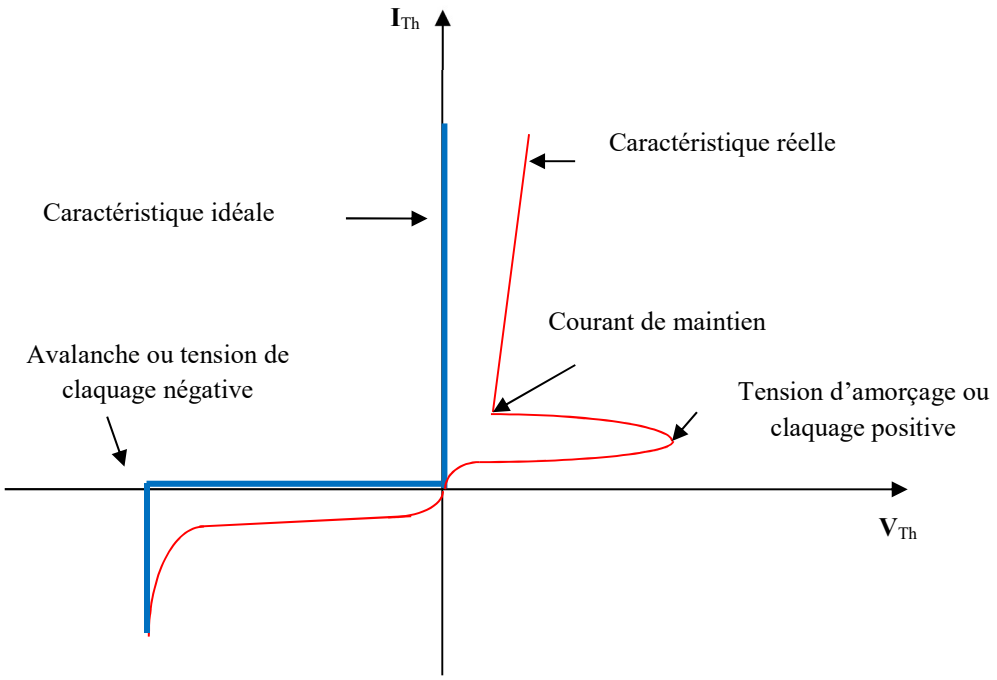


Figure II.6 : Caractéristique $I_{Th}= f(V_{Th})$ d'un thyristor

a- Amorçage du thyristor par courant de gâchette

L'amorçage du thyristor par courant de gâchette peut se faire facilement en courant continu. Il suffit simplement de fermer l'interrupteur pendant un court instant pour obtenir un courant de gâchette positif limité par la résistance. A partir de ce moment le thyristor s'amorce et reste amorcé (même après ouverture de l'interrupteur).

Dans la pratique, un générateur d'impulsion se charge de l'amorçage des thyristors.

Remarque :

Après l'annulation du courant direct, il faut attendre un certain temps avant d'appliquer une tension positive aux bornes du thyristor, sinon celui-ci s'amorcerait sans signal de gâchette, ce temps est appelé *temps de blocage*.

b- Domaines d'application du thyristor

- Commande de la vitesse des moteurs à courant continu et à courant alternatifs.
- Commande alarme.
- Régler la température.
- Réglage de l'éclairage des lampes.

c- Comparaison entre diode et thyristor

Le tableau suivant montre une simple comparaison entre la diode classique et le thyristor :

Diode	Thyristor
Interrupteur électronique unidirectionnel non commandé ni à la fermeture ni à l'ouverture	Interrupteur électronique unidirectionnel commandable à la fermeture seulement par une impulsion de gâchette.

Les convertisseurs alternatif-continu ou bien les redresseurs sont donc à la base des diodes et des thyristors, on distingue ainsi ***le redressement simple alternance*** et **double alternance**.

II-2 Redressement simple alternance

Un redresseur, également appelé convertisseur (AC-DC) est destiné à alimenter une charge qui nécessite de l'être par une tension et un courant tous deux continus, à partir d'une source de tension alternative. Il rectifie ainsi la composante du courant et de la tension.

Pour le redressement simple alternance, On constate les redresseurs simple alternance monophasés, biphasés et triphasés.

II-2.1 Redresseur simple alternance monophasé « P_1 »

Un redresseur simple alternance monophasé est un redresseur supprimant *les alternances négatives* et conservant *les alternances positives* d'une entrée monophasée. La fréquence en sortie du redresseur est alors égale à la fréquence d'entrée.

Ce type de redresseur est réalisé en mettant simplement une diode ou un thyristor (interrupteur de puissance) en série avec la charge comme le montre le schéma suivant :

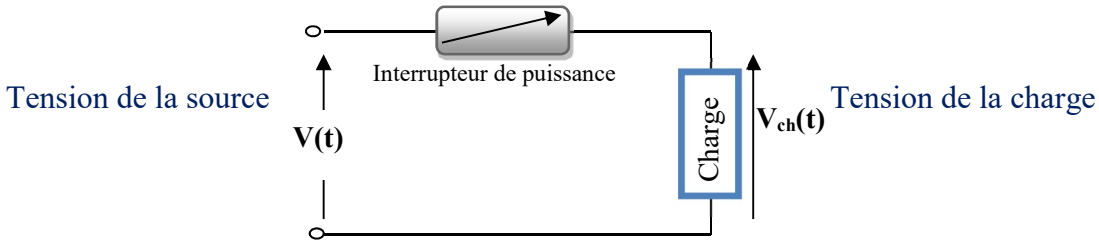


Figure II.7 : Schéma d'un redresseur P_1

Le comportement de ce redresseur dépend cependant de différents types de charge :

- Une charge purement résistive « R »
- Une charge résistive-inductive « RL »
- Une charge RL et une diode de roue libre « DRL »
- Une charge RL avec une force électromotrice « E »

a- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « R »

On considère le montage de la figure suivante, dont l'interrupteur de puissance est une diode D qu'on suppose parfaite.

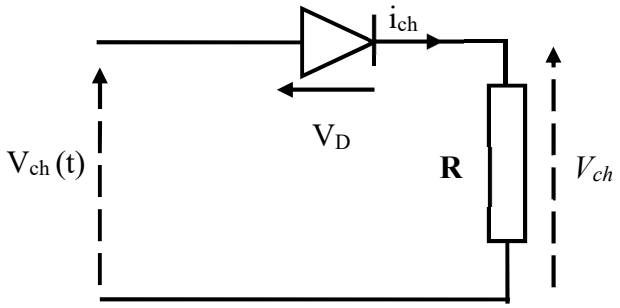


*Figure II.8 : redresseur **P_1 non commandé**, charge **résistive***

La tension d'entrée $Ve(t)$ est alternative sinusoïdale, périodique de période T=2π.

$V_e(t) = V\sqrt{2}\sin(\omega t) = V_m \sin(\omega t)$ avec : ω = 2π*f*, *V* est la valeur efficace *et* on pose θ = ωt.

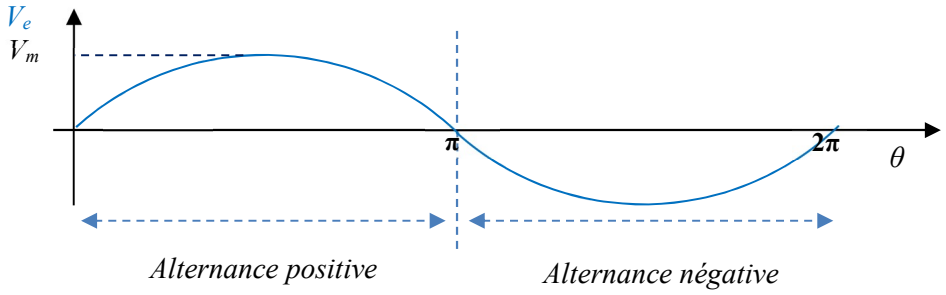


Figure II.9 : représentation de la tension d'entrée sur une période.

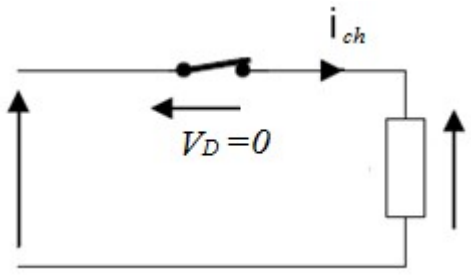
- **Analyse de fonctionnement :**

- **0< θ<π :** $V_e(\theta)>0$ *(alternance positive de* V_e*) donc* ***D passante***

  Tension de sortie (charge) : $V_{ch}(\theta)=V_e(\theta)$

  Courant dans la charge : $i_{ch}(\theta)=V_e(\theta)/R$

  Tension aux bornes de la diode : $V_D=0$

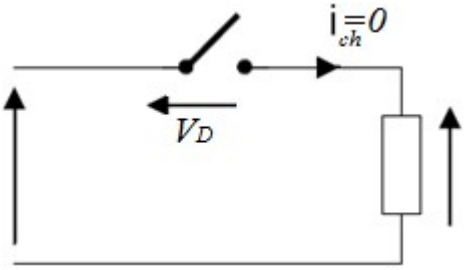


- **$\pi < \theta < 2\pi$:** *$V_e(\theta) < 0$ (alternance négative de V_e) donc* ***D bloquée***

  Tension de sortie (charge) : $Vch(\theta) = 0$

  Courant dans la charge : $i_{ch}(\theta) = 0$

  Tension aux bornes de la diode : $V_D = V_e(\theta)$



- **Représentation des grandeurs :**

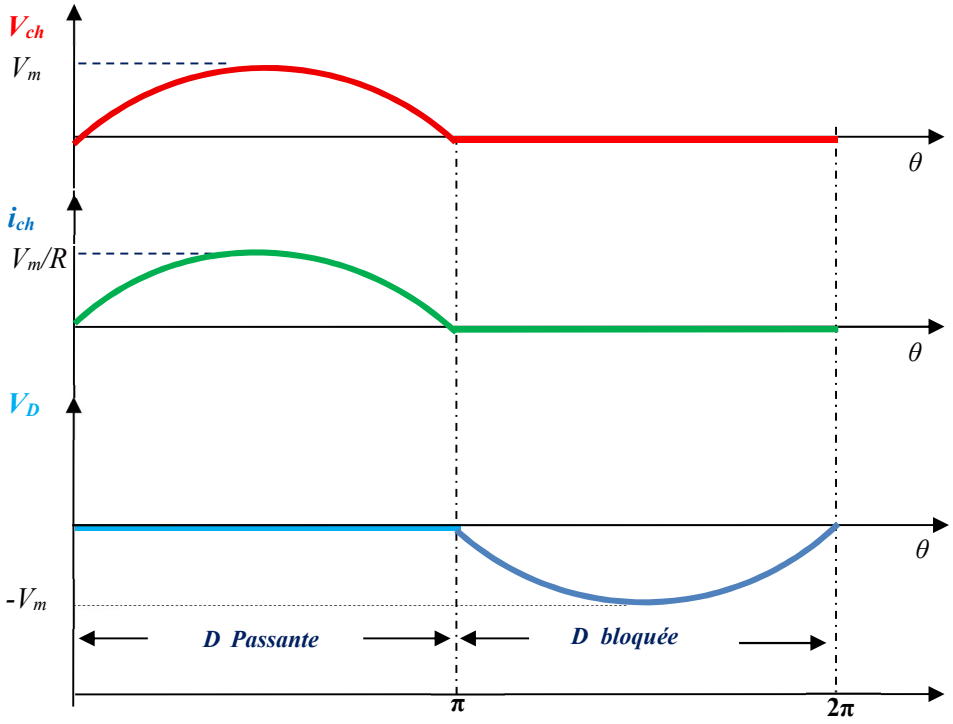


Figure II.10 : représentation des allures V_{ch}, i_{ch} *et* V_D *pour un redresseur* ***P_1 non commandé*** *avec charge* ***résistive****.*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension et de courant de sortie :**

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(t)dwt$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\text{wt})\,dwt$$

$$V_{chmoy} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V$$

$$i_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{ch}(t)dwt$$

$$= \frac{1}{R}\frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(t)dwt$$

$$= \frac{1}{2\pi R}\int_0^\pi V\sqrt{2}\sin(\text{wt})\, dwt$$

$$i_{chmoy} = \frac{\sqrt{2}}{R\,\pi} V$$

Alors : :

$$i_{chmoy} = \frac{V_{chmoy}}{R}$$

- **Calcul de la valeur efficace de la tension et de courant de sortie :**

$$V_{ch_{eff}} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T Vch^2(t)dwt}$$

$$V_{ch_{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^\pi 2V^2 sin^2(wt)d(wt)$$

$$= \frac{V^2}{\pi}\int_0^\pi sin^2(wt)d(wt)$$

On note que : $sin^2(wt) = \frac{1-\cos(2wt)}{2}$

$$V_{ch_eff} = \frac{V}{\sqrt{2}}$$

$$i_{ch_{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^\pi 2\frac{V^2}{R^2} sin^2(wt)d(wt)$$

$$= \frac{V^2}{\pi R^2}\int_0^\pi sin^2(wt)d(wt)$$

$$i_{ch_eff} = \frac{V}{R\sqrt{2}}$$

Alors :

$$i_{ch_eff} = \frac{V_{ch_eff}}{R}$$

- **Calcul du facteur de forme :**

$$F = \frac{V_{ch_eff}}{V_{moy}} = \frac{\left(\frac{V}{\sqrt{2}}\right)}{\frac{\sqrt{2}}{\pi}V}$$

$F=\frac{\pi}{2}=1{,}57>1$

- **Calcul du facteur d'ondulation :**

$$F_d = \frac{V_{max} - V_{min}}{2V_{moy}} = \frac{V\sqrt{2} - 0}{2\frac{\sqrt{2}}{\pi}V}$$

$F_d=\frac{\pi}{2}=1{,}57>0$

- **Calcul du facteur de puissance :**

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

P : la puissance moyenne consommée par la charge.

S : la puissance apparente de la source d'alimentation.

$$p = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(t)i(t)dwt$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} 2\frac{\mathrm{V}^2}{\mathrm{R}}\sin^2(\mathrm{wt})\,dwt = \frac{\mathrm{V}^2}{2\mathrm{R}}$$

$$S = V\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2(t)\ dwt}$$

$$= V.i_{ch_{eff}}$$

$$= V\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi}\frac{2V^2}{R^2}\sin^2(\mathrm{wt})\,dwt}$$

$$=\frac{\mathrm{V}^2}{\sqrt{2}\mathrm{R}}$$

On note que : $sin^2(wt) = \frac{1-cos(2w\ )}{2}$

Alors :

$F_p=\frac{\sqrt{2}}{2} = 0{,}71$

b- *Redresseur « P_1 » commandé avec charge « R »*

On considère le montage de la figure II.4, dont l'interrupteur de puissance est un thyristor Th qu'on suppose parfait.

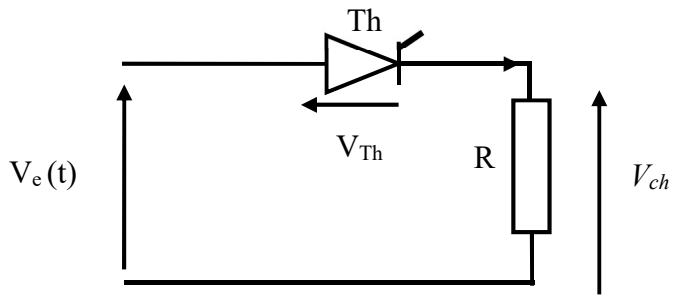


Figure II.11 : montage d'un redresseur ***P1 commandé****, charge* ***résistive***

Le thyristor s'amorce (devient conducteur) à l'instant t_0 correspond à l'envoi du courant de gâchette i_G.

On utilise couramment l'angle **α** qui correspond au moment d'amorçage du thyristor « angle de retard à l'amorçage ».

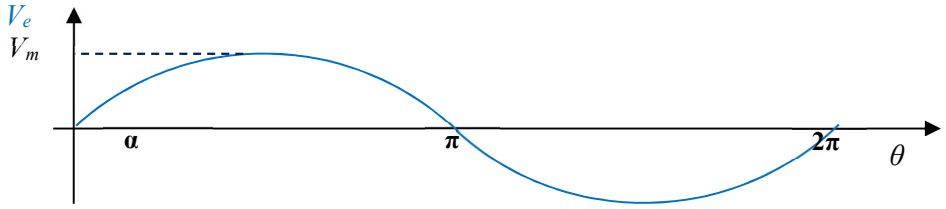


Figure II.12 : représentation de l'angle de retard à l'amorçage du thyristor

- **Analyse de fonctionnement :**

- **0< θ<α :** $V_e(\theta)>0$ *(alternance positive de* V_e *mais pas de courant* I_G *) donc* ***Th bloqué***

  Tension de sortie (charge) : $V_{ch}(\theta)= 0$

  Courant dans la charge : $i_{ch}(\theta)=0$

  Tension aux bornes du thyristor : $V_{Th}= V_e(\theta)$

- **α< θ<π :** $V_e(\theta)>0$ *(alternance positive de* V_e *et* I_G *positif) donc* ***Th passant***

  Tension de sortie (charge) : $V_{ch}(\theta)= V_e(\theta)$

  Courant dans la charge : $i_{ch}(\theta)=V_e(\theta)/R$

  Tension aux bornes du thyristor : $V_{Th}=0$

- **π< θ< 2π :** $V(\theta)<0$ *(alternance négative de* V_e*)* ***Th bloqué***

  Tension de sortie (charge) :$V_{ch}(\theta) = 0,$

  Courant dans la charge :$i_{ch}(\theta) = 0$

Tension aux bornes du thyristor : $V_{Th}=V_e(\theta)$

- **Représentation des grandeurs :**

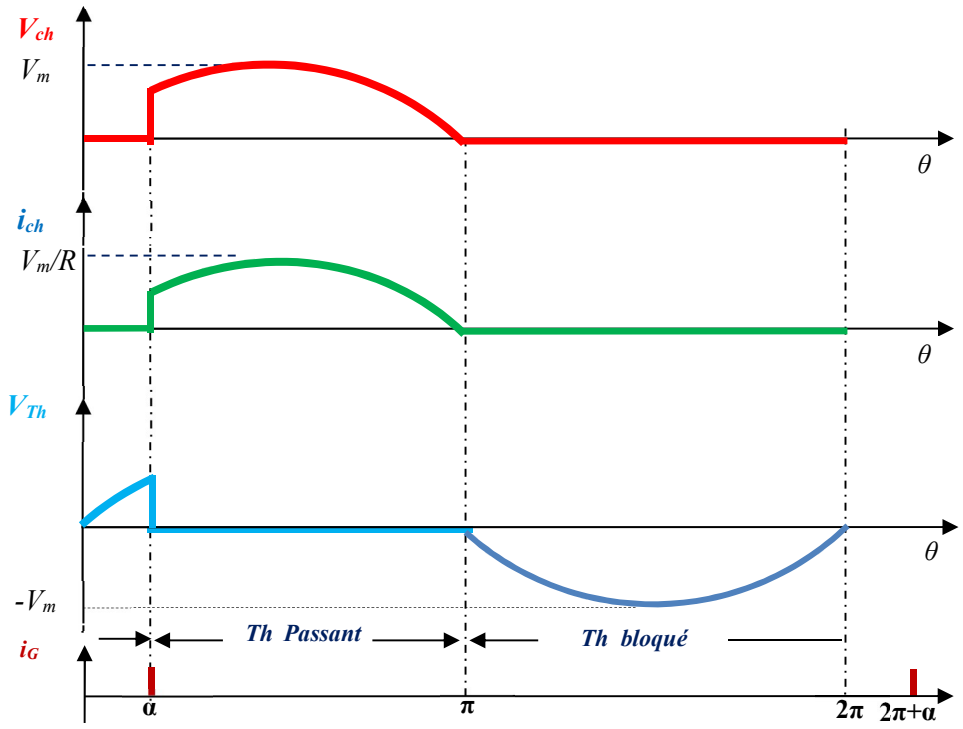


Figure II.13 : représentation des allures de V_{ch}, i_{ch} *et* V_{Th} *pour un redresseur* ***P1commandé*** *avec charge* ***résistive****.*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension et du courant de sortie :**

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_{\alpha}^{T} V_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\theta)\,d\theta$$

$$V_{chmoy} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}V(1+\cos\alpha)/2$$

$$i_{chmoy} = \frac{1}{R}\frac{1}{T}\int_{0}^{T} V_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi R}\int_{0}^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\theta)\,d\theta$$

$$i_{chmoy} = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\frac{V}{R}(1+\cos\alpha)/2$$

Remarque :

- Le redresseur commandé permet d'obtenir une tension continue ***réglable***.

c- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « RL »

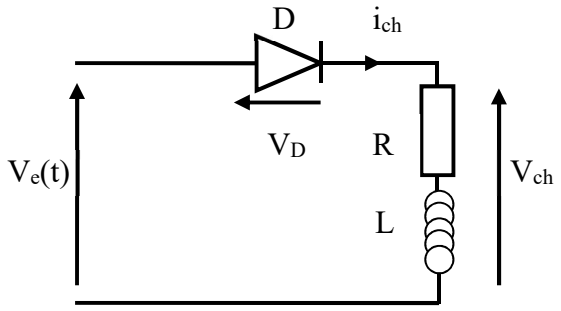


Figure II.14 : montage d'un redresseur P1 à diode alimente une charge RL

$V_e(t) = V_m \sin(wt)$ avec une période T=2π, On pose $wt=\Theta$. La diode D est supposée parfaite.

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- **$0<\Theta<\pi$:** la diode D est passante

$V_D(t)=0$.

$$V_{ch}(t) = V_e(t) = Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{d\Theta} = V\sqrt{2}\sin(\Theta) \quad \text{……..(c1)}$$

Résolvons cette équation différentielle.

Sol. Libre : $Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{d\Theta} = 0$ *donc* $\int_0^{\Theta}\frac{R}{L}dt = -\int\frac{di_l}{i_l}$

$$\ln(i_l) = -\frac{R}{L}(\Theta) + cst \quad Alors \quad i_l(\Theta) = Ae^{-\frac{\Theta}{\tau}} \quad \text{…….(c2)}$$

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

Sol. Forcée : prend la forme du second membre de l'équation (c1).

$i_f = \beta\sin(\Theta+\gamma) + k$ Alors $\frac{di_f}{dt} = w\beta\cos(\Theta+\gamma)$

L'équation (c**1**) devienne :

$$R\beta\sin(\Theta+\gamma) + Rk + Lw\beta\cos(\Theta+\gamma) = V\sqrt{2}\sin(\Theta) \quad \text{……..(c3)}$$

$z = \sqrt{R^2 + (Lw)^2}$ alors $\sin\varphi = \frac{Lw}{z}$ et $\cos\varphi = \frac{R}{z}$

On note que : $\sin(\alpha+\delta) = \cos(\alpha)\sin(\delta) + \sin(\alpha)\cos(\delta)$

Donc l'équation (c**3**) devienne :

$Z\beta \sin(\Theta + \gamma + \varphi) + Rk = V\sqrt{2}\sin(\Theta)$

Par identification : $\begin{cases} Z\beta = V\sqrt{2} \\ \Theta + \gamma + \varphi = \Theta \\ Rk = 0 \end{cases}$ $donc$ $\begin{cases} \beta = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \\ \gamma = -\varphi \\ k = 0 \end{cases}$

$i_f(\Theta) = \frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\Theta - \varphi)$ ……(c4)

$i_{ch}(0) = i_l(0) + i_f(0) = 0$ alors $A = \frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\varphi)$

En fin la solution finale de courant de charge :

$$i_{ch}(\Theta) = \frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\varphi)\, e^{-\frac{\Theta}{\tau}} + \frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\Theta - \varphi)$$

$$i_{ch}(\Theta) = \frac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\,(e^{-\frac{\Theta}{\tau}} - \cos(\Theta)) + \frac{RV\sqrt{2}}{Z^2}\sin(\Theta)$$

La bobine impose la continuité du courant dans la charge.

La diode se bloque dès que i(t) s'annule. En $\Theta = T/2$ *ou* π, on a :

$i(\pi) = \frac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\,(e^{-\frac{\pi R}{L}} + 1)$ ……(c5)

$i(\pi)$ est positif, la diode ne se bloque donc pas en Θ =T/2.

Alors l'introduction de la bobine induit un retard au blocage de la diode.

La diode se bloque donc en : Θ_1=T/2+ Θ_r avec 0< Θ_r<T/2.

- **$\pi<\Theta<2\pi$:** la diode D est bloquée

$V_D(\Theta) = V_e(\Theta)$

$V_{ch}(\Theta) = 0.$

$Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt} = 0$ alors $i_{ch}(\Theta) = He^{-\frac{(\Theta-\pi)}{\tau}}$ ……(c6)

D'après les 02 équations (c5) et (c6):

$$\begin{cases} i(\pi) = \frac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\,(e^{-\frac{\pi R}{L}} + 1) \\ i(\pi) = H \end{cases}$$

$$i_{ch}(\Theta) = \frac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\,(e^{-\frac{(\pi)}{\tau}} + 1)e^{-\frac{(\Theta-\pi)}{\tau}}$$

- **Traçage des allures de $V_e(t)$, $V_{ch}(t)$, $i_{ch}(t)$**

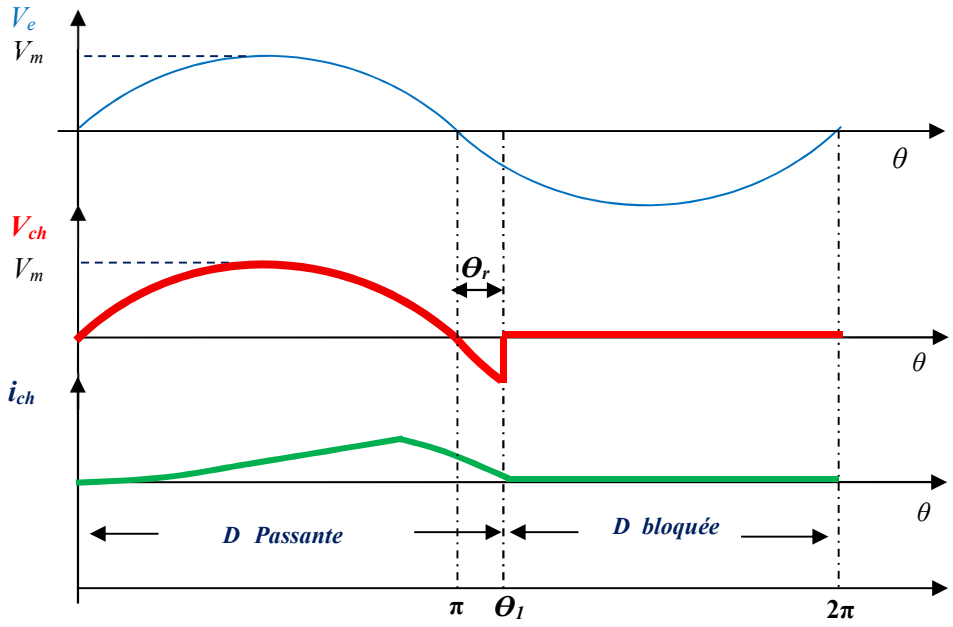


Figure II.15 : représentation des allures V_{ch}, i_{ch} *et* V_e *pour un redresseur* ***P1 non commandé*** *avec charge* ***inductive****.*

- **L'expression de la valeur moyenne de la tension de charge V_{chmoy} :**

$$V_{chmoy}(\Theta) = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(\Theta)d\Theta$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^{t1} V\sqrt{2}\sin(\Theta)\,d\Theta$$

$$= \frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} V\sqrt{2}\sin(\Theta)\,d\Theta + \frac{1}{T}\int_{\frac{T}{2}}^{\Theta 1} V\sqrt{2}\sin(\Theta)\,d\Theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\Theta)\,d\Theta + \frac{1}{2\pi}\int_{\pi}^{\Theta 1} V\sqrt{2}\sin(\Theta)\,d\Theta$$

$$V_{chmoy}(\Theta) = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi}[1 - \cos(\Theta_1)]$$

Avec : $\Theta_1 = \pi + \Theta_r$ et $0 < \Theta_r < \pi$.

Remarque :

- La bobine (inductance) impose la continuité du courant dans la charge, pendant l'alternance négative de la tension de source, pour une durée de temps (Θ_r) liée à la valeur de l'inductance.
- La tension redressée (charge) est négative pendant une partie de la période (Θ_r). Ce problème est résolu en ajoutant une diode de roue libre en antiparallèle avec la charge.

d- Redresseur « P_1 » commandé avec charge « RL »

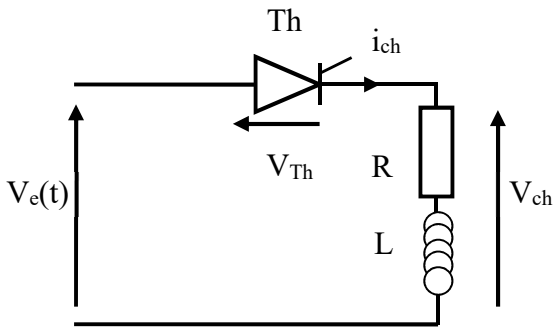


Figure II.16 : montage d'un redresseur P1 à thyristor alimente une charge RL

$V_e(t) = V_m \sin(wt)$, on pose $wt = \Theta$.

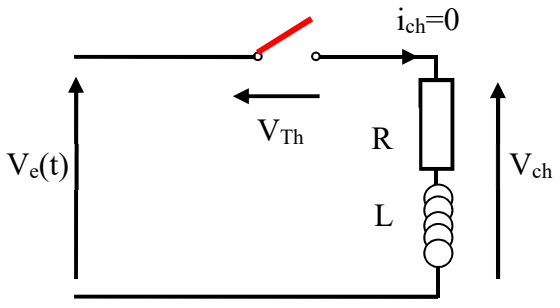
α est l'angle de retard à l'amorçage du thyristor, et la période de la tension d'entrée est T=2π.

- **Analyse de fonctionnement du montage**

- **0< Θ< α :** $V_e(\Theta)>0$ *(alternance positive de* V_e mais Th n'est pas commandé*) donc Th* ***est bloqué***

  $V_{Th}(\Theta) = V_e(\Theta)$

  $i_{ch}(\Theta)=0$ *et* $V_{ch}(\Theta)=0$.

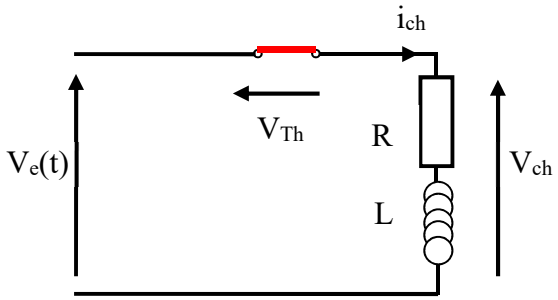


- **α< Θ< π :** $V_e(\Theta)>0$, *(alternance positive de* V_e, le thyristor est amorcé*) donc Th* ***est passant***

  $V_{Th}(\Theta)=0$.

$$V_{ch}(\Theta) = V_e(\Theta) = V\sqrt{2}\sin(\Theta)$$

$$V_{ch}(\Theta) = Ri_{ch}(\Theta) + L\frac{di_{ch}(\Theta)}{d\Theta}$$



D'après les deux expressions précédentes de $V_{ch}(\Theta)$ on obtient que :

$Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt} = V\sqrt{2}\sin(\Theta)$ …… ……..…(d1)

Résolvons cette équation différentielle.

Sol. Libre : $Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt} = 0$ *donc* $\int_{\alpha}^{\Theta}\frac{R}{L}dt = -\int\frac{di_l}{i_l}$

$\ln(i_l(\Theta)) = -\frac{R}{L}(\Theta - \alpha) + cst$ *Alors* $i_l(t) = Te^{-\frac{\Theta-\alpha}{\tau}}$ ……..……(d2)

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

Sol. Forcée : prend la forme du second membre de l'équation (d1).

$i_f = \beta\sin(\Theta + \gamma) + k$ Alors $\frac{di_f}{d\Theta} = w\beta\cos(\Theta + \gamma)$

L'équation (d**1**) devienne :

$R\beta\sin(\Theta + \gamma) + Rk + Lw\beta\cos(\Theta + \gamma) = V\sqrt{2}\sin(\Theta)$……...(d3)

$z = \sqrt{R^2 + (Lw)^2}$ Alors $\sin\varphi = \frac{Lw}{z}$ et $\cos\varphi = \frac{R}{z}$

On note que : $\sin(\alpha + \delta) = \cos(\alpha)\sin(\delta) + \sin(\alpha)\cos(\delta)$

Donc l'équation (d**3**) devienne :

$Z\beta\sin(\Theta + \gamma + \varphi) + Rk = V\sqrt{2}\sin(\Theta)$

Par identification : $\begin{cases} Z\beta = V\sqrt{2} \\ \Theta + \gamma + \varphi = \Theta \\ Rk = 0 \end{cases}$ *donc* $\begin{cases} \beta = \frac{V\sqrt{2}}{Z} \\ \gamma = -\varphi \\ k = 0 \end{cases}$

$i_f(t) = \frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\Theta - \varphi)$ ……(d4)

$i_{ch}(\alpha) = i_l(\alpha) + i_f(\alpha) = 0$ Alors $T = -\frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\alpha - \varphi)$

En fin la solution finale de courant de charge :

$$i_{ch}(\Theta) = \frac{V\sqrt{2}}{Z}[-\sin(\alpha - \varphi)\, e^{-\frac{\Theta-\alpha}{\tau}} + \sin(\Theta - \varphi)]$$

On vérifie bien que $i_{ch}(\pi) > 0$, alors le courant de charge continue à circuler à travers le thyristor (effet de l'inductance). Donc, La bobine impose la continuité du courant dans la charge.

Le thyristor se bloque si $i_{ch}(\Theta)=0$, donc en : $\Theta_1 = T/2 + \Theta_r$ avec $0 < \Theta_r < T/2$.

- **Traçage des allures de $V_e(\Theta)$, $V_{ch}(\Theta)$, $i_{ch}(\Theta)$ et $V_{Th}(\Theta)$:**

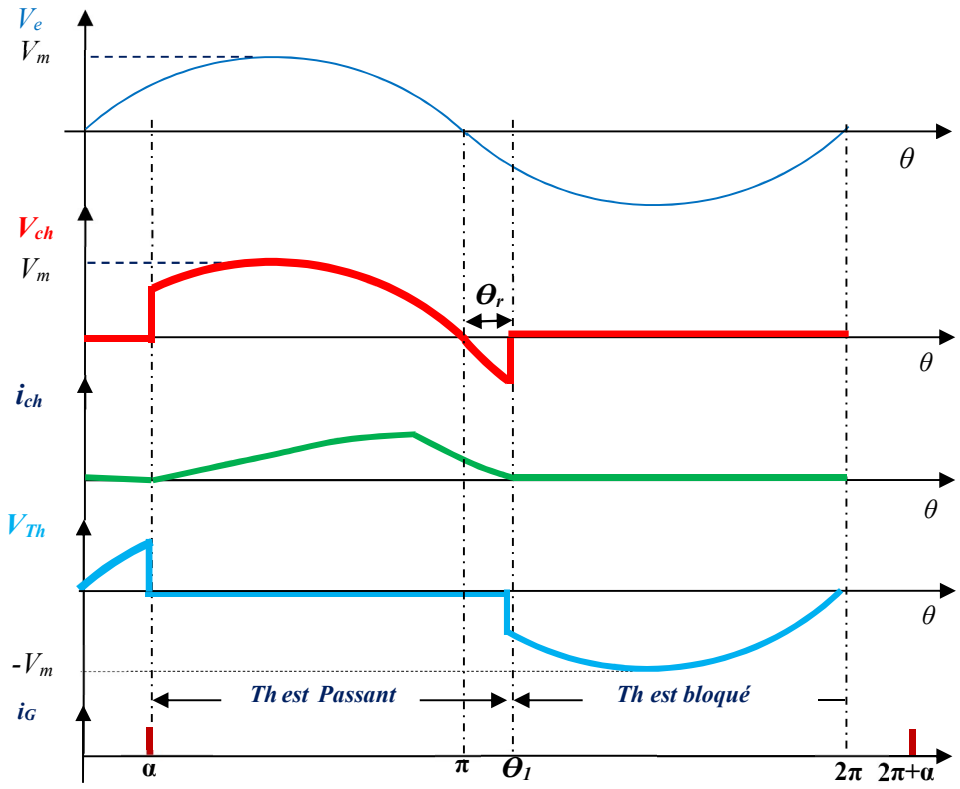


Figure II.17 : représentation des allures V_{ch}, V_e, V_{Th} *et* i_{ch} *pour un redresseur* ***P1 commandé*** *avec charge* ***inductive***.

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :**

$$V_{chm} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}\, d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\theta e} V_m \sin(\theta)\, d\theta$$

$$V_{chmoy} = \frac{V\sqrt{2}}{2\pi}(\cos(\alpha) - \cos(\theta_e))$$

e- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « RL » et diode de roue libre « D_{RL} »

Une diode de roue libre est placée en antiparallèle avec la charge RL dans le redresseur P1 à diode.

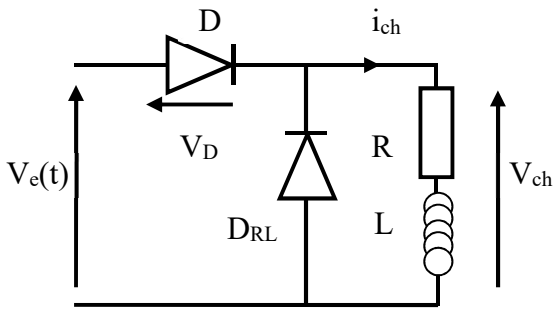


Figure II.18 : montage d'un redresseur P1 à diode avec une charge inductive en parallèle avec une diode de roue libre.

$V_e(t) = V_m \sin(wt) = V_m \sin(\theta)$

Les diodes D et D_{RL} ont supposée parfaites, et la tension est périodique de période T=2π.

- **Analyse du fonctionnement du montage :**

- **$0<\theta<\pi$:** $V_e(\theta)>0$

  $V_e(\theta)=V_D(\theta) + V_{ch}(\theta)$

  $V_e(\theta)=V_D(\theta) - V_{DRL}(\theta)$ *alors :* $V_D(\theta) > V_{DRL}(\theta)$

  Le circuit est équivalant au montage (RL) non commandé sans diode de roue libre (voir II.2.1, figure II.14).

  $$i_{ch}(\theta) = \frac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\left(e^{-\frac{\theta}{\tau}} - \cos(\theta)\right) + \frac{RV\sqrt{2}}{Z^2}\sin(\theta) \quad \text{(e1)}$$

- **$\pi<\theta<2\pi$:** $V_e(\theta)<0$ alors : $V_D(\theta) < V_{DRL}(\theta)$

  $$Ri_{ch} + L\frac{di_{ch}}{d\theta} = 0 \quad \text{alors} \quad i_{ch}(\theta) = Me^{-\frac{(\theta-\pi)}{\tau}} \quad \text{(e2)}$$

  D'après les 02 équations (e1) et (e2):

$$\begin{cases} i(\pi) = \dfrac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\left(e^{-\frac{\pi R}{L}} + 1\right) \\ i(\pi) = M \end{cases}$$

$$i_{ch}(\Theta) = \frac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\left(e^{-\frac{(\pi)}{\tau}} + 1\right)e^{-\frac{(\Theta-\pi)}{\tau}}$$

- **Traçage des allures de $V_e(\Theta)$, $V_{ch}(\Theta)$, $i_{ch}(\Theta)$ et $V_D(\Theta)$.**

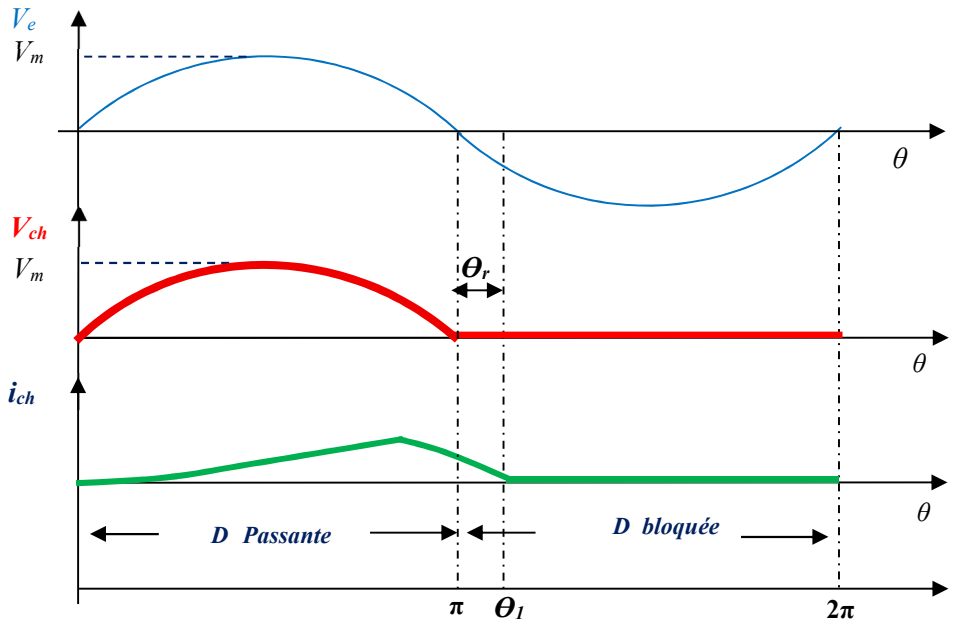


Figure II.19 : représentation des allures V_{ch}, V_e *et* i_{ch} *pour un redresseur* ***P1 non commandé*** *avec charge* ***inductive*** *et* ***diode de roue libre*** D_2.

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge V_{chmoy} :**

$$V_{chmoy} = \frac{V\sqrt{2}}{\pi}$$

Remarques :

- La bobine impose la continuité du courant dans la charge.
- La valeur efficace du courant de charge avec DRL est inférieure à celle du montage sans diode de roue libre.
- La valeur moyenne de la tension redressée avec DRL est supérieure à celle du montage sans diode de roue libre.
- Ce montage a permis de corriger le problème survenant avec une charge de type inductif. De plus, la valeur moyenne de la tension de sortie est supérieure.

f- Redresseur « P_1 » commandé avec charge « RL » et diode de roue libre « D_R »

En ajoutant une diode de roue libre en antiparallèle avec la charge RL pour le redresseur P_1 commandé, comme indiqué sur la figure suivante. La tension d'entrée $V_e(t) = V_m \sin(wt)$ est périodique de période $T=2\pi$. Le thyristor Th est supposée parfait.

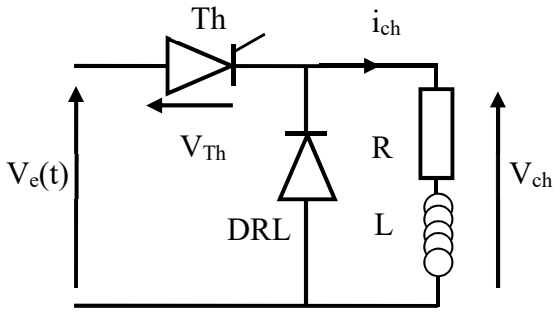


Figure II.20 : montage d'un redresseur P_1 à thyristor avec une charge inductive en antiparallèle avec une diode de roue libre.

Comme en a vue précédemment, la diode D_{RL} assure la circulation du courant de la bobine dans la charge. Donc sa présence est pour isoler la charge de la source (protection contre le pique instantanément de courant de la bobine). Alors le fonctionnement du montage est identique à celui du redresseur P_1 commandé à charge inductive sans diode de roue libre mais avec une absence de la partie négative sur l'allure de la tension redressée, voir figure suivante.

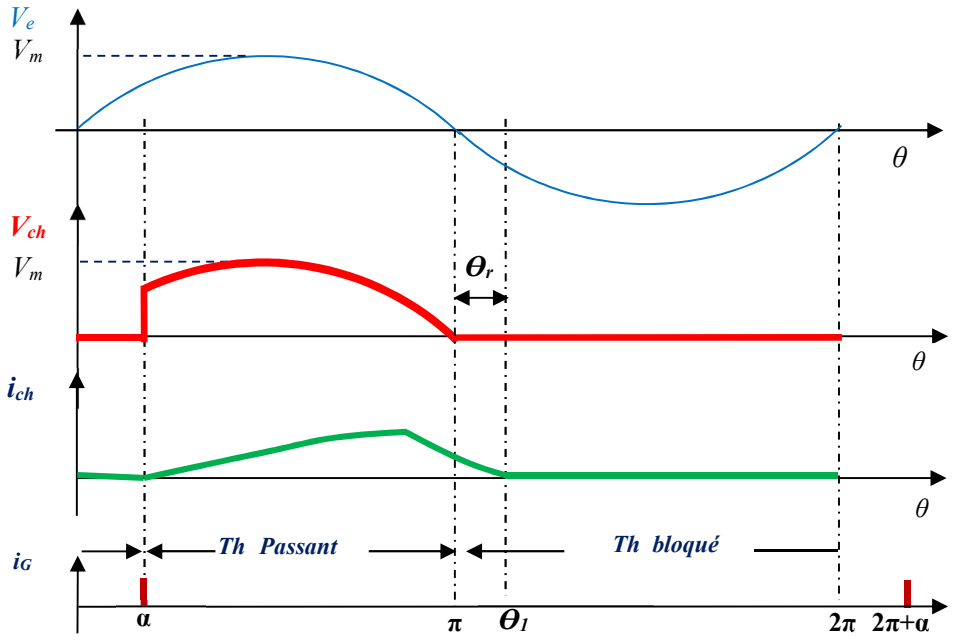


*Figure II.21 : représentation des allures V_{ch}, V_e, et i_{ch} pour un redresseur **P_1 commandé** avec charge **inductive** en parallèle avec une diode de roue libre.*

g- Redresseur « P_1 » non commandé avec charge « R » et force électromotrice « E »

En ajoutant cette fois-ci avec la résistance R une force électromotrice E en série, comme indiqué sur le montage suivant.

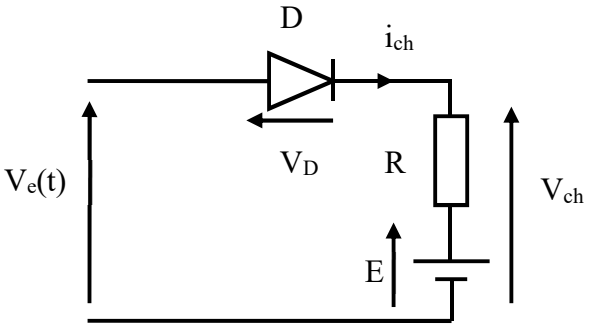


Figure II.22 : montage d'un redresseur P1 à diode alimente une charge résistive avec une force électromotrice

$V_e(\Theta) = 200 \sin(\Theta)$ avec f=50Hz , R=10 Ω et E=100V.

- **Analyse de fonctionnement du montage**

$$V_e(\Theta) = V_{ch}(\Theta) + V_D(\Theta)$$

- La diode est bloquée :

$V_D(\Theta) = Ve(\Theta) - E$

$$V_{ch}(\Theta) = E$$

$$i_{ch}(\Theta) = 0$$

- La diode est passante :

Elle commence à conduire dés que $Ve(\Theta) > E$, Dans ce cas :

$$V_{ch}(\Theta) = V_e(\Theta)$$

$$= R.i_{ch}(\Theta) + E$$

Alors :

$$i_{ch}(\Theta) = (V_e(\Theta) - E)/R$$

$V_D(\Theta) = 0$

- **Traçage des courbes des tensions V_e, E, V_{ch}, i_{ch} et V_D**

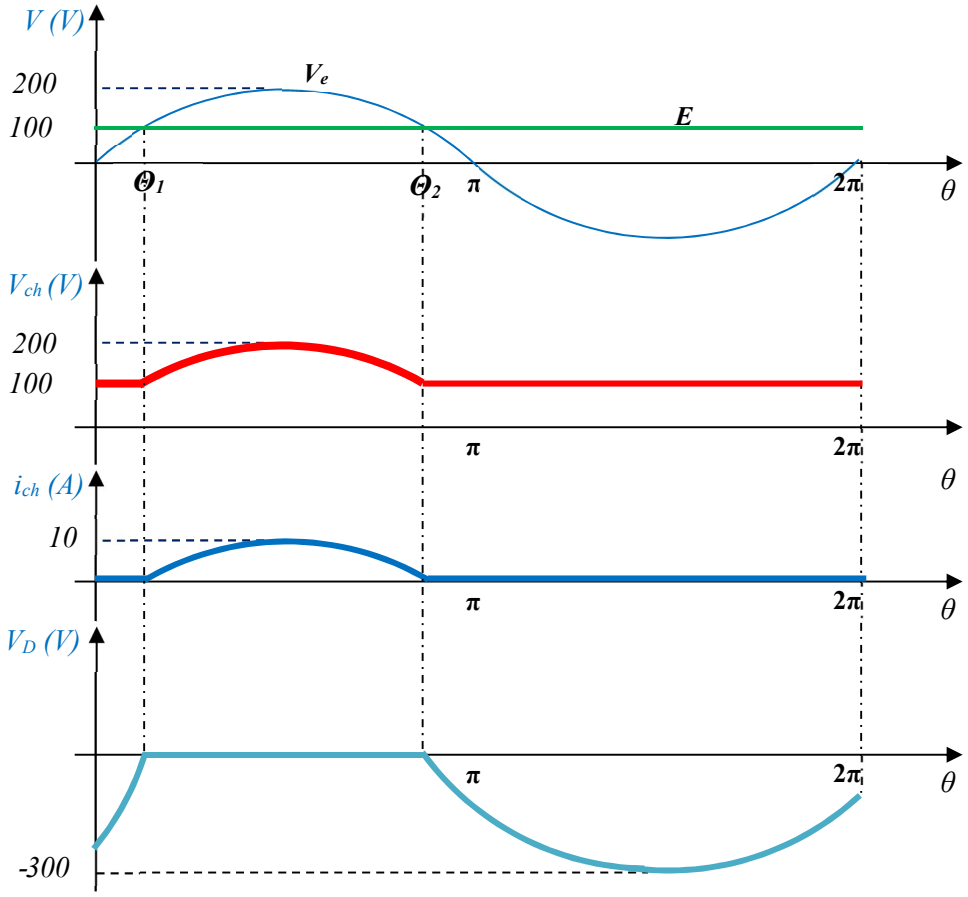


Figure II.23 : représentation des allures V_{ch}, V_e , i_{ch}, E *et* V_D *pour un redresseur* P_1 ***non commandé*** *avec charge* ***résistive*** *et* ***force électromotrice***.

- **L'angle de la mise en conduction de la diode :**

  $Ve(\Theta) = E$

  $200 \sin(\Theta_1) = E$ Alors : $\Theta_1 = \arcsin(1/2)$

  Donc : $\Theta_1 = \pi/6$

  La diode s'arrête de conduire à un angle : $\Theta_2 = \pi - \pi/6 = 5\pi/6$

  Donc la diode est active pour une période : $\Theta_c = (\Theta_2 - \Theta_1) = 2\pi/3$

  - Le temps de conduction de la diode :

  $t_c = \frac{\theta_1}{2\pi} = 0{,}0067\ s$

- **Calcul de la valeur moyenne de tension de sortie :**

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(t)dwt$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} V\sqrt{2}\sin(\text{wt})\, dwt$$

$$= \frac{1}{2\pi}\left[\int_0^{\frac{\pi}{6}} E\, dt + \int_{\frac{\pi}{6}}^{5\frac{\pi}{6}} V\sqrt{2}\sin(\text{wt})\, dwt + \int_{5\frac{\pi}{6}}^{2\pi} E dt\right] = \frac{\sqrt{2}}{2\pi}V + \frac{4\pi}{3}E$$

$V_{chmoy} = 121{,}8\ V$

- **Calcul de la valeur efficace du courant de sortie :**

$$i_{cheff}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \left(\frac{V_m sin\theta - E}{R}\right)^2 d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi R^2}\left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} E^2\, dt + \int_{\frac{\pi}{6}}^{5\frac{\pi}{6}} V_m^2\, sin\theta^2 d\theta - 2V_m E\int_{\frac{\pi}{6}}^{5\frac{\pi}{6}} sin\theta d\theta\right]$$

$i_{cheff}^2 = 17{,}30$

$i_{cheff} = 4{,}16\ A$

- **Calcul de la puissance dissipée dans la charge :**

$P = R.i_{cheff}^2$

$P = 10\ \Omega .17{,}30A$

Alors :

$P = 173\ W$

h- Redresseur « P_1 » commandé avec charge « R » et force électromotrice « E »

Le montage du redresseur P_1 à thyristor alimente une charge résistive R avec une force électromotrice E, la représentation de ce circuit est donnée comme suite :

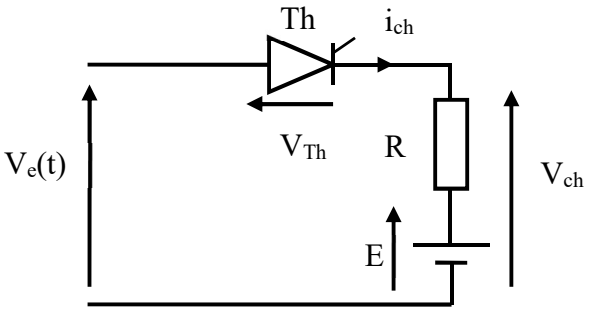


Figure II.24 : montage d'un redresseur P1 à thyristor alimente une charge résistive avec une force électromotrice

Les allures de la tension et du courant de charge sont représentées à la figure II.25. Les chronogrammes sont identiques avec celles d'un redresseur P_1 à diode avec charge RE mais une petite diminution est constatée dans la valeur moyenne de chaque grandeurs (V_{ch} et i_{ch} dû au retard à l'amorçage du thyristor.

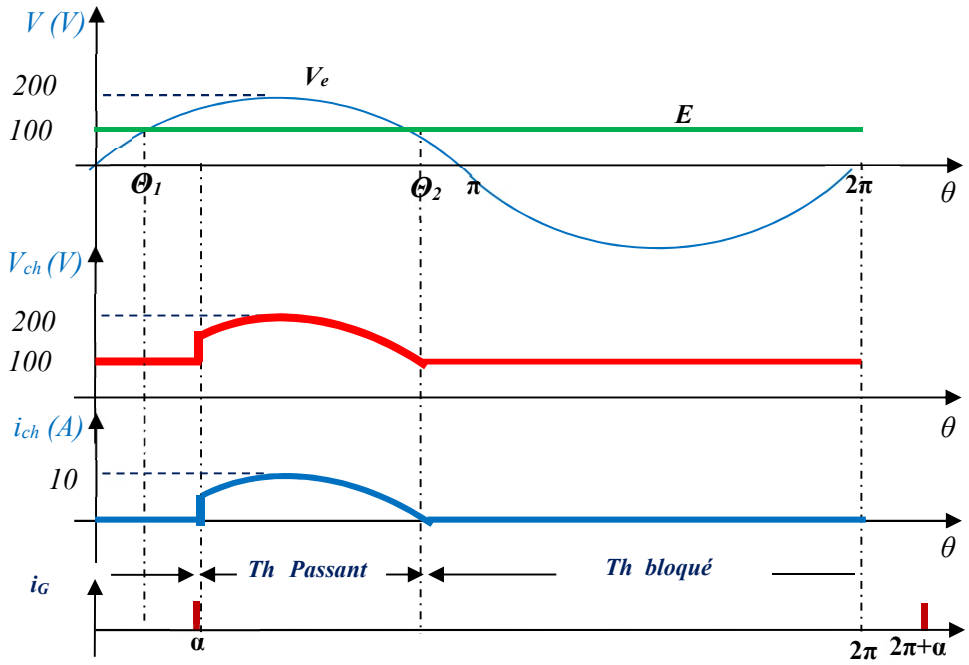


Figure II.25 : représentation des allures V_{ch}, V_e, E *et* i_{ch} *pour un redresseur* ***P_1 commandé*** *avec charge* ***résistive et force électromotrice***

II-2.2 Redresseur simple alternance biphasé « P_2 »

On constate les redresseurs simple alternance biphasés (avec transformateur à point milieu) « P_2 » et les redresseurs simple alternance triphasés (P_3).

a- *Redresseur « P_2 » non commandé avec charge « R »*

Le redresseur simple alternance biphasé ou P_2, est constitué d'un transformateur à point milieu et de deux diodes pour redresser les deux tensions alternatives. Ce montage permet de récupérer les deux alternances positives des deux tensions d'entrées, contrairement au redressement simple alternance monophasé qui utilise une seule tension de source avec une alternance positive. Le schéma du montage pour le redresseur P_2 non commandé à cathode commun est représenté à la figure II.26. La charge est considérée purement résistive et les diodes sont parfaites. Les deux tensions sont identiques mais de signe opposé, voir figure II.27.

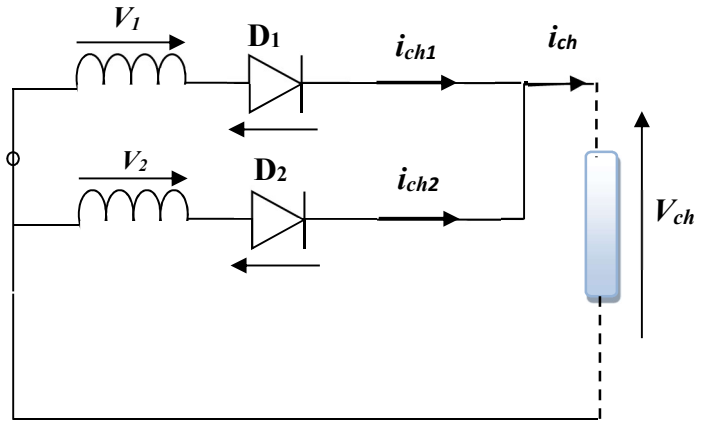


Figure II.26 : Schéma du montage ***P2*** *non commandé à* ***cathode commun***

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

$$V_1(\theta) = V\sqrt{2}\sin(\theta)$$

$$V_2(\theta) = -V_1(\theta)$$

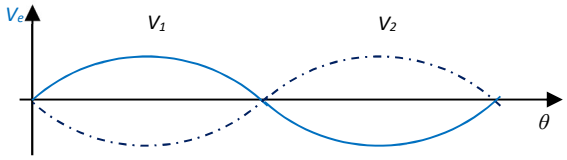


Figure II.27 : représentation des deux tensions d'alimentation V_1 et V_2

- **0< θ<π** : *« alternance positive de v_1 »* ***D1 passante et D2 bloquée***

$$V_{D1}(\theta) = 0$$

$$V_{Ch}(\theta) = V_1(\theta)$$

$$i_{ch}(\theta) = i_{ch1}(\theta) = \frac{V_1(\theta)}{R}$$

$$V_{D2}(\theta) = V_2(\theta) - V_{Ch}(\theta)$$

$$= -V_1(\theta) - V_1(\theta)$$

$$V_{D2}(\theta) = -2V_1(\theta)$$

- **π< θ< 2π :** *« alternance négative de v_2 »* ***D1 bloquée et D2 passante***

$$V_{D2}(\theta) = 0$$

$$V_{Ch}(\theta) = V_2(\theta)$$

$$i_{ch}(\theta) = i_{ch2}(\theta) = \frac{V_2(\theta)}{R} \quad ,$$

$$V_{D1}(\theta) = V_1(\theta) - V_{Ch}(\theta)$$

$$= V_1(\theta) - V_2(\theta)$$

$$V_{D1}(\theta) = 2V_1(\theta)$$

- **Représentation des grandeurs :**

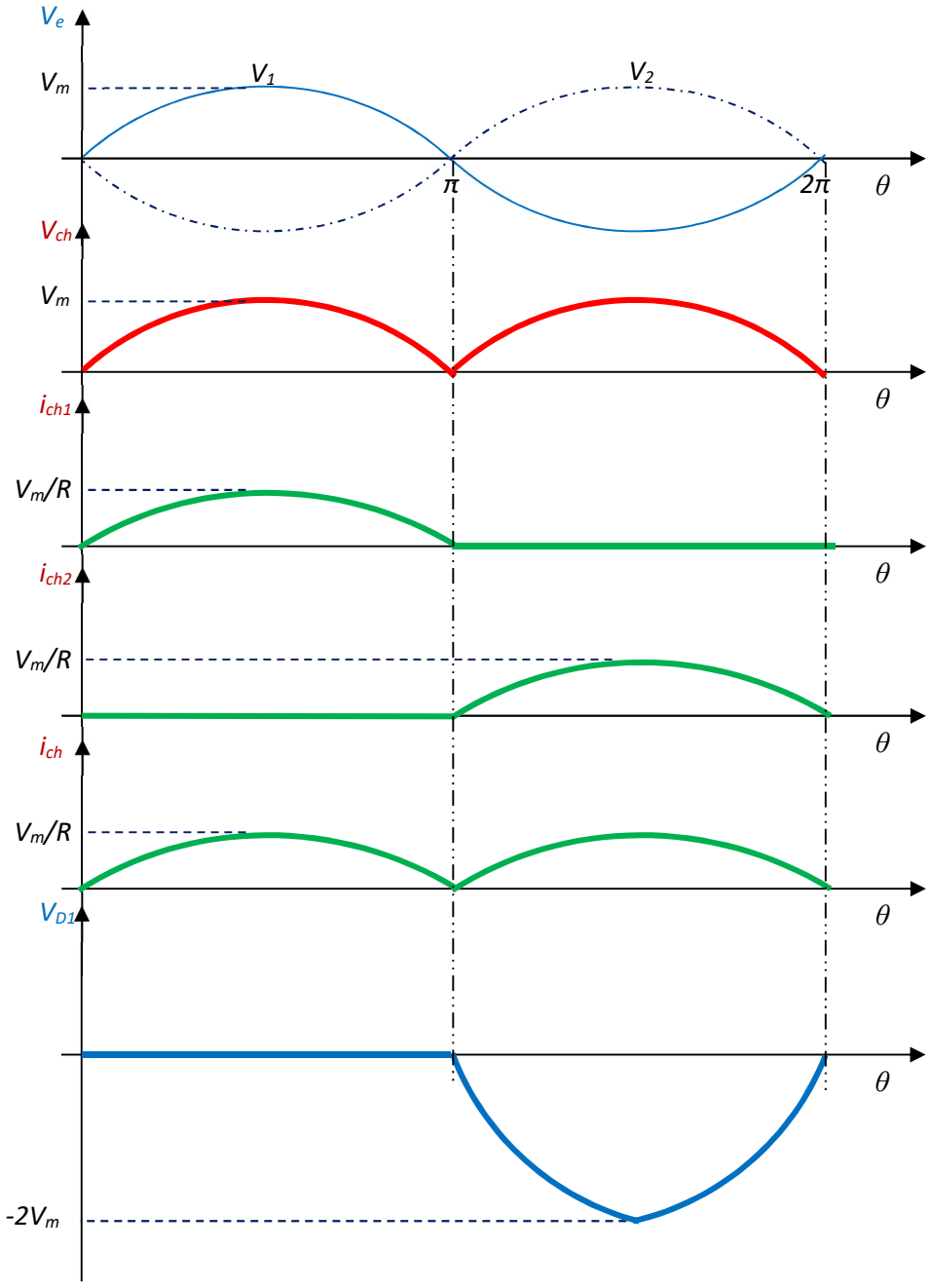


*Figure II.28 : représentation des allures de V_{ch}, i_{ch}, et V_D pour un redresseur **P2** non commandé*

- **Calcul des valeurs moyennes de la tension et de courant de charge :**

$V_{ch}(\theta)$ est périodique de période T=π

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\theta)\,d\theta$$

$$= \frac{2V\sqrt{2}}{\pi}$$

$$V_{chmoy}(P2) = 2.V_{chmoy}\ (P1)$$

$$i_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{R\pi}\int_0^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\theta)\,d\theta$$

$$= \frac{2V\sqrt{2}}{R\pi}$$

$$i_{chmoy}(P2) = 2.i_{chmoy}\ (P1)$$

- **Calcul de la valeur moyenne et efficace des courants des diodes :**

a) Valeur moyenne du courant de la diode : (même pour les 02 diodes)

La période du courant est T=2 π

$$i_{ch1mo} = i_{ch2moy} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{V\sqrt{2}}{R\pi}$$

b) Valeur efficace du courant de la diode (D_1 ou D_2)

$i_{ch1ef}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} i_{ch}^2(\theta)d\theta$ alors $i_{ch1ef} = i_{ch2ef} = \frac{V}{R\sqrt{2}}$

c) Facteur de forme de courant de la diode :

$$F_f = \frac{i_{ch1ef}}{i_{ch1mo}} = \frac{\pi}{2}$$

Le facteur de forme du courant dans la diode est 1,57

- **Calcul de coefficient d'ondulation de la tension de charge :**

$$F_d = \frac{V_{max} - V_{min}}{2V_{chmoy}} = \frac{V\sqrt{2} - 0}{2V\,(\frac{\sqrt{2}}{\pi})2} = \frac{\pi}{4} = 0.785$$

$$F_d(P2\ non\ commandé) \approx \frac{1}{2} F_d(P1\ non\ commandé)$$

b- *Redresseur « P_2 » commandé avec charge « R »*

On considère le montage d'un redresseur simple alternance biphasé à thyristors avec charge résistive, représenté à la figure suivante. Les deux tensions d'alimentations ainsi que les angles de retard à l'amorçage des deux thyristors sont montrés à la figure II.30.

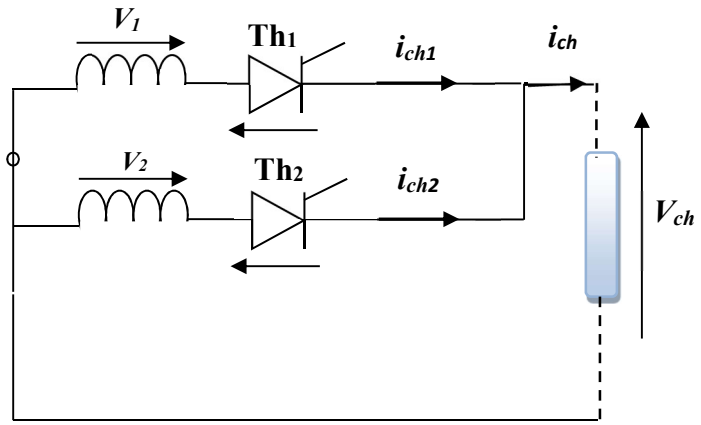


Figure II.29 : Schéma du montage d'un redresseur ***P2*** *commandé*

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

$$V_1(\theta) = V\sqrt{2}\sin(\theta)$$

$$V_2(\theta) = -V_1(\theta)$$

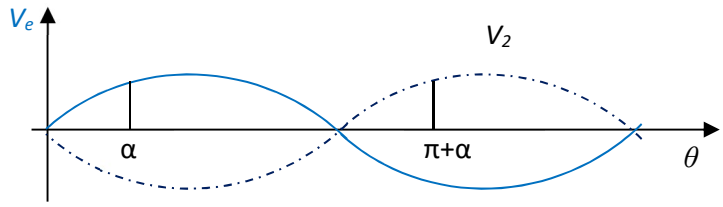


Figure II.30 : représentation des deux tensions d'alimentation V_1 et V_2 avec l'angle d'amorçage des deux thyristors

- **$0 < \theta < \alpha$:** *$v_1(\theta) > 0$,* ***Th_1 bloqué et Th_2 bloqué***

$$i_{ch}(\theta) = i_{ch1}(\theta) = i_{ch2}(\theta) = 0$$

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

$V_{Th1}(\theta) = V_1(\theta)$

$V_{Th2}(\theta) = V_2(\theta) = -V_1(\theta)$

- **α<θ<π :** *«alternance positive de V_1 »* ***Th_1 passant et Th_2 bloqué***

$V_{Th1}(\theta) = 0$

$V_{Ch}(\theta) = V_1(\theta)$

$i_{ch}(\theta) = i_{ch1}(\theta) = \frac{V_1(\theta)}{R}$

$V_{Th2}(\theta) = V_2(\theta) - V_{Ch}(\theta)$

$V_{Th2}(\theta) = V_2(\theta) - V_1(\theta)$

$= -V_1(\theta) - V_1(\theta)$

$V_{Th2}(\theta) = -2V_1(\theta)$

- **π< θ< π+α :** *v_2 (θ)>0,* ***Th_1bloqué et Th_2 bloqué***

$i_{ch}(\theta) = i_{ch1}(\theta) = i_{ch2}(\theta) = 0$

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

$V_{Th1}(\theta) = V_1(\theta)$

$V_{Th2}(\theta) = V_2(\theta) = -V_1(\theta)$

- **π+α <θ< 2π :** *«alternance positive de V_2»* ***Th_1bloqué et Th_2 passant***

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

$V_{Ch}(\theta) = V_2(\theta)$

$i_{ch}(\theta) = i_{ch2}(\theta) = \frac{V_2(\theta)}{R}$,

$V_{Th1}(\theta) = V_1(\theta) - V_{Ch}(\theta)$

$= V_1(\theta) - V_2(\theta)$

$V_{Th1}(\theta) = 2V_1(\theta)$

- **2π< θ<2π +α :** *v_1 (θ)>0,* ***Th_1bloqué et Th_2 bloqué***

$i_{ch}(\theta) = i_{ch1}(\theta) = i_{ch2}(\theta) = 0$

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

$V_{Th1}(\theta) = V_1(\theta)$

$V_{Th2}(\theta) = V_2(\theta) = -V_1(\theta)$

- **Représentation des grandeurs :**

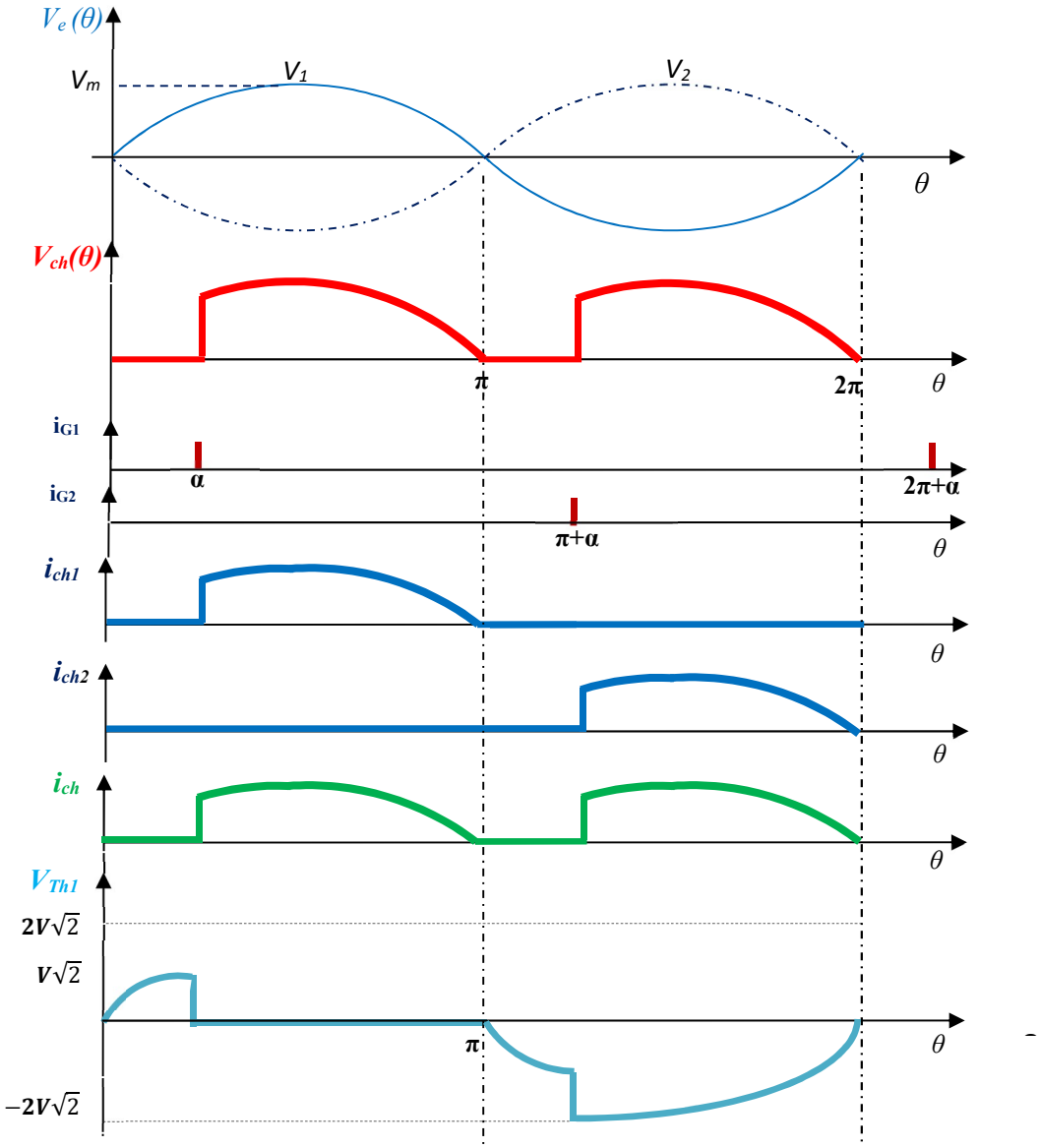


*Figure II.31 : représentation des allures de V_{ch}, i_{ch}, et V_{Th1} pour un redresseur **P2** commandé*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension et du courant de charge :**

$V_{ch}(\theta)$ est périodique de période T=π

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\theta)\, d\theta$$

$$= \frac{V\sqrt{2}}{\pi}\,(1+cos\alpha)$$

$$V_{chmoy}(P2\ commandé) = 2.V_{chmoy}\ (P1\ commandé)$$

$$i_{chmo} = \frac{1}{T}\int_{0}^{T} i_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{R\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V\sqrt{2}\sin(\theta)\, d\theta$$

$$= \frac{V\sqrt{2}}{R\pi}\,(1+cos\alpha)$$

$$i_{chmoy}(P2\ commandé) = 2.i_{chmoy}\ (P1\ commandé)$$

- **Calcul de coefficient d'ondulation de la tension de charge :**

$$F_d = \frac{V_{max} - V_{min}}{2.V_{chmoy}}$$

$$= \frac{V\sqrt{2} - 0}{2V\,(\frac{\sqrt{2}}{\pi})(1+cos\alpha)}$$

$$= \frac{\pi}{2(1+cos\alpha)}$$

Pour $\alpha = 60°$, $F_d = \frac{\pi}{3}$=1,04

II-2.3 Redresseur simple alternance triphasé « P_3 »

a- Redresseur « P_3 » non commandé avec charge « RL »

Le circuit du redresseur est constitué de trois diodes alimentées avec un système de tension triphasé. Les diodes sont supposées parfaites et le courant de charge de ce redresseur est supposé constant ***i=I_{ch}*** car la charge est fortement inductive. Les enroulements secondaires du transformateur sont couplés en étoile et les trois diodes sont montées en **cathode commune** (nommé ***commutateur plus positif***). La représentation des trois tensions d'alimentation est donnée à la figure II.33.

Dans ce type de redresseur, seule la diode dont l'anode est au plus **haut potentiel conduit.**

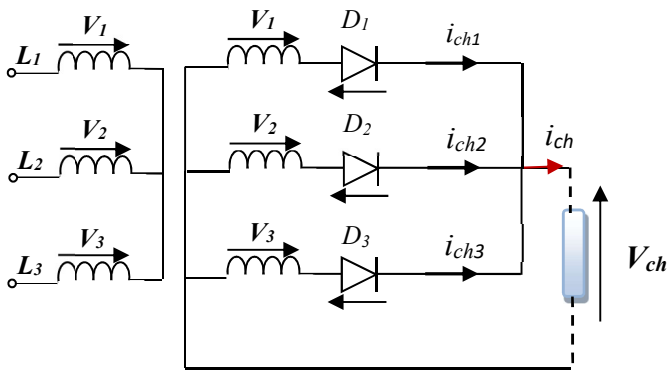


*Figure II.32 : Schéma du circuit d'un redresseur **P3** non commandé, montage à cathode commune des diodes*

Les trois tensions d'alimentation des diodes sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_1 = V\sqrt{2}\sin wt \\ V_2 = V\sqrt{2}\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V\sqrt{2}\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

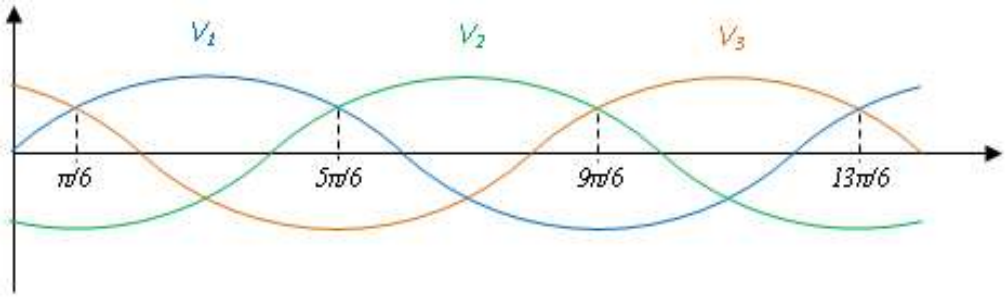


Figure II.33 : représentation des trois tensions d'alimentation V_1, V_2 et V_3

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- **$\pi/6 < \theta < 5\pi/6$:** $v_1(\theta) > v_2(\theta) \& v_3(\theta)$, ***$D_1$ passante et D_2 & D_3 bloquées***

$$V_{D1}(\theta) = 0$$

$$V_{Ch}(\theta) = V_1(\theta)$$

$$V_{D2}(\theta) = V_2(\theta) - V_1(\theta)$$

$$= V_{21}(\theta)$$

$$V_{D3}(\theta) = V_3(\theta) - V_1(\theta)$$

$$= V_{31}(\theta)$$

$i_{D1} = i_{ch1} = I_{ch}$,

$i_{D2} = i_{D3} = 0$

- **$5\pi/6 < \theta < 9\pi/6$:** *$v_2(\theta) > v_1(\theta) \& v_3(\theta)$,* ***$D_2$ passante et D_1 & D_3 bloquées***

$V_{D2}(\theta) = 0,$

$V_{Ch}(\theta) = V_2(\theta),$

$V_{D1}(\theta) = V_1(\theta) - V_2(\theta)$

$= V_{12}(\theta)$

$V_{D3}(\theta) = V_3(\theta) - V_2(t\theta)$

$= V_{32}(\theta)$

$i_{D1} = i_{D3} = 0$

$i_{D2} = i_{ch2} = I_{ch}$

- **$9\pi/6 < \theta < 13\pi/6$:** *$v_3(\theta) > v_1(\theta) \& v_2(\theta)$,* ***$D_3$ passante et D_1 & D_2 bloquées***

$V_{D3}(\theta) = 0,$

$V_{Ch}(\theta) = V_3(\theta),$

$V_{D1}(\theta) = V_1(\theta) - V_3(\theta)$

$= V_{13}(\theta)$

$V_{D2}(\theta) = V_2(\theta) - V_3(\theta)$

$= V_{23}(\theta)$

$i_{D1} = i_{D2} = 0,$

$i_{D3} = i_{ch3} = I_{ch}$

- **Tableau des séquences :**

Séquences	*Eléments conducteurs*	V_{ch}	V_{D1}	i_{D1}	i_{D2}	i_{D3}
$[\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}]$	D_1	V_1	0	I_{ch}	0	0
$[\frac{5\pi}{6}, \frac{9\pi}{6}]$	D_2	V_2	U_{12}	0	I_{ch}	0
$[\frac{9\pi}{6}, \frac{13\pi}{6}]$	D_3	V_3	U_{13}	0	0	I_{ch}

- **Représentation des grandeurs :**

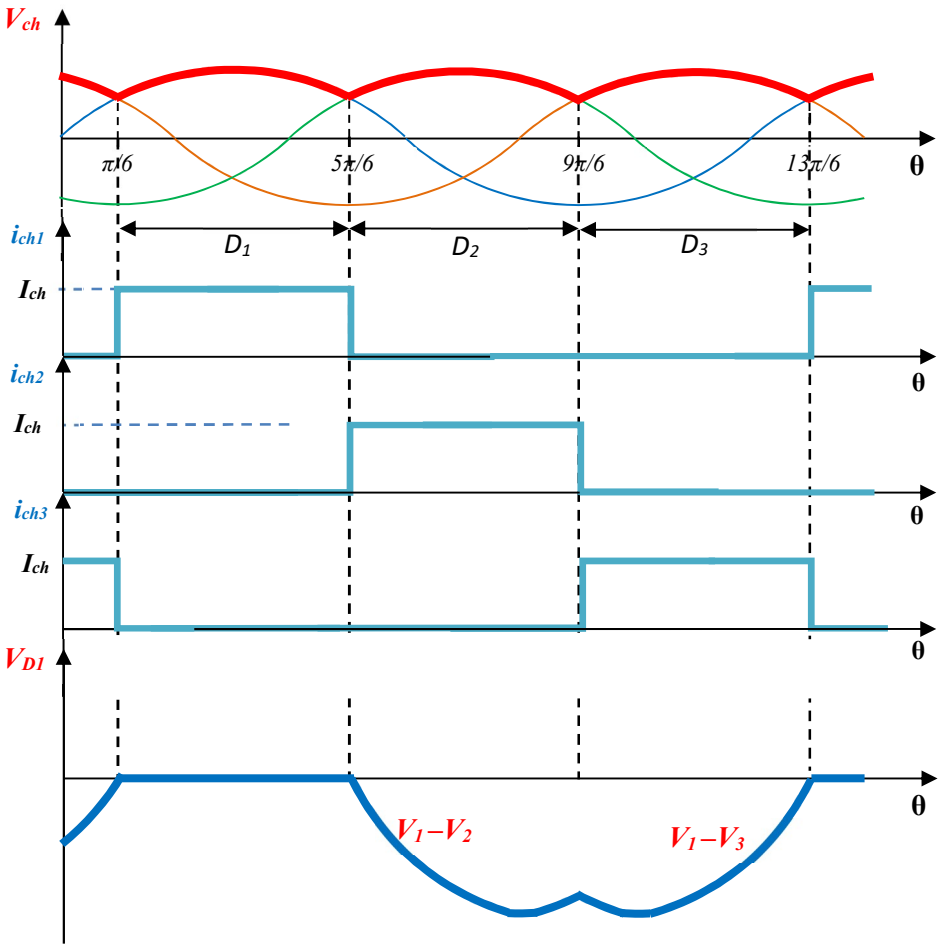


Figure II.34 : représentation des allures de V_{ch}, i_{ch}, *et* V_{D1} *pour un redresseur* ***P3*** *non commandé.*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :**

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}dt = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V\sqrt{2}\sin\theta\, d\theta$$

$$= \frac{3\sqrt{6}}{2\pi}V$$

- **Valeurs moyennes des courants dans les diodes :**

$$i_{ch1moy}(\theta) = i_{D1moy}(\theta) = \frac{1}{T}\int_0^T i_{ch1}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{2\pi}\int_{\pi/6}^{5\pi/6} I_{ch}d\theta = \frac{I_{ch}}{3}$$

$$i_{D1moy}(\theta) = i_{D2moy}(\theta) = i_{D3moy}(\theta) = \frac{I_{ch}}{3}$$

- **Valeurs efficaces des courants dans les diodes :**

$$i_{ch1eff}^2 = i_{D1eff}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi/6}^{5\pi/6} i_{ch1}^2(\theta)d\theta = \frac{{I_{ch}}^2}{\sqrt{3}^2}$$

$$i_{D1eff} = \frac{I_{ch}}{\sqrt{3}}$$

$$i_{D1eff}(\theta) = i_{D2eff}(\theta) = i_{D3eff}(\theta) = \frac{I_{ch}}{\sqrt{3}}$$

- **Facteur de puissance :**

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi} V\, I_{ch}}{3V\,(\frac{I_{ch}}{\sqrt{3}})} = \frac{3}{\sqrt{2}\pi} = 0.675$$

- **Coefficient d'ondulation de la tension de charge :**

$$F_d = \frac{V_{max} - V_{min}}{2V_{chmoy}} = \frac{V\sqrt{2} - V\,\frac{\sqrt{2}}{2}}{2(3V\,\frac{\sqrt{6}}{2\pi})} = \frac{\pi}{6\sqrt{3}} = 30{,}2\%$$

- **Facteur de forme de la tension de charge :**

$$F_f = \frac{V_{cheff}}{V_{chmoy}} = \frac{\sqrt{1+\frac{9\sqrt{3}}{4\pi}}V}{\frac{3\sqrt{6}}{2\pi}V} = 1{,}27$$

b- Redresseur « P_3 » commandé avec charge « RL »

Le redresseur est composé de trois thyristors Th_1, Th_2 et Th_3 montés en **cathode commune** (nommé ***commutateur plus positif***). Les thyristors sont supposés parfaits (interrupteurs parfaits) et le courant de sortie est supposé constant ***i=I_{ch}*** (**charge fortement inductive**).

Les enroulements secondaires du transformateur sont couplés en étoile afin d'avoir un système de trois tensions simples.

On pose : $\Theta = wt$ et **α** : l'angle d'amorçage des thyristors.

Remarque :

Seul le thyristor amorcé, dont **l'anode est au plus haut potentiel**, conduit**.**

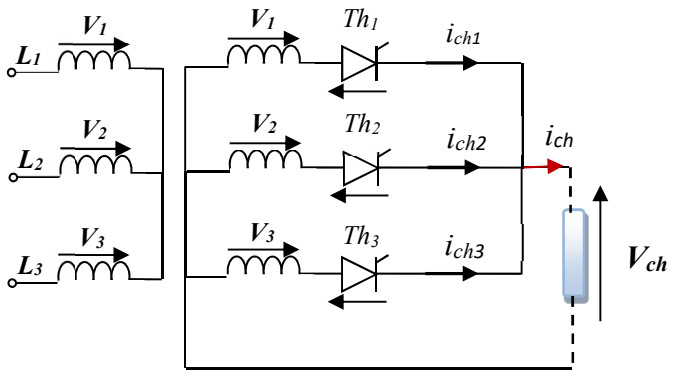
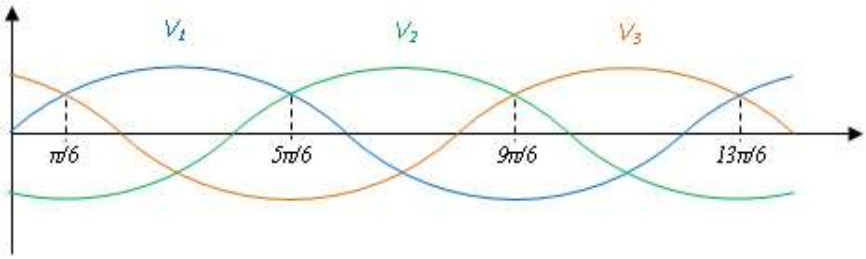


*Figure II.35 : Schéma du montage d'un redresseur **P3** commandé*

Les trois tensions d'alimentation des thyristors sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} V_1 = V\sqrt{2}\sin wt \\ V_2 = V\sqrt{2}\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V\sqrt{2}\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$



- **Analyse de fonctionnement du montage**

- ***π/6+α< θ< 5π/6+α*** : $v_1(\theta)>v_2(\theta)\&v_3(\theta)$, ***$Th_1$ passant et Th_2 & Th_3 bloqués***

$V_{Th1}(\theta) = 0$

$V_{Ch}(\theta) = V_1(\theta),$

$V_{Th2}(\theta) = V_2(\theta) - V_1(\theta)$

$= U_{21}(\theta)$

$V_{Th3}(\theta) = V_3(\theta) - V_1(\theta)$

$= U_{31}(\theta)$

$i_{Th1} = i_{ch1} = I_{ch}$

$i_{Th2} = i_{Th3} = 0$

- **$5\pi/6+\alpha< \theta<9\pi/6+\alpha$:** $v_2(\theta)>v_1(\theta)\&v_3(\theta)$, ***$Th_2$ passant et Th_1 & Th_3 bloqués***

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

$$V_{Ch}(\theta) = V_2(\theta)$$

$$V_{Th1}(\theta) = V_1(\theta) - V_2(\theta)$$

$$= U_{12}(\theta)$$

$$V_{Th3}(\theta) = V_3(\theta) - V_2(\theta)$$

$$= U_{32}(\theta)$$

$i_{Th1} = i_{Th3} = 0$

$i_{Th2} = i_{ch2} = I_{ch}$

- **$9\pi/6+\alpha < \theta<13\pi/6+\alpha$:** $v_3(\theta)>v_1(\theta)\&v_2(\theta)$, ***$Th_3$ passant et Th_1 & Th_2 bloqués***

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

$$V_{Ch}(\theta) = V_3(\theta)$$

$$V_{Th1}(\theta) = V_1(\theta) - V_3(\theta)$$

$$= U_{13}(\theta)$$

$$V_{Th2}(\theta) = V_2(\theta) - V_3(\theta)$$

$$= U_{23}(\theta)$$

$i_{Th1} = i_{Th2} = 0$

$i_{Th3} = i_{ch3} = I_{ch}$

- **Tableau des séquences de conduction :** ***pour $\alpha=\pi/6$***

Séquences	*Eléments conducteurs*	V_{ch}	V_{Th1}	i_{Th1}	i_{Th2}	i_{Th3}
$[\frac{\pi}{3}, \pi]$	Th_1	V_1	0	I_{ch}	0	0
$[\pi, \frac{5\pi}{3}]$	Th_2	V_2	U_{12}	0	I_{ch}	0
$[\frac{5\pi}{3}, \frac{7\pi}{3}]$	Th_3	V_3	U_{13}	0	0	I_{ch}

- **Représentation des grandeurs :** ***pour $\alpha=\pi/6$***

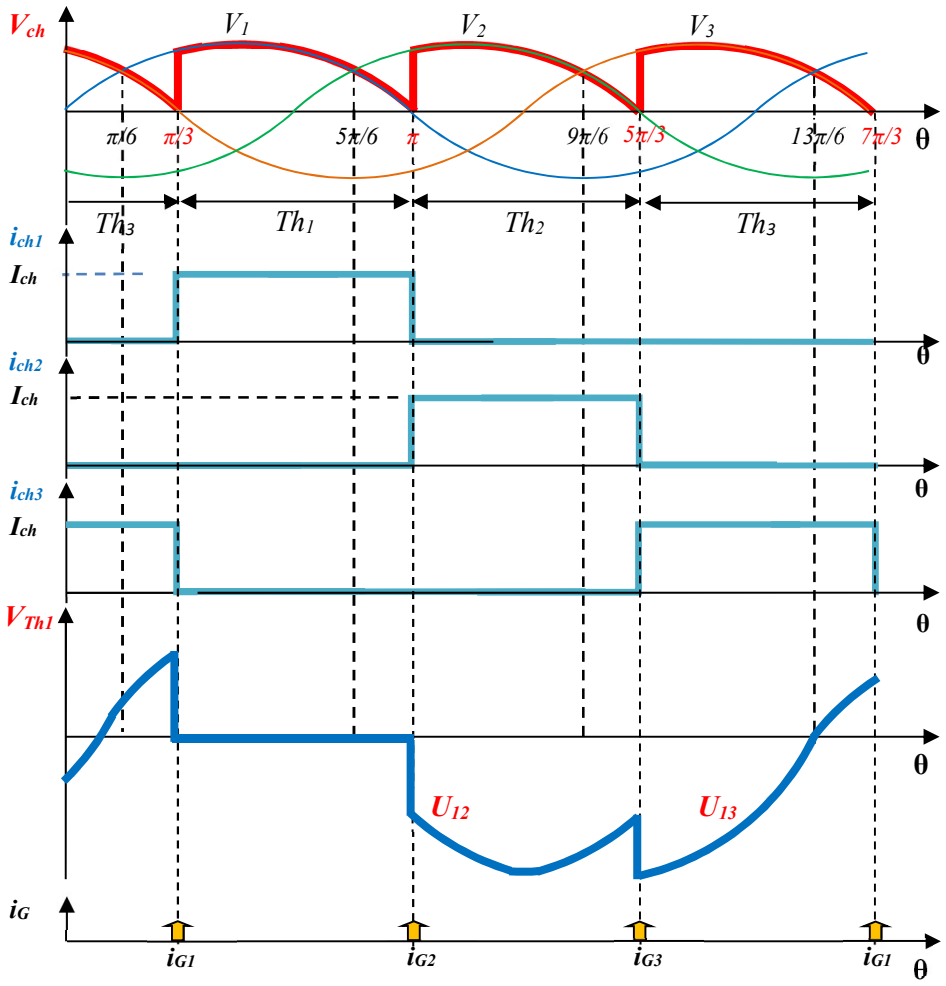


Figure II.36 : représentation des allures de V_{ch}, i_{ch}, *et* V_{Th1} *pour un redresseur* ***P3*** *commandé*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge V_{chmoy} :**

V_{ch} est périodique de période T=2π/3.

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(t)dwt$$

$$= \frac{3}{2\pi}\int_{\alpha+\frac{\pi}{6}}^{\alpha+\frac{5\pi}{6}} V\sqrt{2}\sin(\mathrm{wt})\,dwt$$

$$= \frac{3V\sqrt{6}}{2\pi}\cos\alpha$$

$$V_{chmoy}(P3\ Thy) = V_{chmo}\ \ (P3\ Dio)\cos\alpha$$

Pour **α**=π/3=60° :

$$V_{chmo} = \frac{1}{2}\frac{3V\sqrt{6}}{2\pi}$$

Pour **α**=π/6=30° :

$$V_{chmoy} = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{3V\sqrt{6}}{2\pi}$$

Pour **α**=π/2=90° :

$$V_{chmoy} = 0$$

- **Facteur de puissance :**

$$F_p(P3\ Thy) = F_p(P3\ Dio)|\cos\alpha| = \frac{3}{\sqrt{2}\pi}|\cos\alpha|$$

II.3 Redressement double alternance

II.3.1 Redresseur double alternance monophasé « PD_2 » ou pont de Graetz

a- Redresseur « PD_2 » non commandé avec charge « RL »

Le redresseur double alternance monophasé ou pont de Graetz non commandé, aussi appelé pont de diodes, est un circuit électronique qui transforme le courant alternatif (AC) en courant continu (DC). Il est composé de quatre diodes arrangées en forme de pont.

On considère le montage du Pont de **Graetz** tout diodes, figure II.37, avec une charge **fortement inductive**. Le courant dans ce cas est supposé constant $i_{ch}=I_{ch}$:

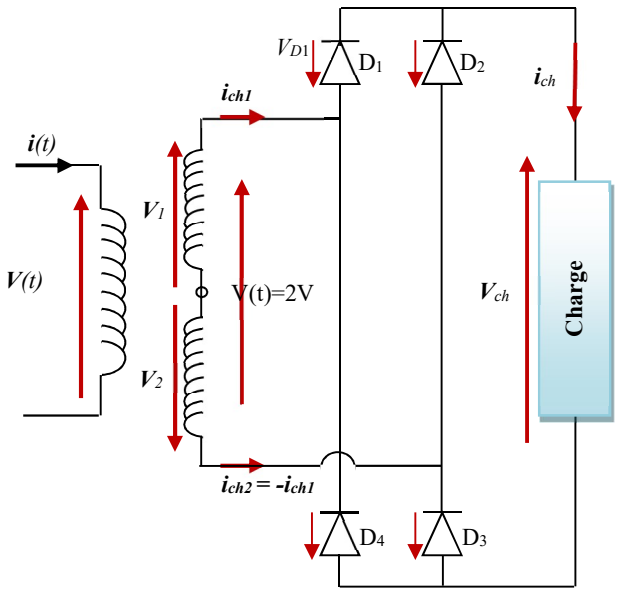


*Figure II.37 : Schéma du montage d'un redresseur **PD_2** non commandé*

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- **$0<\theta<\pi$: alternance positive de V_1 , D_1 et D_3 conductrices**

$$V_{D1}(\theta) = V_{D3}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = 2V_1(\theta)$$
$$= V(\theta)$$
$$i_{ch1}(\theta) = i_{D1}(\theta) = i_{D3}(\theta) = i_{ch}(\theta) = I_{ch}$$
$$i_{D4}(\theta) = i_{D2}(\theta) = 0$$
$$i_{ch2}(\theta) = -i_{D3}(\theta) = -I_{ch}$$

- **$\pi<\theta<2\pi$: alternance positive de V_2 , D_2 et D_4 conductrices**

$$V_{D2}(\theta) = V_{D4}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = -2V_1(\theta)$$
$$= -V(\theta)$$
$$V_{D1}(\theta) = -V_{Ch}(\theta)$$
$$= 2V_1(\theta)$$
$$= V(\theta)$$
$$i_{ch1}(\theta) = -i_{D4}(\theta) = -I_{ch}$$
$$i_{ch2}(\theta) = i_{D4}(\theta) = i_{D2}(\theta) = i_{ch}(\theta) = I_{ch}$$

- **Tableau des séquences :**

Séquences	*Eléments conducteurs*	V_{ch}	V_{D1}	i_{D1}	i_{D4}	i_{ch1}
$[0, \pi]$	D_1 & $D3$	$2V_1$	0	I_{ch}	0	I_{ch}
$[\pi, 2\pi]$	D_2 & $D4$	$-2V_1$	$2V_1$	0	I_{ch}	$-I_{ch}$

- **Représentation des grandeurs :**

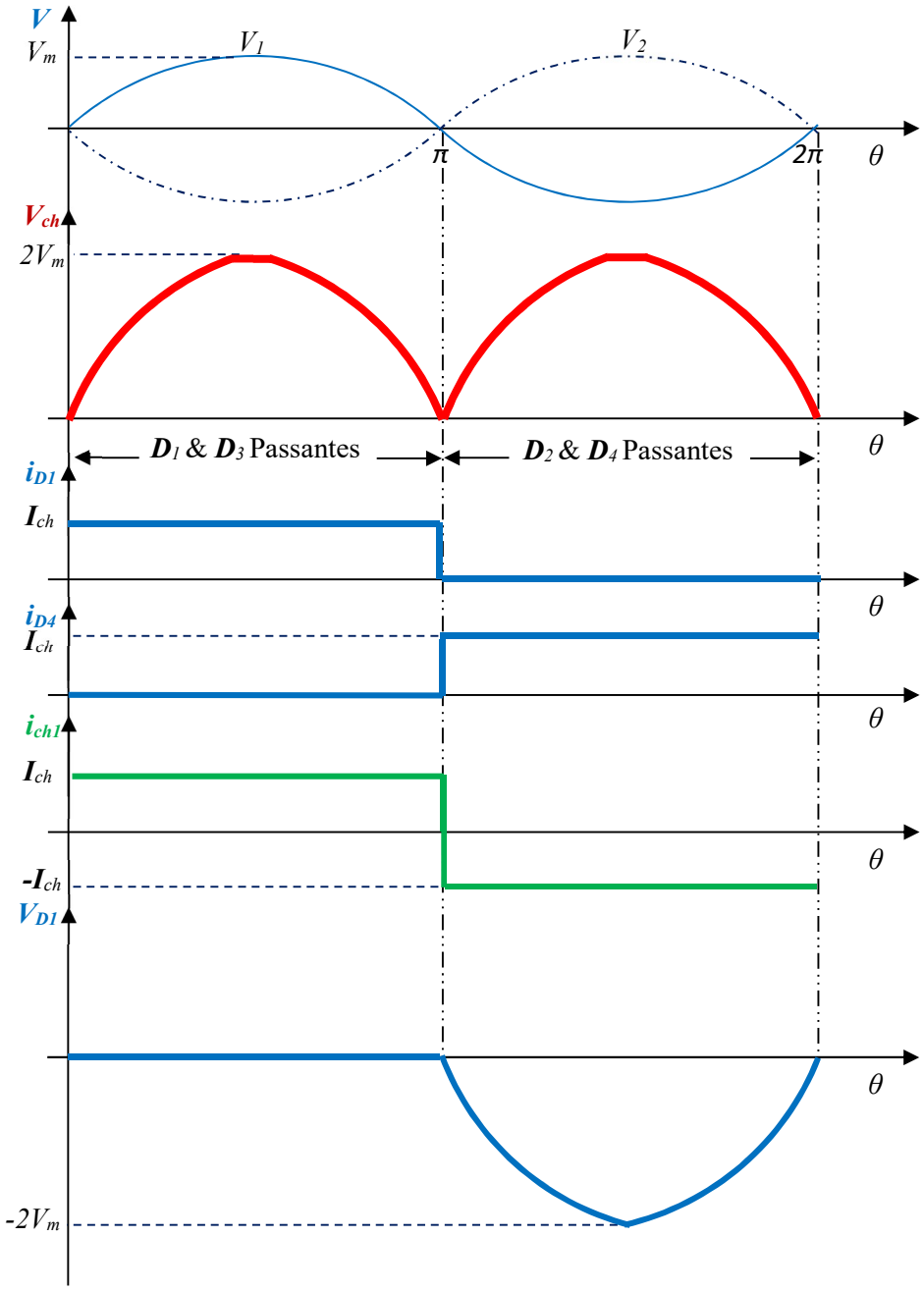


Figure II.38 : représentation de V_{ch}, i_{ch1}, *et* V_{D1} *pour un redresseur* PD_2 *non commandé*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :**

$$V_{chmoy} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} 2V\sqrt{2}\sin\theta\, d\theta = \frac{4\sqrt{2}}{\pi}V$$

$$V_{chmoy}(PD2) = 2V_{chmoy}(P2)$$

- **Valeurs moyennes et efficaces des courants dans les diodes :**

$$i_{ch1mo} = i_{ch2mo} = \frac{I_{ch}}{2}$$

$$i_{ch1ef}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_{ch1}^2(\theta)d\theta = {I_{ch}}^2$$

$$i_{ch1eff} = i_{ch2ef} = I_{ch}$$

- **Calcul du facteur de puissance :**

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\frac{4\sqrt{2}}{\pi} V\, I_{ch}}{2V\, I_{ch}} = \frac{2}{\pi}\sqrt{2} = 0.9$$

- **Calcul du coefficient d'ondulation de la tension de charge :**

$$F_d = \frac{V_{max} - V_{min}}{2V_{chmoy}} = \frac{2V\sqrt{2} - 0}{2(4V\frac{\sqrt{2}}{\pi})} = \frac{\pi}{4} = 0.785$$

- **Calcul du facteur de forme de la tension de charge :**

$$F_f = \frac{V_{cheff}}{V_{chmoy}} = \frac{2V}{\frac{4\sqrt{2}}{\pi}V} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} = 1{,}1$$

Remarque :

La forme de la charge est une onde sinusoïdale rectifiée, alors le facteur de forme est de $\frac{\pi}{2\sqrt{2}}$, mais s'il s'agit d'une onde sinusoïdale rectifiée demi-onde le facteur de forme est de $\frac{\pi}{2}$

b- *Redresseur « PD_2 » commandé avec charge « RL »*

On considère le montage du Pont de **Graetz** tout thyristors, figure II.39, avec une charge **fortement inductive**. Le courant dans ce cas est supposé constant $i_{ch}=I_{ch}$:

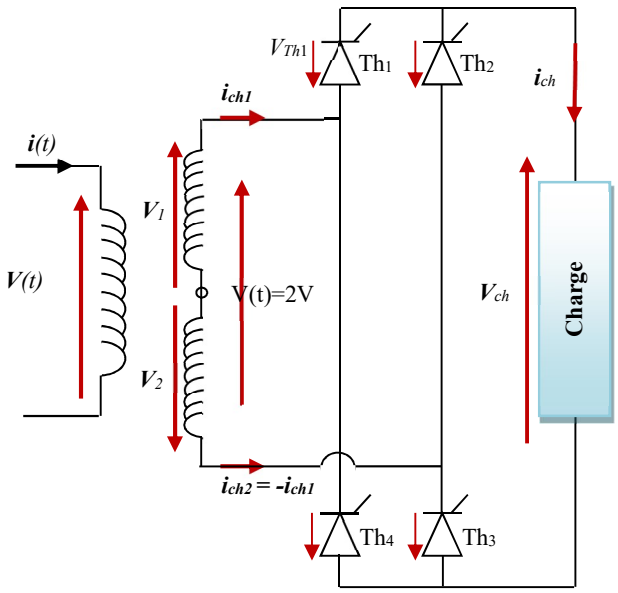


*Figure II.39 : Schéma du montage d'un redresseur **PD_2** commandé*

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

On pose : θ = wt , **α** et l'angle d'amorçage des thyristors.

- **α< θ<π** : **alternance positive de V1** , Th_1 et Th_3 conducteurs

$$V_{Th1}(\theta) = V_{Th3}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = 2V_1(\theta)$$
$$= V(\theta)$$
$$i_{ch1}(\theta) = i_{Th1}(\theta) = i_{Th3}(\theta) = i_{ch}(\theta) = I_{ch}$$
$$i_{Th4}(\theta) = i_{Th2}(\theta) = 0$$
$$i_{ch2}(\theta) = -i_{Th3}(\theta) = -i_{ch}(\theta) = -I_{ch}$$

- **π+ α < θ<2π : alternance positive de V2** , Th_2 et Th_4 conducteurs

$$V_{Th2}(\theta) = V_{Th4}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = -2V_1(\theta)$$
$$= -V(\theta)$$
$$V_{Th1}(\theta) = -V_{Ch}(\theta)$$
$$= 2V_1(\theta)$$
$$= V(\theta)$$
$$i_{ch2}(\theta) = i_{Th4}(\theta) = i_{Th2}(\theta) = i_{ch}(\theta) = I_{ch}$$
$$i_{Th1}(\theta) = i_{Th3}(\theta) = 0$$
$$i_{ch1}(\theta) = -i_{Th4}(\theta) = -I_{ch}$$

- **Tableau des séquences :** pour **α=π/6**

Séquences	*Eléments conducteurs*	V_{ch}	V_{Th1}	i_{Th1}	i_{Th4}	i_{ch1}
$[\frac{\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}]$	Th_1 & Th_3	$2V_1$	0	I_{ch}	0	I_{ch}
$[\frac{7\pi}{6}, \frac{13\pi}{6}]$	Th_2 & Th_4	$-2V_1$	$2V_1$	0	I_{ch}	$-I_{ch}$

- **Représentation des grandeurs :** pour **α=π/6**

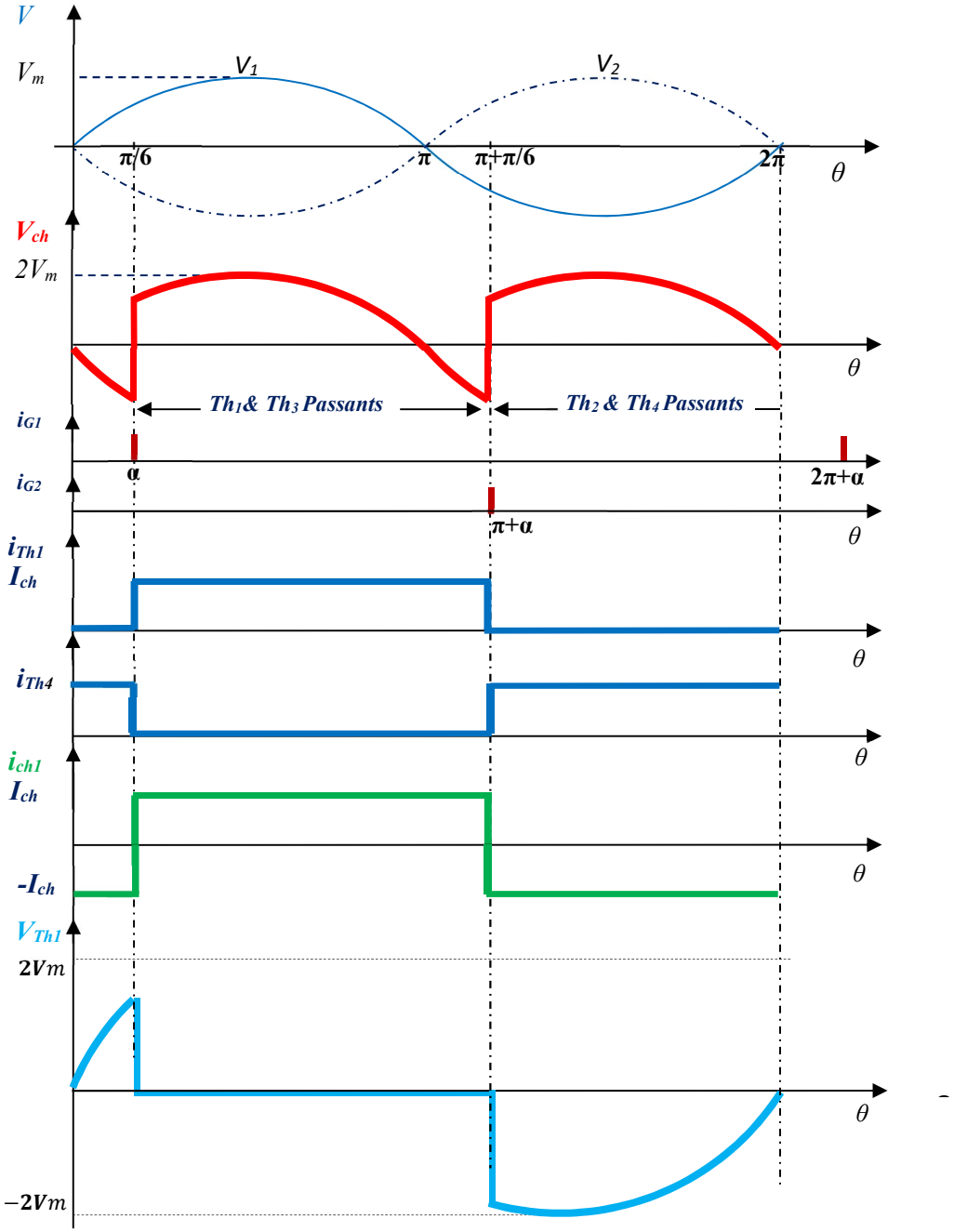


Figure II.40: représentation des allures de V_{ch}, i_{ch}, *et* V_{Th1} *pour un redresseur* **PD_2** *commandé*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :**

La tension redressée est périodique de période T=π.

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} 2V\sqrt{2}\sin(\theta)\,d\theta$$

$$= \frac{4V\sqrt{2}}{\pi}\cos\alpha$$

$$V_{chm}\quad (PD_2\ Thy) = V_{chmoy}(PD_2\ Dio)\cos\alpha$$

- **Facteur de puissance :**

$$f(PD_2\ Th) = f(PD_2\ Dio)|\cos\alpha| = \frac{3}{\sqrt{2}\pi}|\cos\alpha|$$

c- *Redresseur « PD_2 » mixte symétrique avec charge « RL »*

Soit le montage du redresseur double alternance PD_2 mixte symétrique, la charge « RL » est **fortement inductive** donc le courant dans ce cas est supposé constant $i_{ch}=I_{ch}$, α et l'angle d'amorçage des deux thyristors.

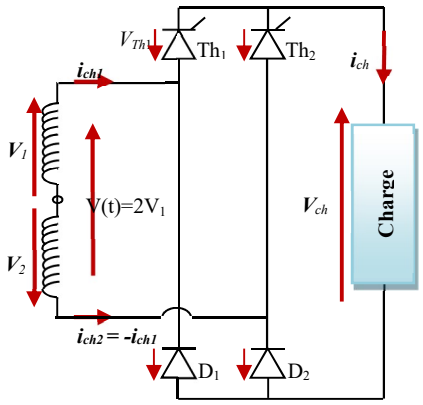


Figure II.41 : Montage de redresseur double alternance PD_2 mixte symétrique avec charge fortement inductive

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- **$\alpha < \theta < \pi$: alternance positive de V_1,** Th_1 et D_2 conducteurs

$$V_{Th1}(\theta) = V_{D2}(\theta)$$

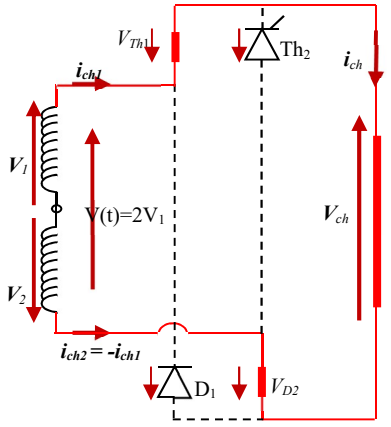
$$= 0$$

$$V_{Ch}(\theta) = 2V_1(\theta)$$

$$= V(\theta)$$

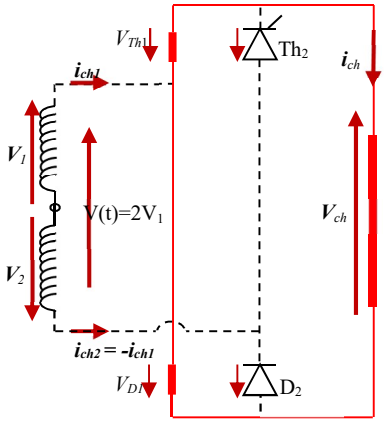
$$i_{ch1}(\theta) = i_{Th1}(\theta) = i_{ch}(\theta) = I_{ch}$$

$$i_{D1}(\theta) = 0$$



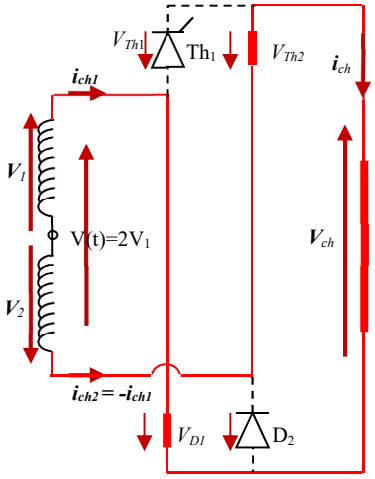
- **$\pi< \theta< \pi+\alpha$: alternance positive de V_2,** Th_1 et D_1 passants (bras de roue libre)

$$V_{Th1}(\theta) = V_{D1}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = -V_{Th1}(\theta) - V_{D1}(\theta)$$
$$= 0$$
$$i_{Th1}(\theta) = i_{D1}(\theta) = i_{ch}(\theta)$$
$$= I_{ch}$$



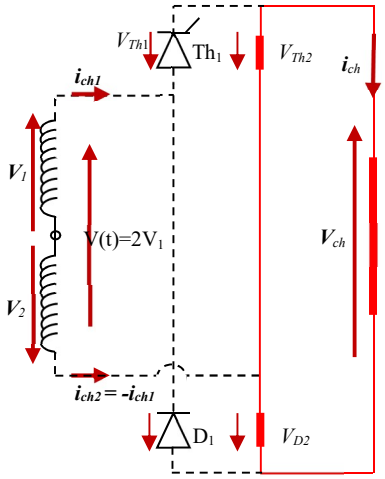
- **$\pi+\alpha< \theta<2\pi$: alternance positive de V_2,** Th_2 et D_1 conducteurs

$$V_{Th2}(\theta) = V_{D1}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = -2V_1(\theta)$$
$$= -V(\theta)$$
$$V_{Th1}(\theta) = -V_{Ch}(\theta) = 2V_1(\theta)$$
$$= V(\theta)$$
$$i_{ch2}(\theta) = i_{Th2}(\theta) = i_{ch}(\theta)$$
$$= I_{ch}$$
$$i_{ch1}(\theta) = -i_{D1}(\theta)$$
$$= -I_{ch}$$



- **$2\pi<\theta<2\pi+\alpha$ & $0<\theta<\alpha$: alternance positive de V_1,** Th_2 et D_2 passants (bras de roue libre)

$$V_{Th2}(\theta) = V_{D2}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = -V_{Th2}(\theta) - V_{D3}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Th1}(\theta) = 2V_1(\theta)$$
$$= V(\theta)$$
$$i_{Th2}(\theta) = i_{D2}(\theta) = I_{ch}$$



$$i_{Th1}(\theta) = i_{D1}(\theta) = 0$$

- **Tableau des séquences** : pour α=π/6

Le tableau suivant regroupe les variations des grandeurs V_{ch} , V_{Th1} , i_{Th1} , i_{D1} et i_{ch1} selon les séquences de conduction des éléments de puissances (diodes et thyristors).

Séquences	Eléments conducteurs	V_{ch}	V_{Th1}	i_{Th1}	i_{D1}	i_{ch1}
$[0 , \frac{\pi}{6}]$	Th_2 & D_2	0	$2V_1$	0	0	0
$[\frac{\pi}{6}, \pi]$	Th_1 & D_2	$2V_1$	0	I_{ch}	0	I_{ch}
$[\pi , \frac{7\pi}{6}]$	Th_1 & D_1	0	0	I_{ch}	I_{ch}	0
$[\frac{7\pi}{6} , 2\pi]$	Th_2 & D_1	$-2V_1$	$2V_1$	0	I_{ch}	$-I_{ch}$
$[2\pi , \frac{13\pi}{6}]$	Th_2 & D_2	0	$2V_1$	0	0	0

- **Traçage des grandeurs** : pour α=π/6

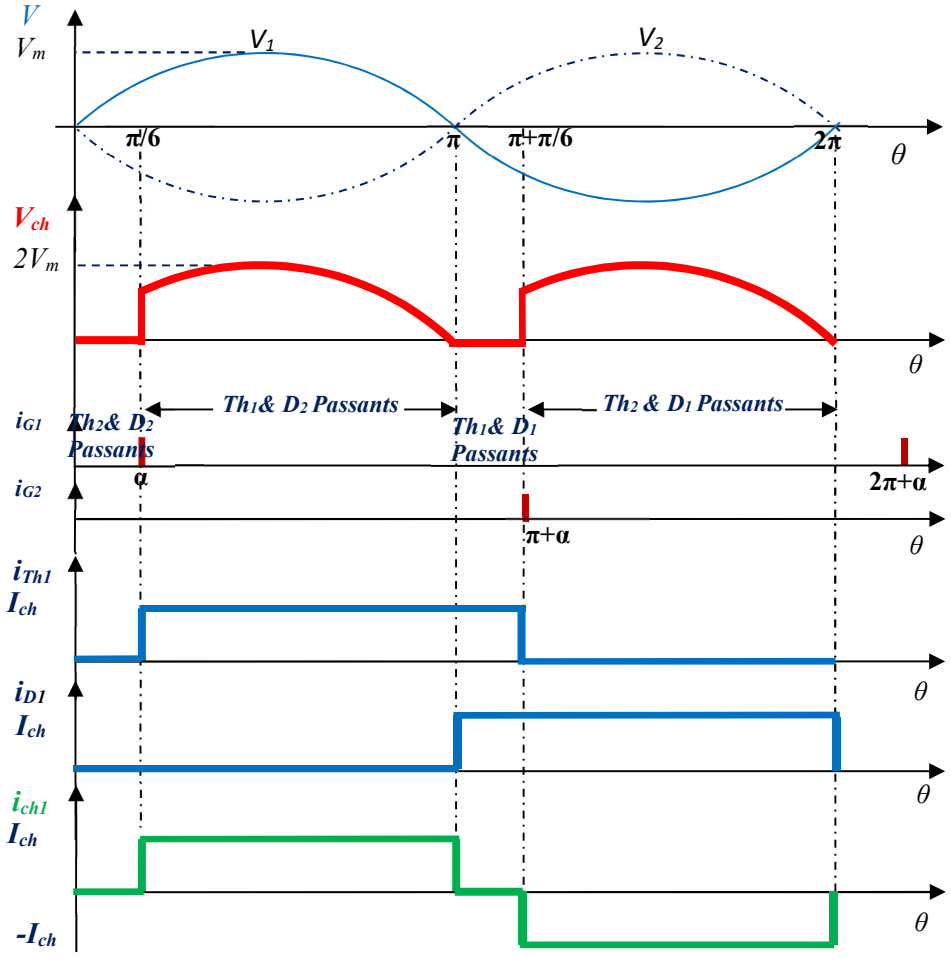


Figure II.42 : représentation des allures de **V, V_{ch}, i_{ch1}, i_{Th1}** *et* **i_{D1}** *pour un redresseur* **PD_2** *mixte symétrique*

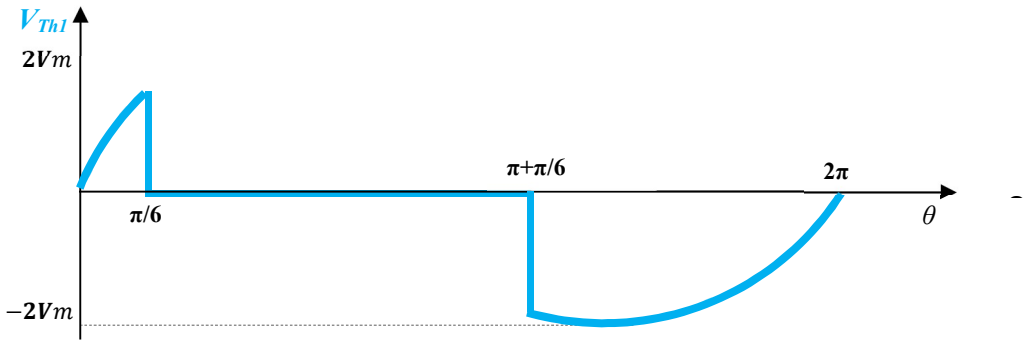


Figure II.43 : représentation de la tension aux bornes du thyristor Th_1 pour un redresseur ***PD_2*** *mixte symétrique*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge** :

La tension redressée est périodique, T=π.

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(\theta)d\theta$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\pi} 2V\sqrt{2}\sin(\theta)\,d\theta$$

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

II-3.2 Redressement double alternance triphasé « PD_3 »

a- Redresseur « PD_3 » non commandé avec charge « RL »

Le redresseur PD_3 non commandé est constitué de six diodes montées deux à deux pour former trois bras, comme le montre sur la figure suivante. Chaque bras et alimenté par une simple phase d'un transformateur triphasé. Le courant dans la charge est supposé constant, car la charge est considérée fortement inductive. Les diodes dans le circuit, sont parfaites.

L'expression de la tension aux bornes de la charge est donnée :

$$U_{ch} = V_M - V_N$$

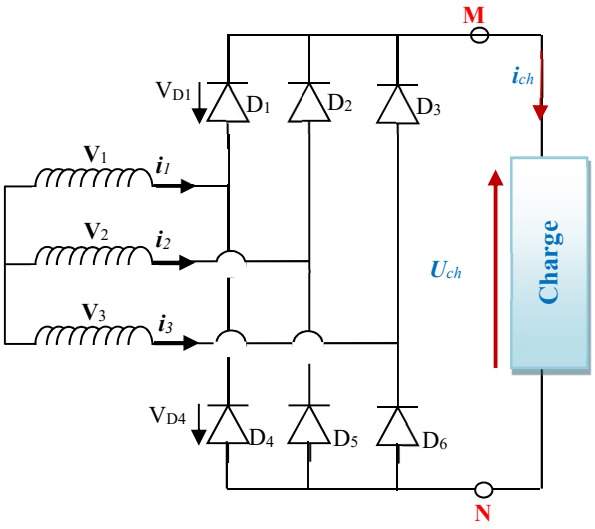
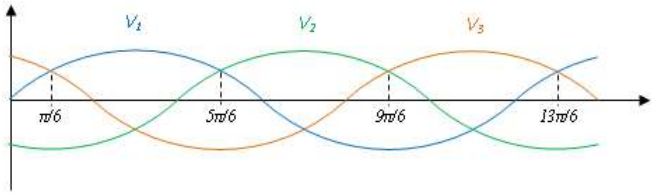


Figure II.44 : Schéma du montage d'un redresseur ***PD₃*** *non commandé*

$$\begin{cases} V_1 = V\sqrt{2}\sin wt \\ V_2 = V\sqrt{2}\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V\sqrt{2}\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$



- **Analyse de fonctionnement du montage :**

On pose: $wt = \theta$

Sachant que: $\sin p - \sin q = 2\cos(\frac{p+q}{2})\sin(\frac{p-q}{2})$

- **$\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6}$: Alternance positive de V_1**

➢ **$\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$:** Le courant i_{ch} circule de : ***V_1…D_1…M…N…D_5…V_2***

$$V_M = V_1 = V\sqrt{2}\sin\theta$$

$$V_N = V_2 = V\sqrt{2}\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$U_{ch} = V_1 - V_2 = U_{12}$$

$$= V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$$

$$U_{D1} = U_{D5} = 0$$

$$i_1 = i_{D1} = I_{Ch}$$

$$i_{D4} = 0$$

➢ $\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq 5\frac{\pi}{6}$ Le courant i_{ch} circule de : $V_1 \ldots D_1 \ldots M \ldots N \ldots D_6 \ldots V_3$

$U_{ch} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$;

$U_{D1} = U_{D6} = 0$

$i_1 = i_{D1} = I_{Ch}$

$i_{D4} = 0$

- **$5\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 9\frac{\pi}{6}$: Alternance positive de V_2**

➢ **$5\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 7\frac{\pi}{6}$:** Le courant i_{ch} circule de : $V_2 \ldots D_2 \ldots M \ldots N \ldots D_6 \ldots V_3$

$U_{ch} = V_2 - V_3 = U_{23}$

$= -V\sqrt{6}\cos\theta$

$U_{D1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$i_2 = i_{D2} = I_{Ch}$

$i_{D1} = 0$

$i_{D4} = 0$

➢ **$7\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 9\frac{\pi}{6}$:** Le courant i_{ch} circule de : $V_2 \ldots D_2 \ldots M \ldots N \ldots D_4 \ldots V_1$

$U_{ch} = V_2 - V_1 = U_{21}$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$

$U_{D1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$i_2 = i_{D2} = I_{Ch}$

$i_{D1} = 0$

$i_{D4} = -i_1 = I_{Ch}$

- **$9\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 13\frac{\pi}{6}$: Alternance positive de V_3**

➢ **$9\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 11\frac{\pi}{6}$:** Le courant i_{ch} circule de : $V_3 \ldots D_3 \ldots M \ldots N \ldots D_4 \ldots V_1$

$U_{ch} = V_3 - V_1 = U_{31}$

$= V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$

$U_{D1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{D3} = I_{Ch}$

$i_{D1} = 0$

$i_{D4} = -i_1 = I_{Ch}$

➢ $\mathbf{11\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 13\frac{\pi}{6}}$ **:** Le courant i_{ch} circule de : V_3…D_3…M…N…D_5…V_2

$U_{ch} = V_3 - V_2 = U_{32}$

$= V\sqrt{6}\cos\theta$

$U_{D1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{D3} = I_{Ch}$

$i_{D1} = 0$

$i_{D4} = 0$

- **Tableau des séquences de conduction :**

Séquences	*Eléments conducteurs*	U_{ch}	U_{D1}	i_1
$[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}]$	D_1 & D_5	U_{12}	0	I_{ch}
$[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}]$	D_1 & D_6	U_{13}	0	I_{ch}
$[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}]$	D_2 & D_6	U_{23}	U_{12}	0
$[\frac{7\pi}{6}, \frac{9\pi}{6}]$	D_2 & D_4	U_{21}	U_{12}	$-I_{ch}$
$[\frac{9\pi}{6}, \frac{11\pi}{6}]$	D_3 & D_4	U_{31}	U_{13}	$-I_{ch}$
$[\frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6}]$	D_3 & D_5	U_{32}	U_{13}	0

- **Représentation des grandeurs :**

La tension de charge est une tension composée. Le courant de chaque phase est de forme alternative et les six interrupteurs de puissance (diodes) sont conduits selon les intervalles montrés à la figure II.45.

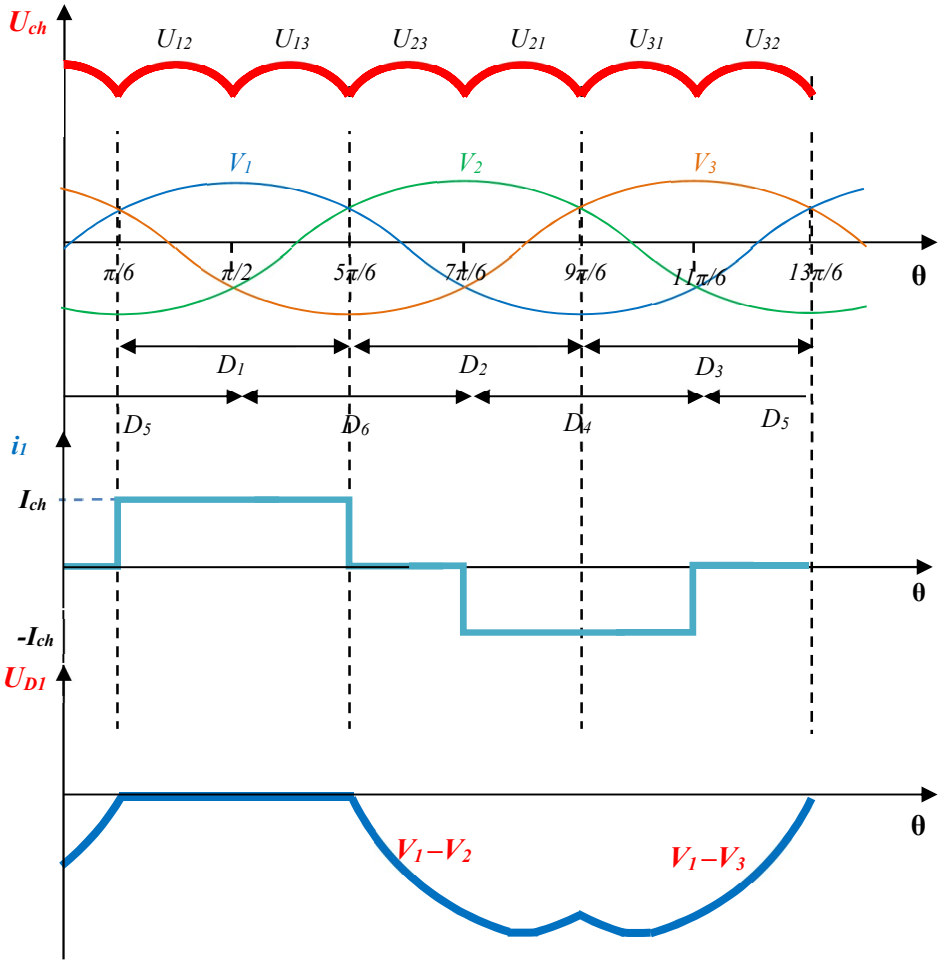


Figure II.45 : représentation des allures de U_{ch}, i_1, et U_{D1} pour un redresseur **PD3** non commandé

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :**

$$U_{chmoy} = (V_M - V_N)_{moy}$$

$$= (V_M - V_0)_{moy} - (V_0 - V_N)_{moy}$$

$$= 3\frac{V\sqrt{6}}{2\pi} - \left(-3\frac{V\sqrt{6}}{2\pi}\right)$$

$$= 3\frac{V\sqrt{6}}{\pi}$$

On remarque que : $U_{chmoy}(PD3 \text{ à } diode) = 2V_{chmo}\ \ (P3 \text{ à } diode)$

- **Calcul de i_{1moy} et i_{1eff} :**

i_1 et alternatif donc i_{1moy}=0.

$$i_{1eff}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_1^2(t)dwt + \frac{1}{2\pi}\int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} i_1^2(t)dwt$$

$$= \frac{{I_{ch}}^2}{2\pi}\left(\frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$= \frac{2}{3}{I_{ch}}^2$$

$$i_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} \quad I_{ch}$$

- **Coefficient d'ondulation de la tension de charge :**

$$f_d = \frac{U_{chmax} - U_{chmin}}{2U_{chmo}}$$

$$= \frac{V\sqrt{6} - 3V\,\frac{\sqrt{2}}{2}}{2\left(3V\,\frac{\sqrt{6}}{\pi}\right)}$$

$$= \left(1 - \sqrt{\frac{3}{2}}\right)\frac{\pi}{6}$$

$$= 7\%$$

- **Facteur de puissance :**

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

$$= \frac{\frac{3\sqrt{6}}{\pi} V\, Ich}{3V\sqrt{\frac{2}{3}}\, Ich}$$

$$= 0.95$$

Très bon facteur de puissance, très utilisé en grande puissance.

b- Redresseur « PD_3 » commandé avec charge « RL »

La charge est fortement inductive donc $\boldsymbol{i_{ch}} = \boldsymbol{I_{ch}}$, les thyristors Th_1, Th_2, Th_3 sont amorcés pendant les alternances positives des tensions V_1, V_2, V_3 respectivement. Tandis que, Th_4, Th_5 et Th_6 sont amorcés pendant les alternances négatives des tensions. α et l'angle d'amorçage des thyristors dont $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$.

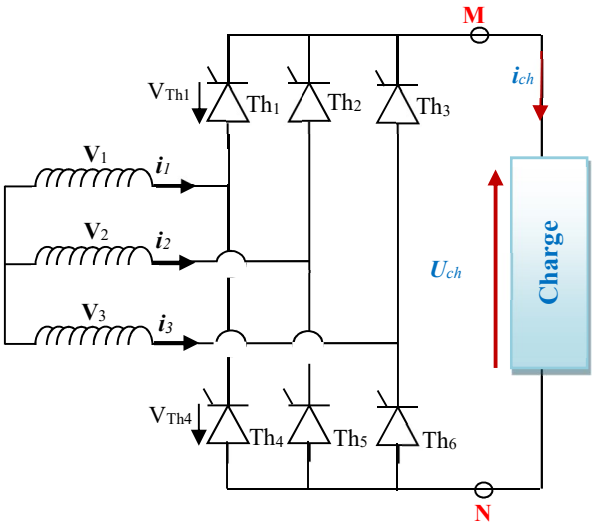
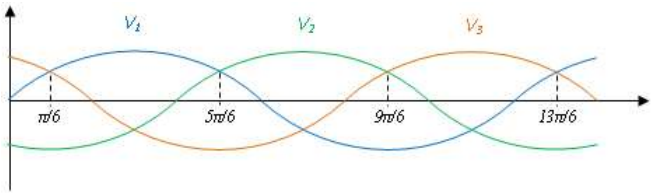


Figure II.46 : Schéma du montage d'un redresseur ***PD₃*** *commandé, avec charge RL*

$$\begin{cases} V_1 = V\sqrt{2}\sin wt \\ V_2 = V\sqrt{2}\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V\sqrt{2}\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$



La tension $U_{ch} = V_M - V_N$ et On pose :$wt = \theta$

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- **$\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} + \alpha$: Amorçage des thyristors Th₁ &Th₅**

$V_M = V_1 = V\sqrt{2}\sin\theta$

$V_N = V_2 = V\sqrt{2}\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$

Le courant i_{ch} circule de :***V₁…Th₁…M…N…Th₅…V₂***

$U_{ch} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$= V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$

$U_{Th1} = U_{Th5} = 0$

$i_1 = i_{Th1} = I_{Ch}$

$i_{Th4} = 0$

- **$\frac{\pi}{2} + \alpha \leq \theta \leq 5\frac{\pi}{6} + \alpha$: Amorçage des thyristors Th₁ &Th₆**

Le courant i_{ch} circule de :***V₁…Th₁…M…N…Th₆…V₃***

$U_{ch} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$

$U_{Th1} = U_{Th6} = 0$

$i_1 = i_{Th1} = I_{Ch}$

$i_{Th4} = 0$

- **$5\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq 7\frac{\pi}{6} + \alpha$: Amorçage des thyristors Th2 &Th6**

Le courant i_{ch} circule de : *V_2…Th_2…M…N…Th_6…V_3*

$U_{ch} = V_2 - V_3 = U_{23}$

$= -V\sqrt{6}\cos\theta$

$U_{Th1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$i_2 = i_{Th2} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{Th4} = 0$

- **$7\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq 9\frac{\pi}{6} + \alpha$: Amorçage des thyristors Th2 &Th4**

Le courant i_{ch} circulede : *V_2…Th_2…M…N…Th_4…V_1*

$U_{ch} = V_2 - V_1 = U_{21}$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$

$U_{Th1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$i_2 = i_{Th2} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{Th4} = -i_1 = I_{Ch}$

- **$9\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq 11\frac{\pi}{6} + \alpha$: Amorçage des thyristors Th3 &Th4**

Le courant i_{ch} circule de : *V_3…Th_3…M…N…Th_4…V_1*

$U_{ch} = V_3 - V_1 = U_{31}$

$= V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$

$U_{Th1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{Th3} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{Th4} = -i_1 = I_{Ch}$

- **$11\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq 13\frac{\pi}{6} + \alpha$: Amorçage des thyristors Th3 &Th5**

Le courant i_{ch}circule de :*V3…Th3…M…N…Th5…V2*

$U_{ch} = V_3 - V_2 = U_{32}$

$= V\sqrt{6}\cos\theta$

$U_{Th1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{Th3} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$;

$i_{Th4} = 0$

- **Tableau des séquences de conduction :** pour **α=π/3**

Séquences	*Eléments de puissances*	U_{ch}	U_{Th1}	i_1
$[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}]$	*Th1 & Th5*	U_{12}	0	I_{ch}
$[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}]$	*Th1 & Th6*	U_{13}	0	I_{ch}
$[\frac{7\pi}{6}, \frac{9\pi}{6}]$	*Th2 & Th6*	U_{23}	U_{12}	0
$[\frac{9\pi}{6}, \frac{11\pi}{6}]$	*Th2 & Th4*	U_{21}	U_{12}	$-I_{ch}$
$[\frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6}]$	*Th3 & Th4*	U_{31}	U_{13}	$-I_{ch}$
$[\frac{13\pi}{6}, \frac{15\pi}{6}]$	*Th3 & Th5*	U_{32}	U_{13}	0

- **Représentation des grandeurs :** pour **α=π/3**

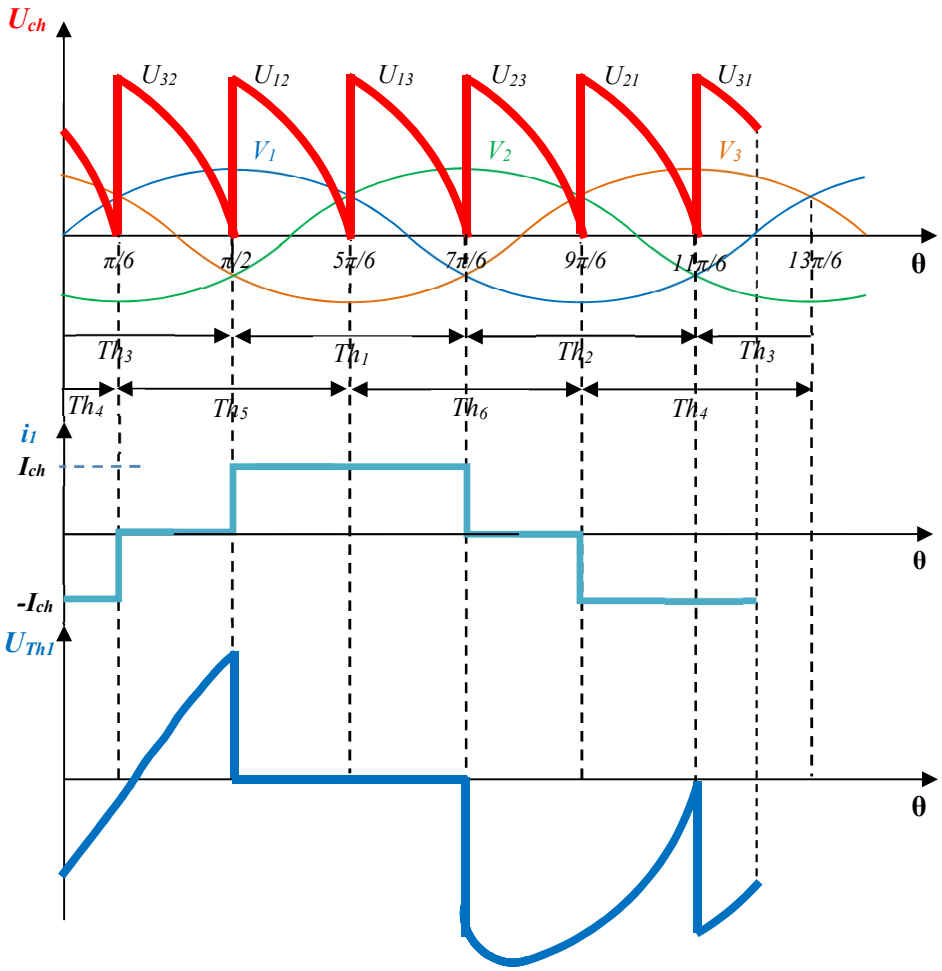


Figure II.47 : représentation des allures de U_{ch}, i_1 *et* U_{Th1} *pour un redresseur* PD_3 *commandé*

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :**

La tension redressée est périodique de période : T=π/3.

$$U_{chmoy} = \frac{3V\sqrt{6}}{\pi}\cos\alpha$$

$$U_{chmoy}(PD3\ Thy) = U_{chmo}\ \ (PD3\ Dio)\cos\alpha$$

- **Calcul de i_{1moy} et i_{1eff} :**

Même valeurs pour PD_3 à diodes.

$$i_{1moy}(PD3\ Thy) = i_{1moy}(PD3\ Dio) = 0$$

$$i_{1eff}(PD3\ Thy) = i_{1eff}(PD3\ Dio) = \sqrt{\frac{2}{3}}I_c$$

- **Facteur de puissance :**

$$f(PD3\ Thy) = f(PD3\ Dio)|\cos\alpha| = 0.95|\cos\alpha|$$

c- *Redresseur « PD3 » mixte symétrique avec charge « RL »*

Le redresseur PD3 de la figure au-dessous alimente une charge « RL » fortement inductive donc $i_{ch} = I_{ch}$. Ce convertisseur est constitué de trois thyristors et trois diodes. Une diode avec un thyristor formant un bras alimenté par une phase d'un transformateur triphasé comme indiqué au circuit de la figure II.48.

Les thyristors Th_1, Th_2, Th_3 sont amorcés pendant les alternances positives des tensions V_1, V_2, V_3 respectivement. Les diodes D_1, D_2 et D_3 sont commutés naturellement.

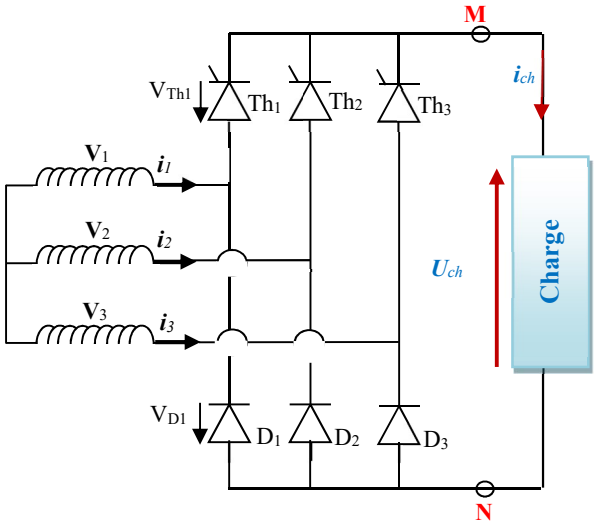
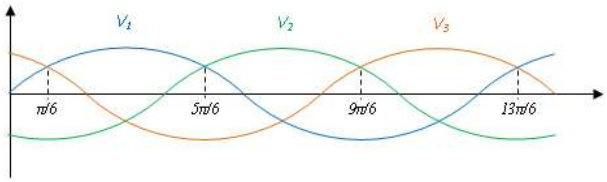


Figure II.48 : montage d'un redresseur triphasé double alternance ***PD3*** *symétrique avec charge fortement inductive*

$$\begin{cases} V_1 = V\sqrt{2}\sin wt \\ V_2 = V\sqrt{2}\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V\sqrt{2}\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$



- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- $\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha$ **: Amorçage du thyristor Th1**

  - $\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} + \alpha$: D3 est passante et i_{ch} circule de ***V1…Th1…M…N…D3…V3***

$$V_M = V_1 = V\sqrt{2}\sin\theta$$

$$V_N = V_2 = V\sqrt{2}\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$U_{ch} = V_1 - V_3 = U_{13}$$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$

$U_{Th1} = U_{D3} = 0$

$i_1 = i_{Th1} = I_{Ch}$

$i_{D1} = 0$

➢ $\frac{\pi}{2} + \alpha \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha$: D3 est passante et i_{ch} circule de ***V1…Th1…M…N…D3…V3***

$U_{ch} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$;

$U_{Th1} = U_{D3} = 0$

$i_1 = i_{Th1} = I_{Ch}$

$i_{D1} = 0$

- **$5\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq 9\frac{\pi}{6} + \alpha$: Amorçage du thyristor Th2**

➢ $\frac{5\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6} + \alpha$: D1 est passante et i_{ch} circule de ***V2…Th2…M…N…D1…V1***

$U_{ch} = V_2 - V_1 = U_{21}$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$

$U_{Th1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$i_2 = i_{Th2} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{D1} = I_{Ch}$

➢ $\frac{7\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{9\pi}{6} + \alpha$: D1 est passante et i_{ch} circule de ***V2…Th2…M…N…D1…V1***

$U_{ch} = V_2 - V_1 = U_{21}$

$= -V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$

$U_{Th1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$i_2 = i_{Th2} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{D1} = I_{Ch}$

- $\frac{9\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{13\pi}{6} + \alpha$ **: Amorçage du thyristor Th3**

➢ $\frac{9\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6} + \alpha$ **:** D2 est passante et i_{ch} circule de ***V3…Th3…M…N…D2…V2***

$U_{ch} = V_3 - V_2 = U_{32}$

$= V\sqrt{6}\cos(\theta)$

$U_{Th1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{Th3} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{D1} = 0$

➢ $\frac{11\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{13\pi}{6} + \alpha$ **:** D2 est passante et i_{ch} circule de ***V3…Th3…M…N…D2…V2***

$U_{ch} = V_3 - V_2 = U_{32}$

$= V\sqrt{6}\cos(\theta)$

$U_{Th1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{Th3} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{D1} = 0$

- **Tableau des séquences de conduction** : pour α=π/3

Séquences	*Eléments conducteurs*	U_{ch}	U_{Th1}	i_1
$[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}]$	*Th1 & D3*	U_{13}	0	I_{ch}
$[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}]$	*Th1 & D3*	U_{13}	0	I_{ch}
$[\frac{7\pi}{6}, \frac{9\pi}{6}]$	*Th2 & D1*	U_{21}	U_{12}	$-I_{ch}$
$[\frac{9\pi}{6}, \frac{11\pi}{6}]$	*Th2 & D1*	U_{21}	U_{12}	$-I_{ch}$
$[\frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6}]$	*Th3 & D2*	U_{32}	U_{13}	0
$[\frac{13\pi}{6}, \frac{15\pi}{6}]$	*Th3 & D2*	U_{32}	U_{13}	0

- **Représentation des grandeurs** : pour α=π/3

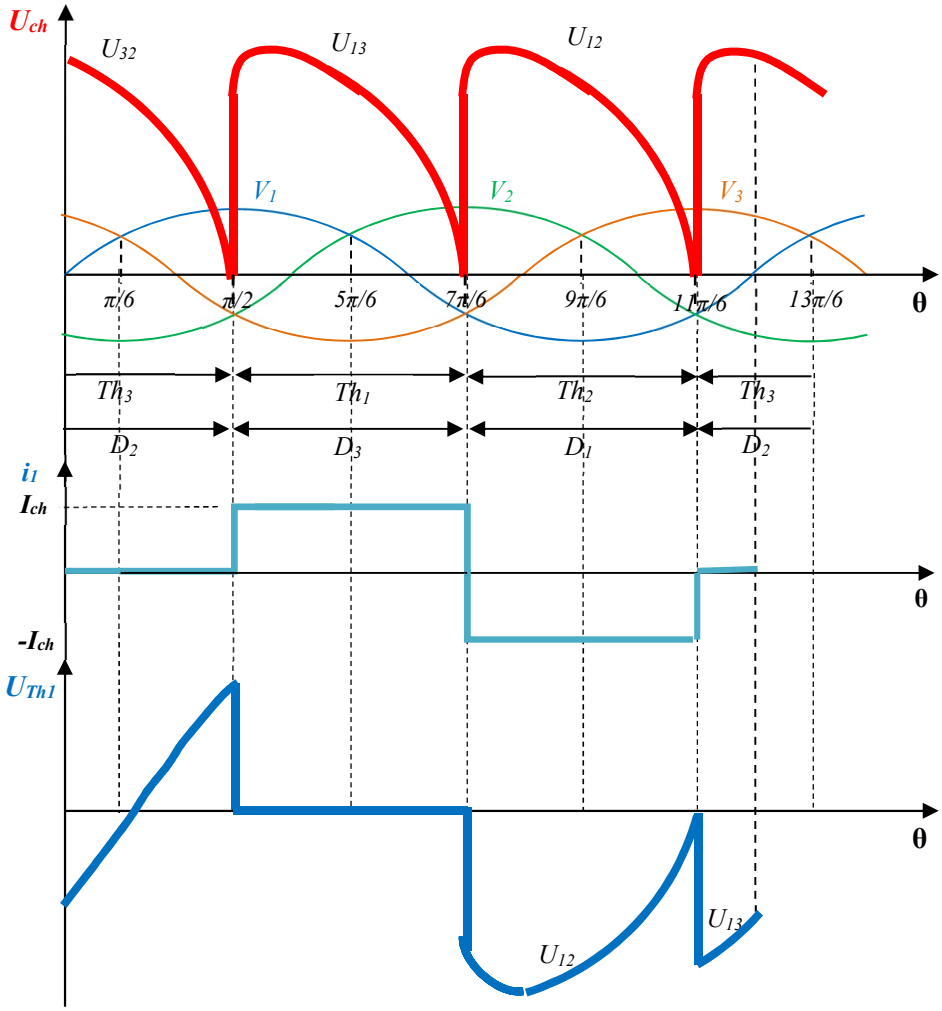


Figure II.49 : représentation des allures de U_{ch}, i_1 *et* U_{Th1} *pour un redresseur* PD_3 *symétrique*

- **Calcul de U_{chmoy} et du facteur de puissance :**

La tension redressée est périodique, T=2π/3.

$$U_{chmoy} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{7\pi}{6}} U_{13}(\theta)\, d\theta$$

$$= -\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{7\pi}{6}} V\sqrt{6} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) d\theta$$

$$= -\frac{3V\sqrt{6}}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{7\pi}{6}} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) d\theta$$

$$= \frac{9V\sqrt{6}}{4\pi}$$

Chapitre III

Convertisseurs courant continu-courant continu (DC-DC)

III-1 Les interrupteurs de puissance pour les convertisseurs DC-DC

a- *Le thyristor GTO*

Le thyristor GTO (Gâte Turn Off), est un semi-conducteur dont la fermeture et l'ouverture peuvent être commandées par la gâchette.

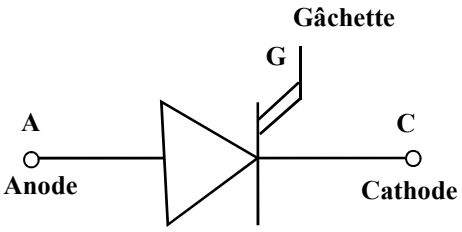




Figure III.1 : Image et Symbole d'un thyristor GTO

- Quand le thyristor est conducteur, une impulsion négative du courant de gâchette peut l'ouvrir (bloqué). Il peut aussi se bloquer spontanément comme une diode quand le circuit dans lequel il est inséré annule le courant qui le traverse.
- D'autre part, il impose de conserver un temps minimum entre ordre d'ouverture et l'ordre de fermeture suivant.

Le GTO qui constitue le composant à fermeture et ouverture commandées réservé aux très fortes puissances.

b- *Le transistor bipolaire*

Un transistor est un dispositif semi-conducteur à trois électrodes actives, le collecteur « ***C*** », l'émetteur « ***E*** » et la base « ***B*** ».

On distingue deux types de transistors : le transistor positif « ***NPN*** » et le transistor négatif « ***PNP*** ».

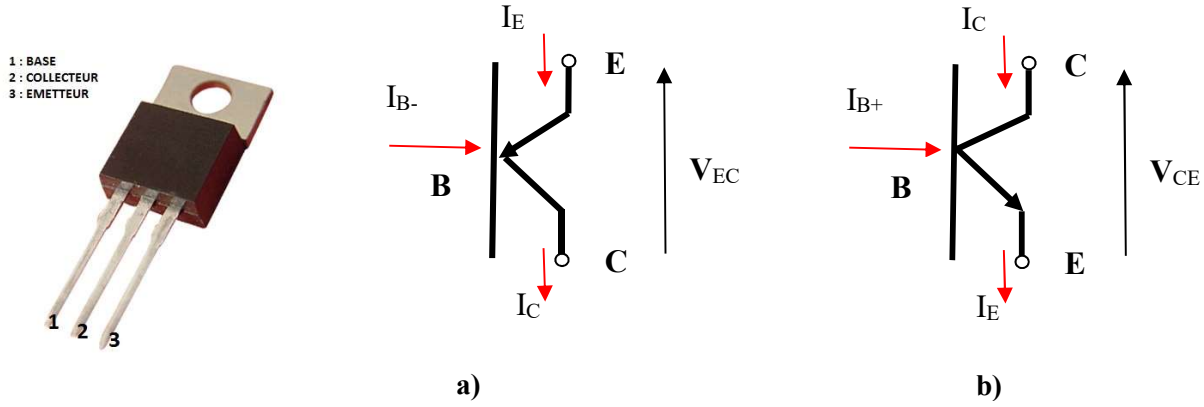


Figure III.2 : Schéma du transistor bipolaire : a) ***PNP*** *(négatif) et b)* ***NPN*** *(positif)*

Le transistor permet de contrôler un courant (ou une tension) sur une des électrodes de sorties (*le collecteur* « ***C*** » ou bien *l'émetteur* « ***E*** ») grâce à une électrode d'entrée (*la base* « ***B*** » avec courant positif ou négatif).

Le transistor conduit dans une seule direction du collecteur vers l'émetteur (transistor ***NPN***) ou de l'émetteur vers le collecteur (transistor ***PNP***).

Dans le cas d'un transistor positif, il commence à conduire si :

- ✓ La tension $V_{CE} > 0$.
- ✓ Le courant $I_B > 0$.

On obtient : $I_E = I_C + I_B \approx I_C$ (I_B négligeable).

Pour qu'il s'arrête il suffit d'annuler le courant I_B, on dit alors que le transistor est ***commandable à l'ouverture et à la fermeture***.

- Le transistor nécessite une protection, puisqu'il faut qu'on doive assurer une tension V_{CE} positive.
- Ce composant est robuste et bon marché, mais la commutation est relativement lente il faut agir sur les porteurs minoritaires de la base.

c- *Le transistor MOSFET*

Le transistor ***MOSFET*** ou à effet de champ, est constitué aussi de trois électrodes comme le transistor bipolaire mais cette fois ci on parle du drain « ***D*** » (à la place du collecteur), la source « ***S*** » (émetteur) et Grille « ***G*** » (la basse).

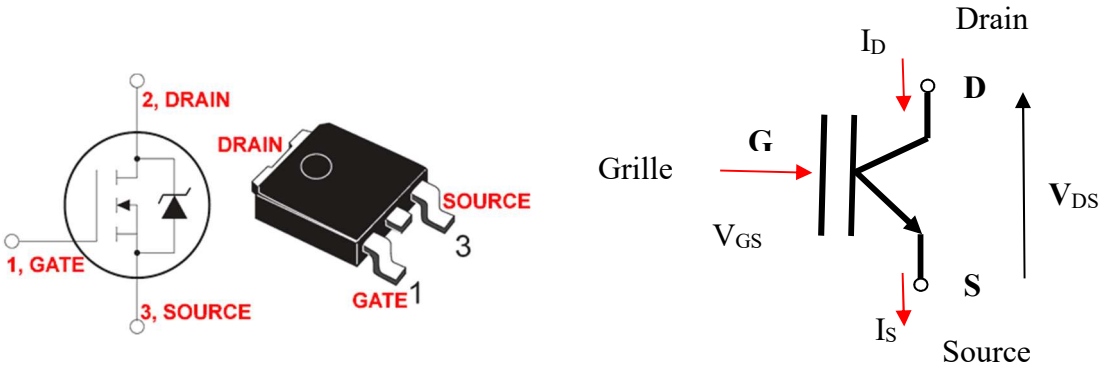


Figure III.3 : Schéma d'un transistor MOSFET (canal N)

Contrairement au transistor bipolaire le MOSFET se pilote à l'aide d'une tension positive V_{GS} appliquée à la grille (canal ***N***, courant positif passe de ***D*** vers ***S***) ou négative (canal ***P***, sens de courant inverse).

On note dans ce cas qu'il n'ya pas de courant qui passe par la grille, puisque cette dernière à une impédance (résistance, …) très élevée.

- La chute de tension (MOSFET) est souvent plus grande que dans un transistor bipolaire.
- On évite d'utiliser se composant dans des applications à fréquence élevée.

d- Le transistor IGBT

L'***IGBT*** ne diffère du ***MOSFET*** que par l'ajout d'une couche ***P*** entre la zone ***N*** et le drain (qui prend le nom du collecteur). La commande de ce type se fait comme dans un ***MOSFET***, mais la chute de tension est plus faible ainsi que la vitesse de commutation est aussi plus faible.

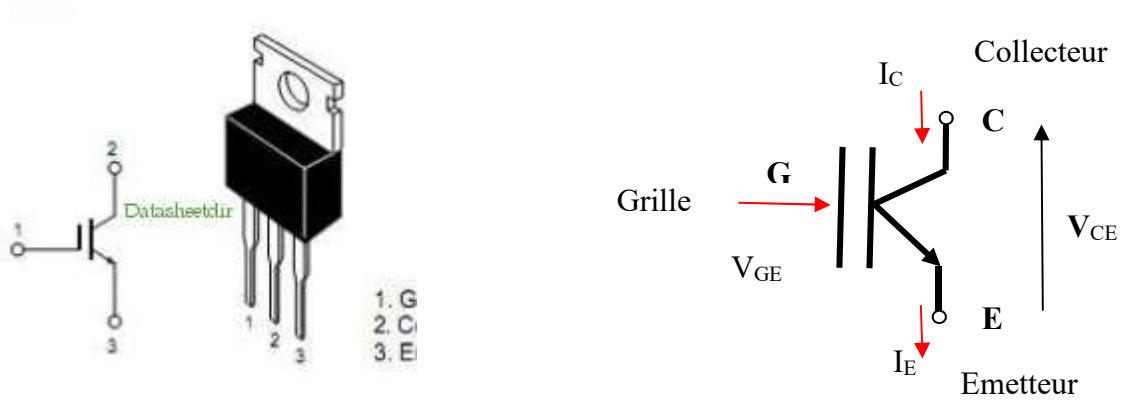


Figure III.4 : Schéma d'un transistor IGBT

A la base de ces éléments de puissance cités aux dessus (thyristor GTO, transistor bipolaire, MOSFET et IGBT on peut construire différents types de hacheur. On distingue *le hacheur série*, *parallèle*, *à deux quadrants* et *à quatre quadrants*.

Un convertisseur continu-continu ou un hacheur permet d'obtenir une tension unidirectionnelle de valeur moyenne réglable à partir d'une source de tension continue.



Figure III.5: Schéma représentative générale d'un convertisseur DC-DC

Le principe général du hacheur consiste à découper la tension d'entrée V_e de façon à obtenir une tension de sortie V_s en impulsions dont sa valeur moyenne est réglable, figure III.6.

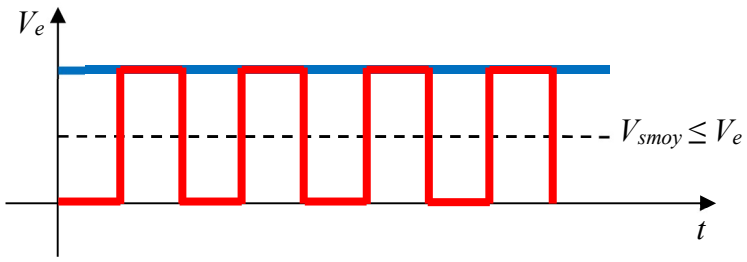


Figure III.6: Schéma représentatif du système de découpage pour un hacheur

Un hacheur peut être réalisé à l'aide d'interrupteurs électroniques commandables à l'ouverture et à la fermeture comme les thyristors *GTO* et les transistors bipolaires.

III-2 Hacheur série

a- Principe de fonctionnement du hacheur

Le schéma de principe d'un hacheur série est représenté à la figure suivante, dont la tension d'entrée est V_e et la charge est une ampoule. L'analyse du ce circuit est basé sur l'état de l'interrupteur *K*.

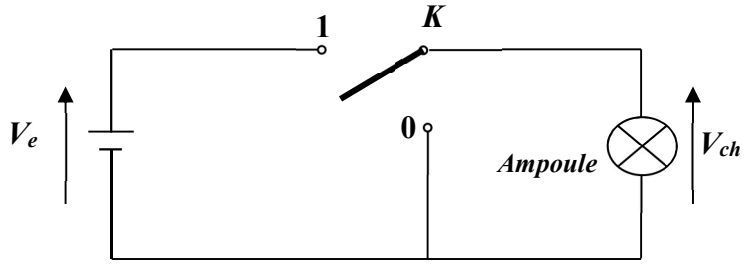


Figure III.7 : Schéma de principe d'un montage hacheur série

Si K est en position 1 : l'ampoule est allumée et la tension de charge $V_{ch} = V_e$.

Si K est en position 0 : l'ampoule est éteinte et la tension de charge $V_{ch} = 0$.

L'intérêt du hacheur série est de pouvoir allumer et éteindre des milliers de fois par seconde.

b- Montage pratique

Considérons le montage pratique d'un hacheur série de la figure III.8, dont la charge est une résistance R et D est une diode de roue libre.

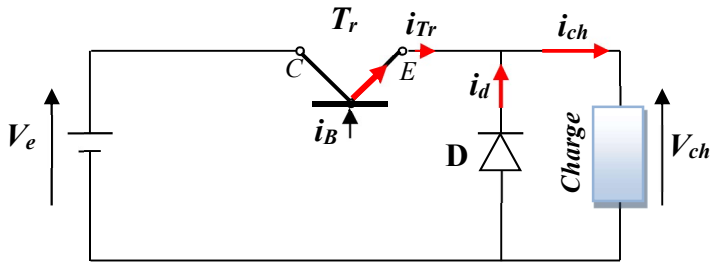


Figure III.8 : Schéma de montage pratique d'un hacheur série

$K=1$ correspond au cas d'un transistor fermé donc $V_{ch} = V_e$.

$K=0$ correspond au cas d'un transistor ouvert donc $V_{ch} = 0$.

Le transistor T_r est commandé par le courant de base « i_B» comme suit :

- On définit la période de hachage.
- On définit aussi le rapport cyclique tel que :

$$\alpha = \frac{\text{temps de conduction}}{\text{période}}$$

Avec : $0<\alpha<1$

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- **$0<t<\alpha T$** : le transistor est fermé ($i_B>0$)

Sachant que le transistor conduit lorsque : $V_{CE}>0$ et $i_B>0$ alors :

$V_{Tr}=0$

$V_{ch} = V_e$

$= R.i_{ch}$

Donc :

$i_{ch} = V_e / R$

- **αT <t<T** : le transistor est ouvert (i_B <0)

$i_{ch} = 0$

$V_{ch} = 0$

$V_{Tr} = V_e$

- **Représentation des grandeurs :**

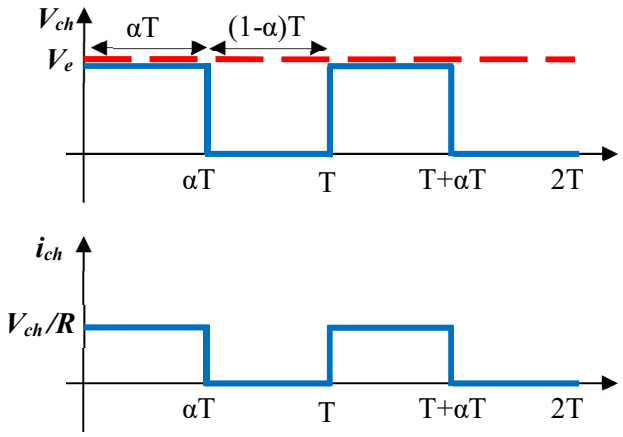


Figure III.9 : Représentation de la tension V_{ch}, V_e et du courant i_{ch} d'un hacheur série

- **Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :**

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^{\alpha T} V_e dt$$

$$= \frac{1}{T} V_e(\alpha T)$$

Alors :

$$V_{chmoy} = \alpha V_e$$

Remarques :

- Dans le cas d'une charge résistive R :

  $i_{Tr} = i_{ch}$ *et* $i_D = 0$, donc on remarque que la diode n'a aucun rôle, dans ce cas on peut l'enlever du circuit.

- La diode D est nécessaire quand la charge est inductive pour éviter l'interruption du courant i_{ch} quand le transistor est ouvert.

- Le réglage de la valeur moyenne de la tension se fait grâce au rapport cyclique α.

III-3 Hacheur parallèle

Considérons le montage pratique d'un hacheur parallèle représenté à la figure suivante dont la charge est de type résistif. Dans ce cas, le transistor T_r est placé en parallèle avec la source de tension V (tension continu E en série avec une inductance L) tandis que la capacité C est placée en parallèle avec la charge.

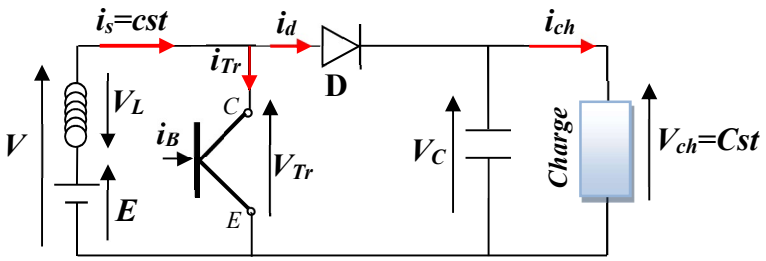


Figure III.10 : Schéma de montage pratique d'un hacheur parallèle ou survolteur

Le montage au-dessus regroupe :

- Une inductance L qui permet le lissage du courant de source.
- Une capacité C qui permet de limiter l'ondulation de la tension de source, donc C doit être très grande pour avoir une tension de charge V_{ch} constante.

Selon l'état du transistor, on distingue deux phases de fonctionnement du montage :

- **T_r commandé :**
  - La charge est isolée de la source.
  - La diode est polarisée en inverse (V_D=-V_{ch})
  - La source fournit de l'énergie à l'inductance L.
- **T_r n'est pas commandé :**
  - La partie (capacité & charge) reçoit de l'énergie de la source et de l'inductance L

○ Analyse de fonctionnement du montage :

En régime permanent (établi) :

- **$0 < t < \alpha T$:** le transistor est fermé (commandé)

  $i_s(t) = i_{Tr}(t)$

  $V_{Tr}=0$

  $i_D = 0$

V_{ch}= *cst*

$$V_L = E = L\frac{di_s(t)}{dt}$$

Alors :

$$i_s(t) = \frac{E}{L}t + i_{min}$$

V_D= -V_c<*0* ce qui confirme le blocage de *D* si T_r est passant.

- **αT < t < T :** le transistor est ouvert (n'est pas commandé)

Dans ce cas l'inductance *L* se démagnétisée.

$i_s(t)= i_d(t)=i_{ch}(t)$

$V_{Tr}=V$

$=V_{ch}$

$=E-V_L$

$V_D= 0$

$i_{Tr}= 0$

$$V_L = E - V$$

$$= L\frac{di_s(t)}{dt}$$

Alors :

$$i_s(t) = \frac{E-V}{L}(t - \alpha T) + i_{max}$$

- **Calcul de l'expression de la tension de charge V_{ch}**

$$i_s(\alpha T) = i_{max} = \frac{E}{L}\alpha T + i_{min}$$

Donc : $i_{min} = i_{max} - \frac{E}{L}(\alpha T)$

On a aussi que : $i_s(T) = i_{min} = \frac{E-V}{L}(T - \alpha T) + i_{max}$

Par identification entre les deux expressions précédentes :

$$\frac{V}{E} = 1 + \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

Alors :

$$V = \frac{1}{(1-\alpha)} E > E$$

$$V_{ch} = \frac{1}{(1-\alpha)} E$$

Remarques :

- Le hacheur série utilise une source de tension.
- Le hacheur parallèle utilise une source de courant.
- Dans le cas d'un *hacheur série* :
  - $V=Cst$ et,
  - U_{ch} *réglable*

  Avec :

  $V_{chmoy} = \alpha . V < V$

  Donc le hacheur série est couramment nommé hacheur ***abaisseur de tension.***
- Dans le cas d'un *hacheur parallèle* :
  - $V_{ch} = Cst$ et,
  - *V variable en fonction de α.*

  Avec :

  $V_{ch} = \frac{1}{(1-\alpha)} E > E$

  Donc le hacheur parallèle est couramment nommé hacheur ***élévateur de tension.***

○ Représentation des grandeurs :

Les allures des tensions aux bornes de la charge, du transistor, de la diode et de l'inductance sont représentées, pour deux périodes de temps, à La figure III.10. Concernent les chronogrammes des courants, on observe que le courant de charge est varié entre deux quantités positives, une valeur minimale et une autre maximale.

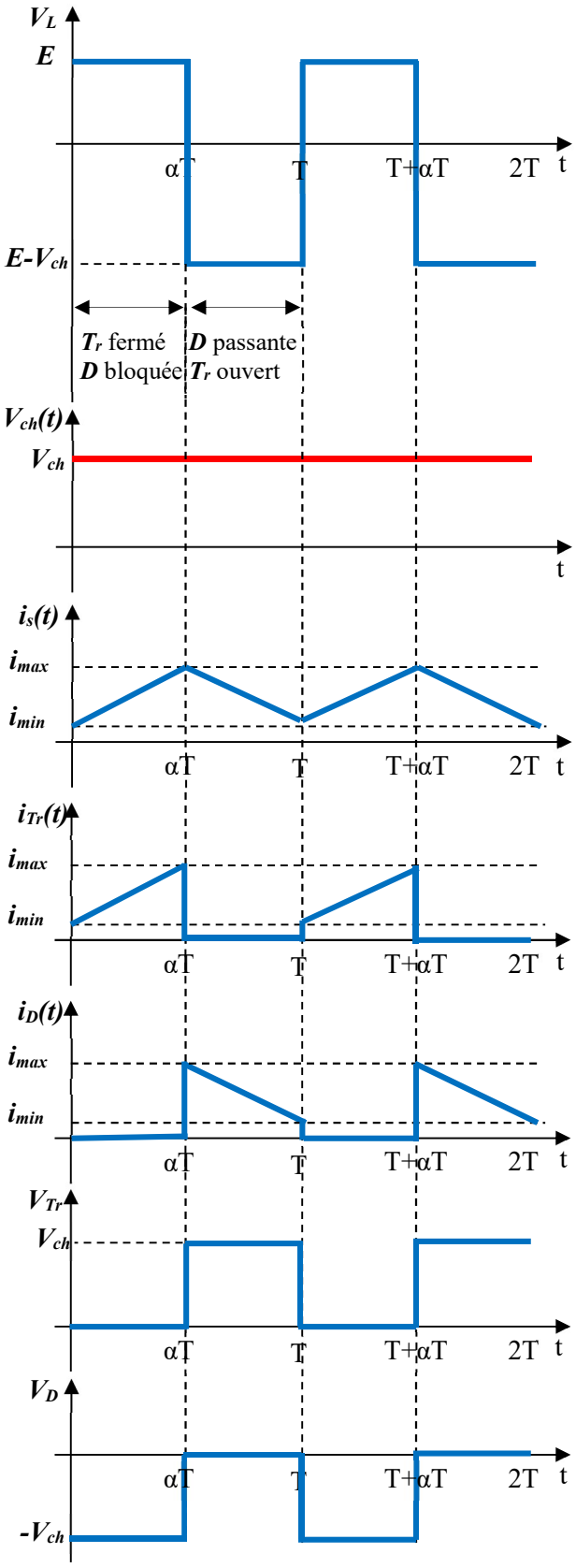


Figure III.11 : Représentation des tensions V_{ch} , V_L , V_D , V_{Tr} et des courants i_s , i_{Tr} , i_D pour un hacheur série

Chapitre IV

Convertisseurs courant alternatif-courant alternatif (AC-AC)

IV-1 Les interrupteurs de puissance pour les convertisseurs AC-AC

a- *Le triac*

Le Triac est un dispositif semi-conducteur à trois électrodes **(**Anode 1 (A_1), Anode 2 (A_2), Gâchette (G)) pouvant passer de l'état bloqué à l'état de conduction dans ses deux sens de polarisation. En d'autres termes, il s'agit d'un composant de la même famille que le thyristor, mais qui est *Bidirectionnel* car le thyristor étant unidirectionnel.

Le Triac peut d'ailleurs être comparé à deux thyristors antiparallèle ou tête-bêche, en reliant l'anode du premier thyristor à la cathode du deuxième et vice versa, (figure IV.1.b). Dans ce cas, il suffit d'assurer la commande des deux thyristors via les deux gâchettes pour le fonctionnement de l'interrupteur. Par contre, le triac à l'avantage d'une seule gâchette ou lieu de deux (figure IV.1.a).

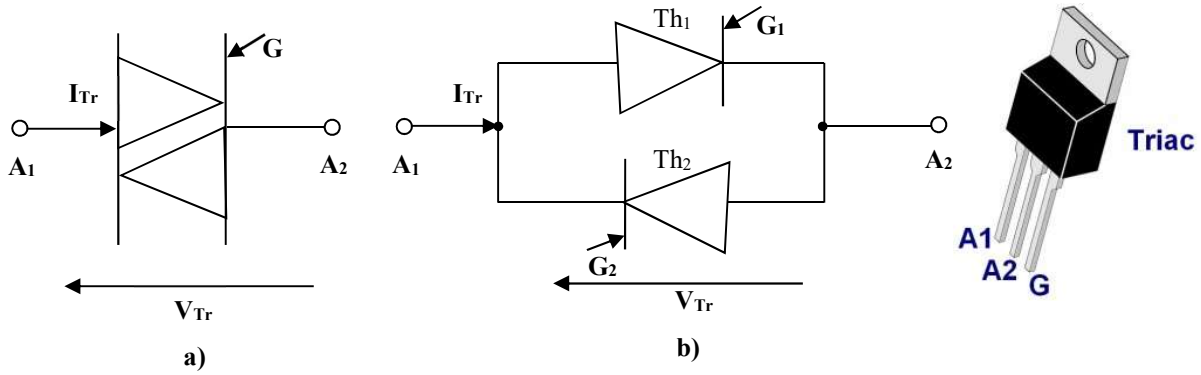


Figure IV.1 : Image (à droite) et structure du triac ; a) Symbole du triac et b) Equivalence du triac (02 Thyristors tête-bêche)

Caractéristiques du triac :

Comme le triac est bidirectionnel, il peut passer d'un état bloqué à un état conducteur dans les deux sens de polarisation (quadrant **1** et **3,** figure IV.2) et repasser à l'état bloqué par inversion de tension ou diminution du courant au-dessous de la valeur du courant de maintien **(**L'intensité minimum pour laquelle le triac reste conducteur).

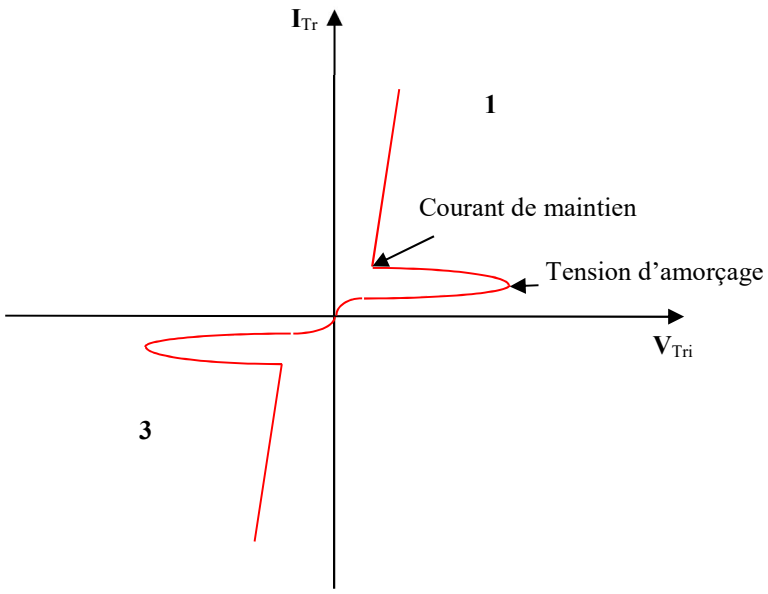


Figure IV. 2 : Caractéristique réelle d'un triac

Les convertisseurs alternatif-alternatif sont donc à la base des triacs, on distingue les gradateurs et les cycloconvertisseurs.

IV-2 Gradateur monophasé

Le système général de conversion dans le cas d'un gradateur monophasé est représenté comme suit, figure IV.3 :

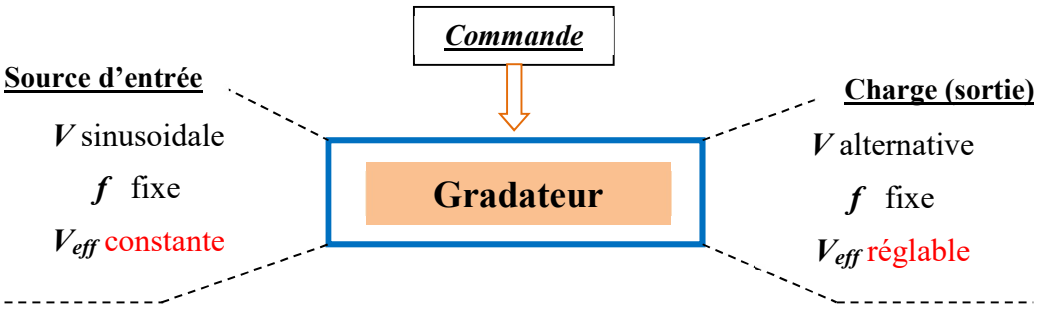


Figure IV.3 : structure générale d'un gradateur monophasé

Le gradateur est constitué donc de deux parties essentielles :

- **La partie puissance** :

- ***Deux thyristors*** montés en antiparallèle (*tête-bêche*). Cas à forte puissance >10KW).
- ***Triac*** : cas des puissances inferieurs.

- **La partie commande** : divers circuits électroniques permettant d'élaborer les signaux de commande des thyristors.

IV-2.1 Types de gradateurs monophasés

La tension aux bornes de la charge évolue suivant la séquence de commande, ainsi on différenciera deux types de gradateurs monophasés, à angle de phase et à train d'onde.

a- *Gradateur à angle de phase*

Soit le montage d'un gradateur monophasé alimente une charge résistive R à l'aide d'une source de tension alternative sinusoïdale V, figure IV.4. Les deux thyristors Th_1 et Th_2 sont montés en antiparallèle.

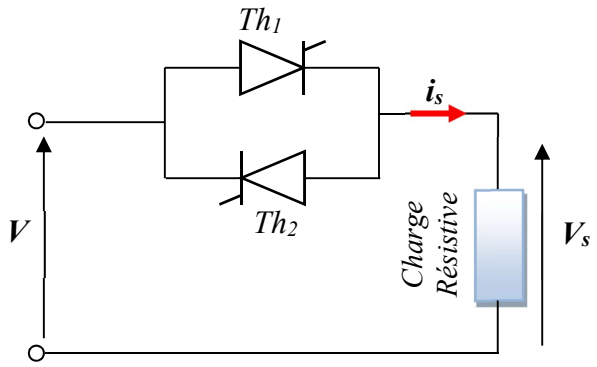


Figure IV.4 : schéma du montage d'un gradateur monophasé à angle de phase

Dans ce type de gradateur :

- ***Th1*** est amorcé (***iG1***) durant l'alternance positive de la tension d'entrée ***V*** avec un angle de retard ***α***.
- ***Th2*** est amorcé (***iG2***) durant l'alternance négative de la tension d'entrée ***V*** avec le même angle de retard ***α***.

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- **$\alpha < \Theta < \pi$** : $V > 0$, le thyristor Th_1 est amorcé ($i_{G1}>0$)

  $V_{Th1}=0$

  $V_s = V$ donc $i_s = V / R$

- **$\pi < \Theta < \pi+\alpha$:** le thyristor Th_1 est bloqué et Th_2 n'est pas encore amorcé

  $i_s = 0$

  $V_s = 0$

  $V_{Th1} = V$

- **$\pi+\alpha < \Theta < 2\pi$:** $V < 0$, le thyristor Th_2 est amorcé ($i_{G2}>0$)

  $V_{Th2} = 0$

  $V_s = V$ donc $i_s = V / R$

- **Représentation de la tension de charge :**

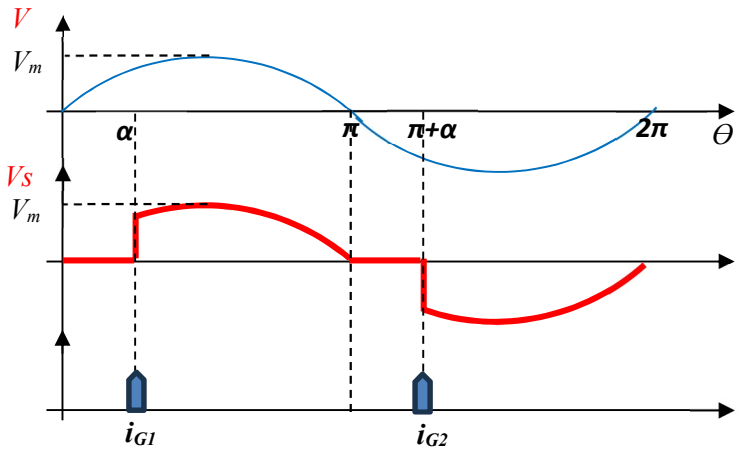


Figure IV.5 : représentation de la tension de sortie d'un gradateur monophasé

Remarque :

- La tension de sortie est une onde alternative non sinusoïdale périodique ($T= 2\pi$).
- La forme de courant de sortie et identique à la forme de la tension de sortie V_s.

- **Calcul de la valeur efficace de la tension de sortie :**

$$V_{seff}{}^2 = \frac{1}{T}\int_0^T V^2(\Theta)dt$$

$$= \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi} 2\,V^2 sin^2(\Theta)dt$$

$$= \frac{1}{T}V(\alpha T)$$

On note que : $sin^2(\Theta) = \frac{1-\cos(2\Theta)}{2}$

Alors :

$$V_{eff} = V\sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{sin2\alpha}{2\pi}}$$

- **Puissance dissipée dans la charge :**

$$P = \frac{{V_{eff}}^2}{R}$$

$$= \frac{V^2}{R}\left[1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{sin2\alpha}{2\pi}\right]$$

- **Domaines d'utilisation du montage :**
  - ✓ Chauffage
  - ✓ Eclairage
  - ✓ Variation des vitesses des moteurs alternatifs à faible puissance (perceuse, aspirateur de quelque watts)

b- Gradateur à train d'onde

On considère le même montage de la figure IV.5 précédent. Ce type de montage fournit, dans ce cas, à la charge des *salves de tension* de manière à faire varier la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge.

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- Contrairement au gradateur monophasé à angle de phase, le signal numérique envoyé sur l'entrée de commande (gâchette) du gradateur à train d'onde est de type *TOR* (tout ou rien).
- Th_1 et Th_2 sont amorcés de manière continue pendant le temps T_c.
- Th_1 et Th_2 sont bloqués ensuite jusqu'à la fin du période de modulation.

On considère que les deux thyristors Th_1 et Th_2 sont équivalent à un interrupteur *K*.

- ➢ La commande de *K* permet de laisser passer un certain nombre d'alternances complètes de la tension *V* dans la charge pendant un *temps* T_c.
- ➢ Après, l'interrupteur *K* permet de bloquer le passage de toutes les alternances de la tension *V* dans la charge pendant un temps T_b.
- ➢ Ensuite, l'interrupteur *K* reprend le même fonctionnement après un temps T_{cyc}.

Avec :

T : période de la tension source

T_c : temps de conduction

T_{cyc} : période de cycle

$T_b = T_{cyc} - T_c$: Le temps de blocage

On définit le rapport cyclique tel que :

$$\beta = \frac{T_c}{T_{cyc}}$$

- **Représentation de la tension de charge :**

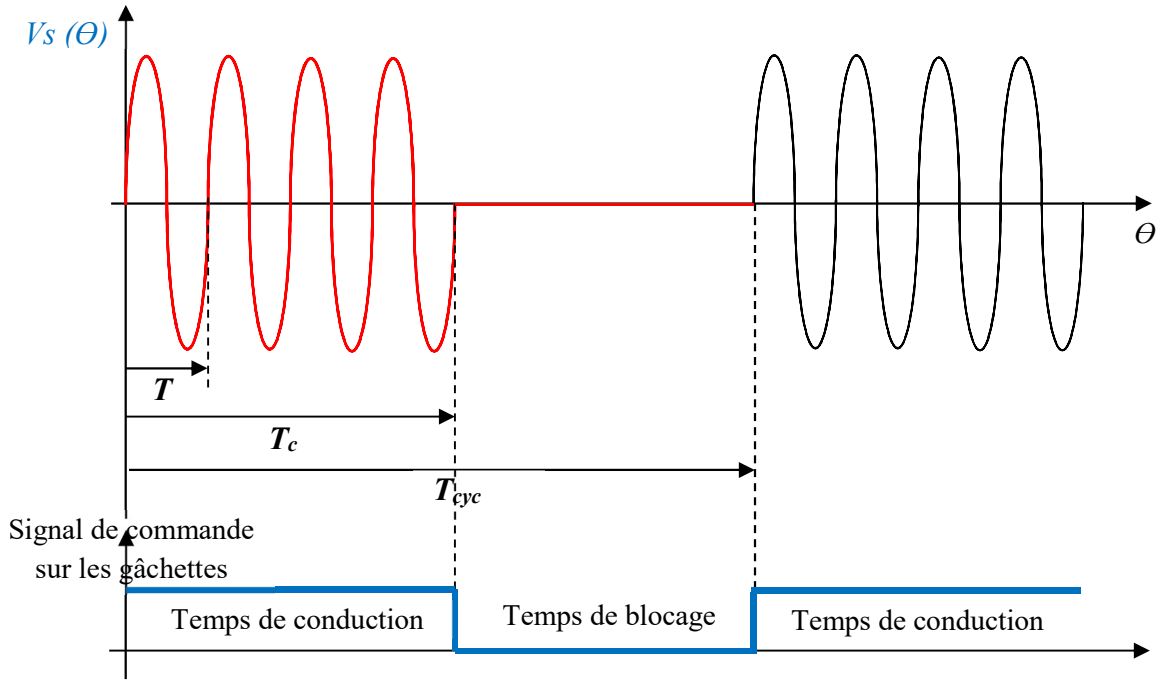


Figure IV.6 : représentation de la tension de sortie d'un gradateur monophasé à train d'onde

- **Valeur efficace de la tension de charge :**

$$V_{seff} = V_{eff}\sqrt{\beta}$$

Remarque :

Dans le cas d'un gradateur à angle de phase, la tension de charge est alternative non sinusoïdale par contre pour le gradateur à train d'onde la tension est sinusoïdale, alors la présence d'harmonique de courant dans ce deuxième type sera donc nulle.

IV-3 Cycloconvertisseur monophasé

Un cycloconvertisseur monophasé est un montage d'électronique de puissance qui convertit directement une tension alternative en une autre tension alternative en faisant varier la fréquence de sortie. Il permet également de modifier la tension efficace.

Le système de conversion dans le cas d'un cycloconvertisseur est représenté à la figure IV.7. On note aussi, comme le cas du gradateur, deux parties importantes pour la conversion qui sont la partie de puissance et la partie de commande.

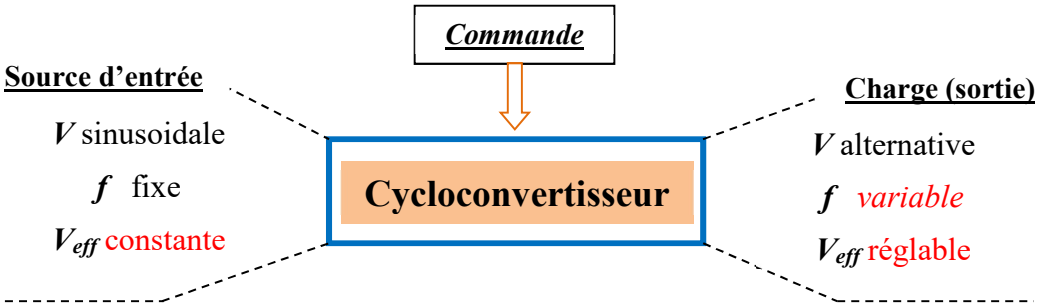


Figure IV.7 : structure générale d'un cycloconvertisseur monophasé

Le cycloconvertisseur monophasé est principalement utilisé pour des applications de forte puissance et de faible fréquence, comme les variateurs de vitesse lents.

Le montage le plus simple utilise des groupes de redresseurs à alternance positive (P) et négative (N) pour reconstruire un signal de sortie avec une fréquence et une tension différente de l'entrée.

a- Principe de fonctionnement

Un cycloconvertisseur monophasé est généralement constitué de deux groupes de thyristors montés en antiparallèle, un pour la conduction dans un sens (positif) et l'autre pour la conduction dans le sens opposé (négatif). Ces thyristors sont commandés par des signaux d'amorçage, qui déterminent le moment où ils deviennent conducteurs. Donc, le cycloconvertisseur utilise des thyristors pour couper et combiner des segments de la tension d'entrée afin de générer une tension de sortie alternative de fréquence inférieure et de contrôler son amplitude.

Alors les composants principaux d'un cycloconvertisseur incluent :

- Thyristors : pour contrôler les segments de tension appliqués.
- Transformateurs : pour ajuster la tension à un niveau approprié pour la sortie.
- Filtres : pour atténuer les composantes harmoniques non désirées.

Ces éléments travaillent ensemble pour gérer efficacement la tension et optimiser la fréquence de sortie selon les besoins requis.

Les cycloconvertisseurs sont souvent utilisés dans la commande de moteurs à induction de grande puissance, ce qui nécessite un contrôle précis de la fréquence de sortie pour ajuster la vitesse du moteur.

b- Caractéristiques principales des cycloconvertisseurs

Les cycloconvertisseurs présentent les caractéristiques essentielles suivantes :

- Ils assurent une conversion directe de la puissance alternative d'entrée, à la fréquence du réseau, en une puissance alternative de sortie à une fréquence différente, sans nécessiter d'étage intermédiaire.
- Ils permettent un contrôle continu et indépendant de la fréquence et de la tension de sortie.
- Ils sont capables de générer une fréquence de sortie constante à partir d'une fréquence d'entrée variable.
- Ces dispositifs peuvent transférer l'énergie dans les deux sens, soit de la source vers la charge, soit inversement.
- Ils offrent des formes d'onde de sortie sinusoïdales de haute qualité sur l'ensemble des plages de fonctionnement.
- La régulation de la tension peut être directement assurée au sein même du convertisseur.

IV-3.1 Types de cycloconvertisseurs

Les cycloconvertisseurs se divisent principalement en deux catégories, cycloconvertisseurs élévateurs et cycloconvertisseurs abaisseurs.

a- Cycloconvertisseurs élévateurs

Les cycloconvertisseurs élévateurs sont des convertisseurs capables de produire une fréquence de sortie supérieure à la fréquence d'entrée. Un exemple typique de ce type de convertisseur est illustré par un cycloconvertisseur monophasé à point milieu, représenté dans la figure ci-dessous.

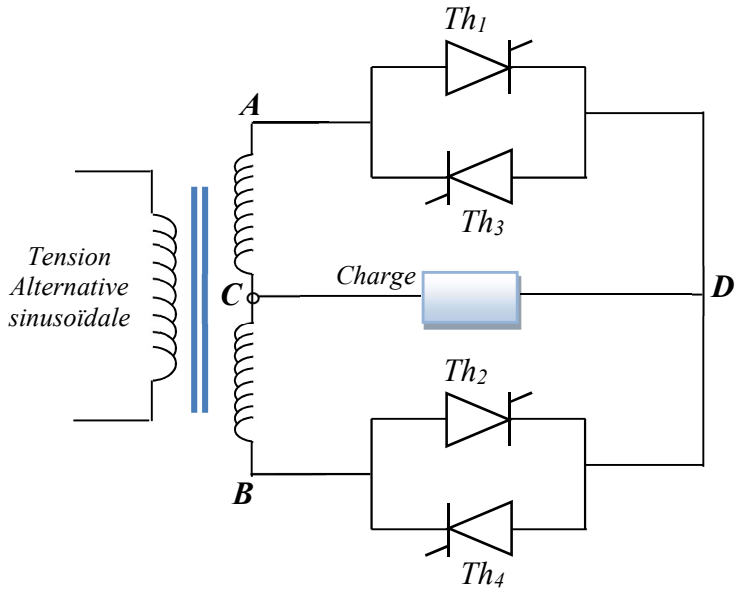


Figure IV.8 : structure d'un cycloconvertisseur monophasé à point milieu

Le circuit se compose de quatre thyristors, notés Th_1, Th_2, Th_3 et Th_4, répartis en deux groupes en fonction du demi-cycle à générer :

- Th_1 et Th_3 sont utilisés durant le demi-cycle positif,
- Th_2 et Th_4 interviennent pendant le demi-cycle négatif.

Ce montage utilise un transformateur monophasé dont l'enroulement secondaire est muni d'une prise médiane. La charge est connectée entre les points *C* et *D*. Le déclenchement des thyristors est commandé en fonction des polarités aux bornes *A* et *B* du transformateur, permettant ainsi de générer la fréquence souhaitée à la sortie.

b- Cycloconvertisseurs abaisseurs

Les cycloconvertisseurs abaisseurs sont des appareils qui permettent de produire une fréquence de sortie plus basse que la fréquence d'entrée. Ils sont très utilisés parce qu'ils sont simples à construire et faciles à utiliser. Leur fonctionnement repose sur une commutation naturelle, ce qui rend leur conception pratique et économique.

On trouve trois principaux types de cycloconvertisseurs abaisseurs, cycloconvertisseurs monophasé–monophasé, cycloconvertisseurs triphasé–monophasé et Cycloconvertisseurs triphasé–triphasé.

Chapitre V

Convertisseurs courant continu-courant alternatif (DC-AC)

V-1 Onduleur monophasé en demi pont

Un onduleur est un convertisseur continu-Alternatif qui, à partir d'une source continue, permet d'alimenter une charge en alternatif.

Les onduleurs peuvent être monophasés ou triphasés suivant l'application désirée. Pour chacun d'eux, on distingue deux types de commande :

- ***La commande en pleine onde*** : on génère les tensions de sortie en faisant commuter les interrupteurs des bras à la fréquence souhaitée pour ces tensions. Le signal de sortie est généralement proche d'un signal carré.
- ***La commande en MLI*** (Modulation de la largeur d'impulsion) : il permet de générer une onde, après filtrage de découpage, sinusoïdale d'amplitude et de fréquence variable (alimentation sans coupure, entrainement des machines synchrones ou asynchrones à vitesse variable,…)

On distingue des onduleurs de courant et des onduleurs de tension. Ces derniers sont les plus utilisés.

On considère le montage d'un onduleur monophasé en demi pont autonome (la fréquence ne dépend pas de la charge). La commande *pleine onde symétrique* est celle utilisée pour la commande des interrupteurs de ce montage.

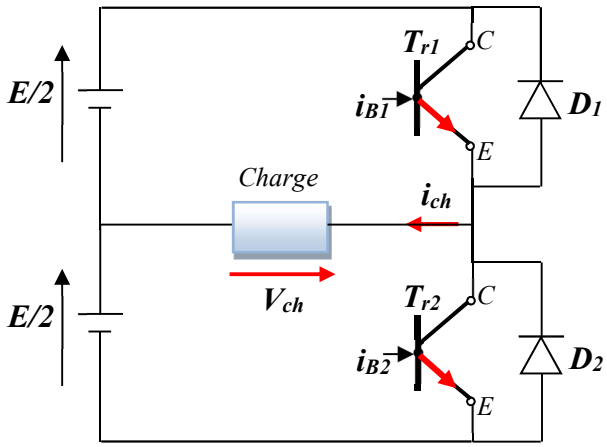


Figure V.1 : Onduleur monophasé en demi-pont

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

La commande des interrupteurs 1 et 2 ((T_{r1}, D_1) et (T_{r2}, D_2)) est représentée par le signal de la figure suivante :

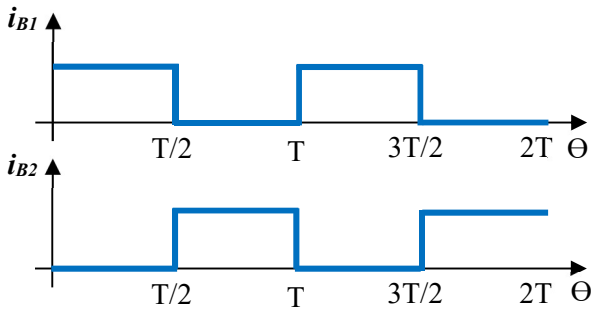


Figure V.2 : Signal de commande des interrupteurs (pleine onde symétrique)

En régime permanent (établi) :

- **0 < Θ < T/2 :** le transistor T_{r1} est commandé ($i_{B1} > 0$)

  $\underline{V_{ch}} = E/2$

- **T/2 <Θ< T :** le transistor T_{r2} est commandé ($i_{B2} > 0$)

  $V_{ch} = -E/2$

○ Représentation de la tension de sortie :

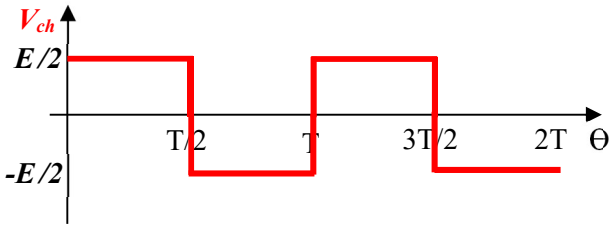


Figure V.3 : Tension de sortie d'un onduleur monophasé en demi-point

○ Valeur efficace de la tension de sortie :

La tension de sortie du convertisseur est alternative d'une valeur moyenne nulle et d'une valeur efficace égale à ***E/2***

Donc on obtient à la sortie une tension V_{ch} alternative non sinusoïdale, qui contient un fondamental est des harmoniques.

○ Calcul de l'amplitude du fondamental de la tension :

La décomposition de la tension de sortie V_{ch} en série de fourrier est écrite sous la forme suivante :

$$V(t) = V_0 + \sum_{k=1}^{\infty} (a_K cosk\Theta + b_K sink\Theta)$$

Avec :

$V_0 = \frac{1}{T}\int_0^T V(\Theta)\, d(\Theta)$

V_0 : la valeur moyenne de la tension V(Θ)

$$a_k = \frac{2}{T}\int_0^T V(\Theta)\cos(k\Theta)\, d(\Theta)$$

$$b_k = \frac{2}{T}\int_0^T V(\Theta)\sin(k\Theta)\, d(\Theta)$$

Alors :

$V_0 = 0$, puisque *V* (t) *est une fonction alternée.*

On calcule le fondamental d'ordre « 1 », *Donc k=1* :

$a_k = 0$, dont (*k=1, …∞*) puisque *V(Θ) est une fonction impaire*.

$$b_1 = \frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi} V(\Theta)\sin(\Theta)\, d(\Theta)$$

$$= \frac{2}{2\pi}.2\int_0^{\pi} \frac{E}{2}\sin(\Theta)\, d(\Theta)$$

$$= \frac{2E}{\pi}$$

$$V_1(\Theta) = \frac{2E}{\pi}\sin(\Theta)$$

Donc :

$$V(\Theta) = \frac{2E}{\pi}[sin\Theta + \frac{1}{3}\sin(3\Theta) + \frac{1}{5}\sin(5\Theta) + \cdots + \frac{1}{K}\sin(K\Theta)]$$

K : est un entier impair.

V-2 Onduleur monophasé en pont

Le montage d'un onduleur monophasé en pont est constitué de deux bras. Les interrupteurs 1 et 2 ((T_{r1}, D_1) et (T_{r2}, D_2)) forment le premier bras, tant dit que le deuxième regroupe les interrupteurs 3 et 4 ((T_{r1}, D_1) et (T_{r2}, D_2)), comme le montre la figure (V.4).

La commande pleine onde considérée dans ce cas peut être **complémentaire** ou **décalée**. Les diodes sont commutées naturellement dans le circuit.

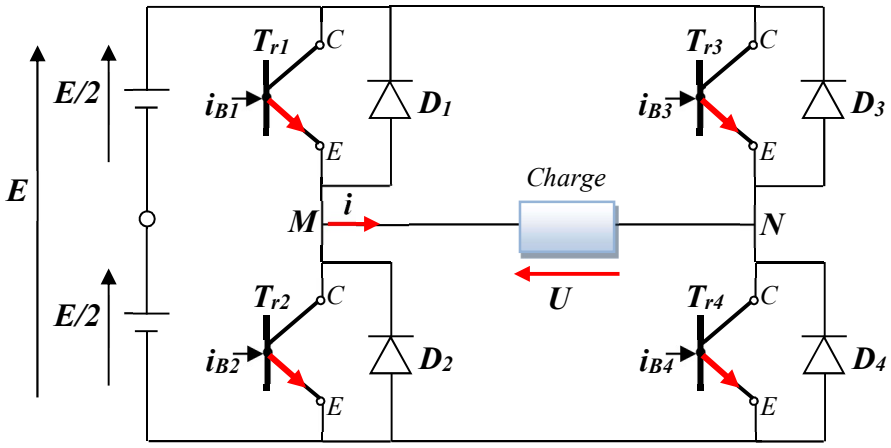


Figure V.4 : Schémas d'un onduleur monophasé en pont

a- Commande complémentaire

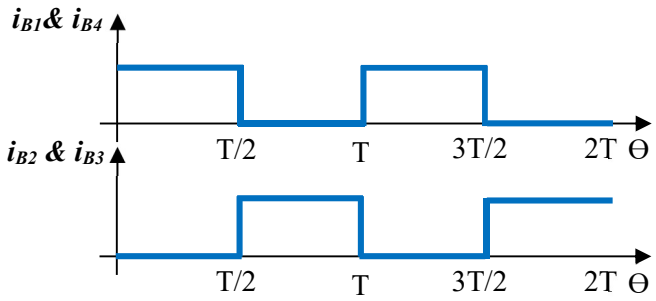


Figure V.5 : Signal de commande des interrupteurs (pleine onde complémentaire)

- **Analyse de fonctionnement du montage :**
  - **0 < Θ < T/2 :** les transistors T_{r1} & T_{r4} sont commandés ($i_{B1} > 0$ & $i_{B4} > 0$)

    $V = E/2 + E/2$

    $= E$
  - **T/2 <Θ< T :**, les transistors T_{r2} & T_{r3} sont commandés ($i_{B2} > 0$ & $i_{B3} > 0$)

    $V = -E$
- **Représentation de la tension de sortie :**

La tension de sortie est de forme alternative non sinusoïdale qui peut être décomposé en série de Fourier selon un fondamentale d'ordre 1 et des harmoniques.

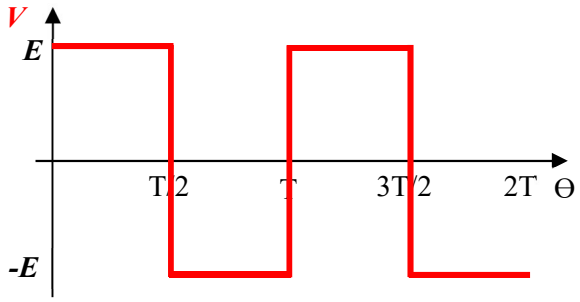


Figure V.6 : Tension de sortie d'un onduleur monophasé en pont (commande complémentaire)

- **Calcul du fondamental de la tension de sortie :**

$a_K = 0$ (V : est une fonction impaire)

On calcul le fondamental d'ordre « 1 », dont $k=1$:

$$b_1 = \frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi} V\sin(\Theta)\, d(\Theta) = \frac{2}{2\pi}.2\int_0^{\pi} E\,\sin(\Theta)\, d(\Theta)$$

$$= \frac{2E}{\pi}\int_0^{\pi} \sin(\Theta)\, d(\Theta) = \frac{4E}{\pi}$$

$V_1 = \frac{4E}{\pi} sin\Theta$, *Donc :*

$$V(\Theta) = \frac{4E}{\pi}[\sin(\Theta) + \frac{1}{3}\sin(3\Theta) + \frac{1}{5}\sin(5\Theta) + \cdots + \frac{1}{k}\sin(k\Theta)]$$

b- *Commande décalée*

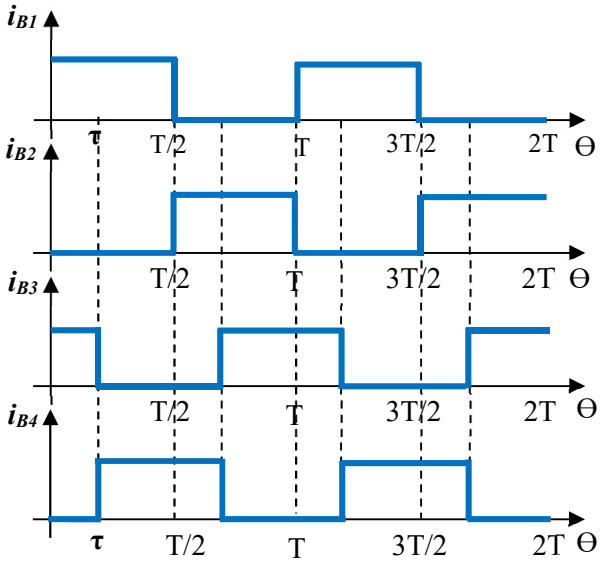


Figure V.7 : Signal de commande des interrupteurs (pleine onde décalée)

- **Analyse de fonctionnement du montage :**

- ***0 < Θ < τ :*** T_{r1} est commandé mais T_{r4} n'est pas commandé ($i_{B1} > 0$ & $i_{B4} = 0$)

  $V = 0$

- ***τ < Θ < T/2 :*** T_{r1} & T_{r4} sont commandés ($i_{B1} > 0$ & $i_{B4} > 0$)

  $V = E/2 + E/2$

  $= E$

- ***T/2 < Θ < T/2+ τ :*** T_{r2} est commandé mais T_{r3} n'est pas commandé ($i_{B2} > 0$ & $i_{B3} = 0$)

  $V = 0$

- ***T/2+ τ < Θ < T :*** T_{r2} & T_{r3} sont commandés ($i_{B2} > 0$ & $i_{B3} > 0$)

  $V = -E$

- **Représentation de la tension de sortie :**

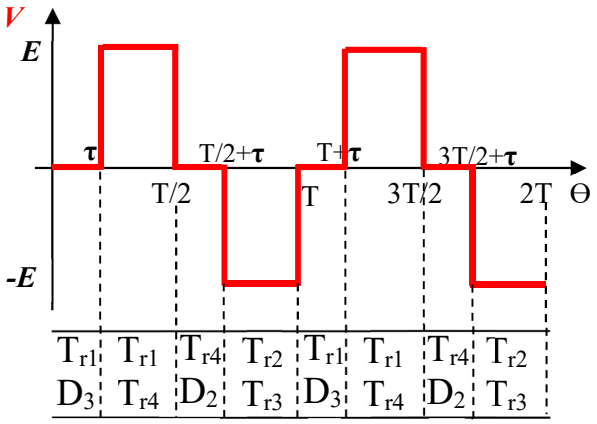


Figure V.8 : Tension de sortie d'un onduleur monophasé en pont (commande décalée)

- **Calcul de la valeur efficace de la tension de sortie** :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T V^2(\Theta)dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} E^2 d\Theta}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{2\pi}\int_\tau^{\pi} E^2 d\Theta}$$

Donc :

$$V_{eff} = E\sqrt{1-\frac{\tau}{\pi}}$$

- **Calcul de l'amplitude du fondamental de la tension de sortie** :

$$V(\Theta) = V_0 + \sum_{k=1}^{\infty}(a_K cosk\Theta + b_K sink\Theta)$$

Avec :

$$V_0 = \frac{1}{T}\int_0^{\Theta} V(\Theta)d(\Theta) = 0$$

$a_k = \frac{1}{T}\int_0^{\Theta} V\ cosk\Theta\ d(\Theta) = 0$, car V est une fonction impaire.

On calcule le fondamental d'ordre « 1 », dont $k=1$:

$$b_1 = \frac{2}{2\pi}\int_0^{2\pi} V sin\Theta\ d(\Theta)$$

$$= \frac{2}{2\pi}.2\int_{\tau}^{\pi} E\ sin\Theta\ d(\Theta)$$

$$= \frac{4E}{\pi}[\frac{1+cos\tau}{2}]$$

$$V_1 = \frac{4E}{\pi}[\frac{1+\cos(\tau)}{2}]\sin(\Theta)$$

Remarque :

- L'onduleur en pont permet d'obtenir une tension deux fois plus grande que l'onduleur en demi-pont.
- Le point milieu « o » n'est pas nécessaire il est bénéfique d'utiliser une seule source continue E.
- La commande décalée permet de varier l'amplitude du fondamental.

V-3 Onduleur triphasé

Pour l'onduleur en triphasé il y a que la structure pont qui correspond à l'assemblage de trois onduleurs demi-pont monophasés.

Comparant avec l'onduleur monophasé en pont, l'onduleur triphasé est constitué de trois bras. Les interrupteurs 1 et 2 ((T_{r1}, D_1) et (T_{r2}, D_2)) forment le premier bras, ensuite le deuxième bras regroupe les interrupteurs 3 et 4 ((T_{r3}, D_3) et (T_{r4}, D_4)), et le dernier contient les interrupteurs 5 et 6 ((T_{r5}, D_5) et (T_{r6}, D_6)).

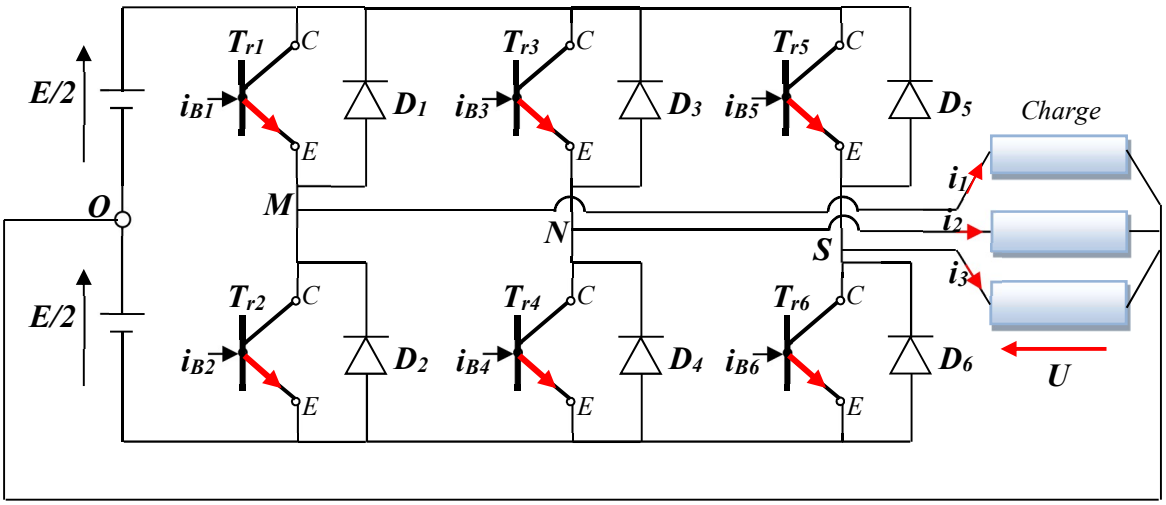


Figure V.9 : Schémas d'un onduleur triphasé en pont

- **Analyse de fonctionnement du montage :**
  - Les transistors de chaque bras ((T_{r1}, T_{r2}), (T_{r3}, T_{r4}), (T_{r5}, T_{r6})) sont commandés en *pleine onde symétrique.*
  - La commande de chaque bras est décalée de ***2π/3*** par rapport à l'autre, comme indiqué sur la figure (V.10).
  - Les diodes dans chaque interrupteur sont commutées naturellement.
- **Commande des interrupteurs :**

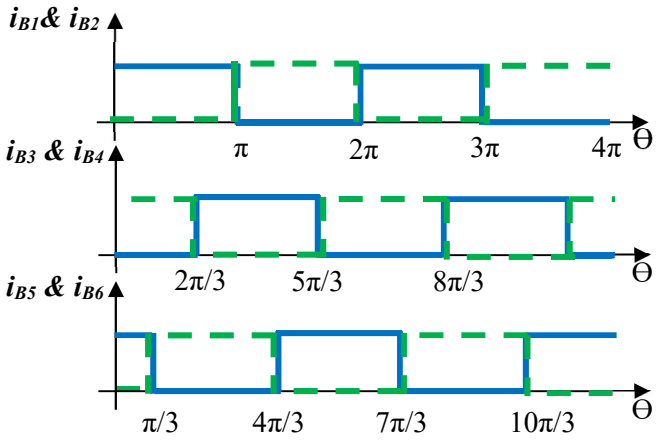


Figure V.10 : Commande des interrupteurs d'un onduleur triphasé en pont

- **Représentation de la tension de sortie :**

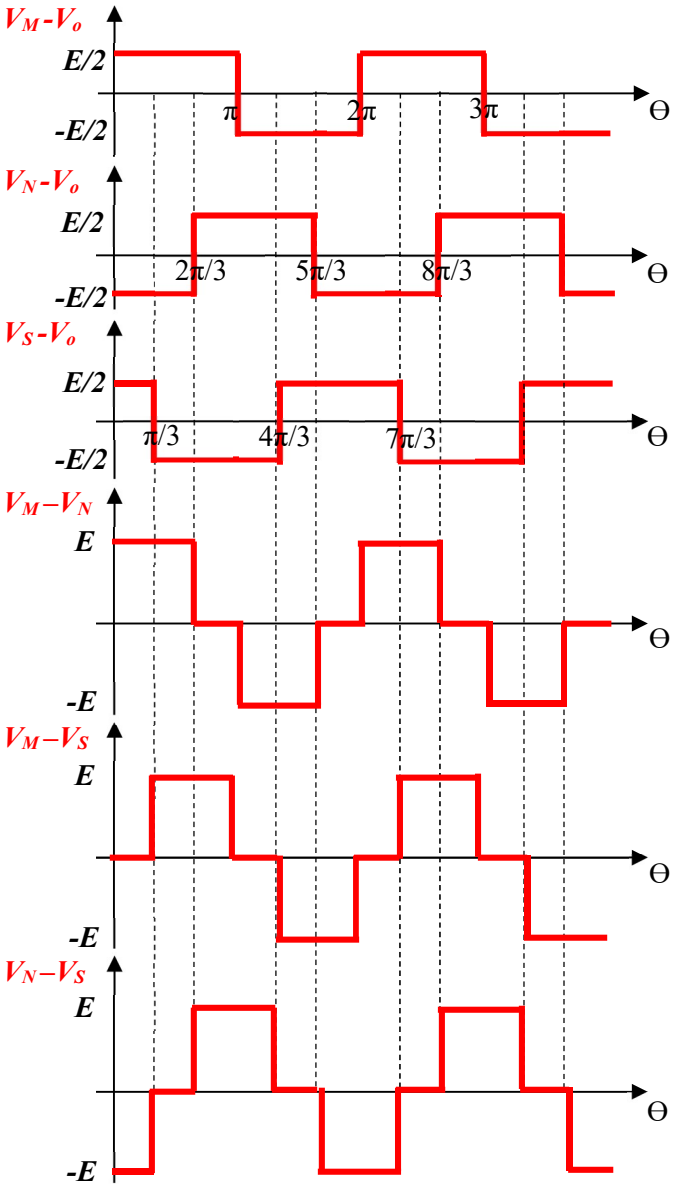


Figure V.11 : Tensions de sortie d'un onduleur triphasé en pont

Remarques :

- Les tensions (V_M-V_o), (V_N-V_o) et (V_S-V_o) sont des tensions simples.
- Tandis que les tensions V_{MN}, V_{MS} et V_{NS} sont des tensions composées.

Avec :

$V_{MN}=V_M-V_N$

$= (V_M-V_o) - (V_N-V_o)$

$V_{MS}=V_M-V_S$

$= (V_M - V_o) - (V_S - V_o)$

$V_{NS} = V_N - V_S$

$= (V_N - V_o) - (V_S - V_o)$

- Les tensions de sortie ont une forme alternative non sinusoïdale.

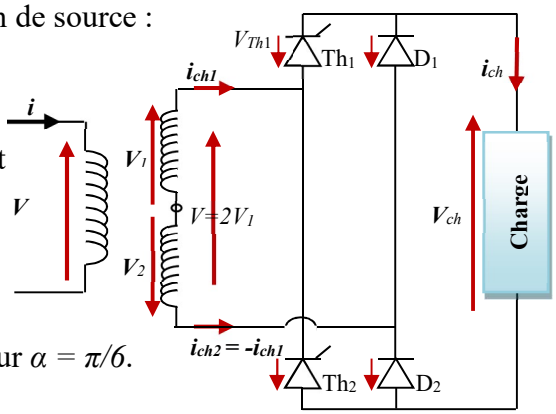
Exercices proposés

Exercice N° 1 :

On considère le montage d'un redresseur **PD2** mixte asymétrique avec charge inductive (*RL*).

α est l'angle d'amorçage des thyristors, et la tension de source :

$V_1(t) = V_m \sin(wt)$ dont $V_2 = -V_1$.



On suppose que les thyristors et les diodes sont parfaits.

1) Analyser le fonctionnement du montage.
2) Tracer les allures de V_{ch}, i_{Th1}, i_{Th2} et i_{ch1} pour $\alpha = \pi/6$.
3) Calculer la valeur moyenne de V_{ch} .
4) Déduire l'expression du facteur de puissance.

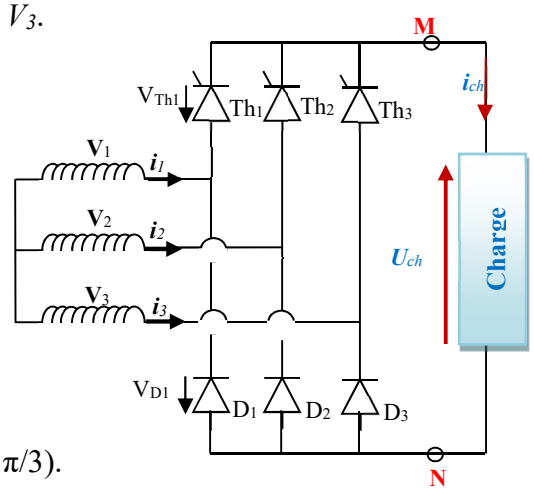
A.N : V_{eff}=100 *V*, *f*=50 *Hz*.

Exercice N° 2 :

Soit le montage d'un redresseur PD_3 mixte symétrique de la figure ci-contre, la charge est fortement inductive donc $i_{ch} = I_{ch}$, les thyristors Th_1, Th_2, Th_3 sont amorcés (angle α) pendant les alternances positives des tensions V_1, V_2, V_3 respectivement.

Les diodes D_1, D_2 et D_3 sont commutées naturellement. Le circuit est alimenté avec un système de tensions triphasés sinusoïdales équilibrés V_1, V_2 et V_3.

$$\begin{cases} V_1 = V\sqrt{2}\sin wt \\ V_2 = V\sqrt{2}\sin(wt - \frac{2\pi}{3}) \\ V_3 = V\sqrt{2}\sin(wt + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$



La fréquence d'alimentation est *f*=50 Hz

1) Analyser le fonctionnement du montage ($0 \leq \alpha < \pi/3$).

Expliquer à l'aide des schémas de circuits.

2) Regrouper dans un tableau les valeurs de U_{ch}, U_{Th1}, *et* i_1, selon les séquences de conductions des Diodes et des Thyristors, pour un angle $\alpha=\pi/3$.

3) Tracer les allures de U_{ch}, U_{Th1} et i_1 pour $\alpha= \pi/3$ ainsi que les intervalles de conductions de chaque élément de puissance (Diode et Thyristor).

4) Déterminer la valeur de U_{chmoy} et le facteur de puissance pour $\alpha= \pi/3$.

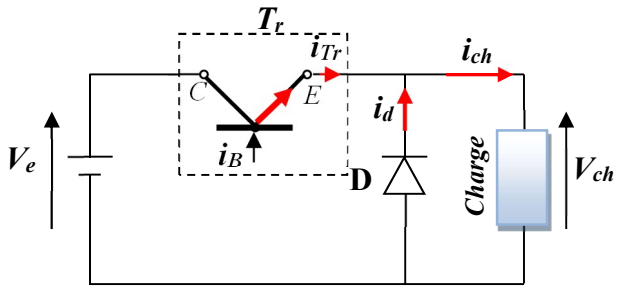
Sachant que: $\sin p - \sin q = 2\cos(\frac{p+q}{2})\sin(\frac{p-q}{2})$

Exercice N° 3 :

On considère le montage d'un hacheur série de la figure ci-contre, avec une charge résistive-inductive « RL » :

On suppose que le transistor T_r est parfait ainsi que la diode D.

Le circuit est alimenté par une source de tension continue V_e.



1) Etudier le fonctionnement du montage en régime établi.

2) Déduire l'expression du courant de charge pour chaque séquence.

3) Tracer les allures de V_{ch}, i_{ch}, i_{Tr} et i_D.

4) Calculer V_{chmoy}.

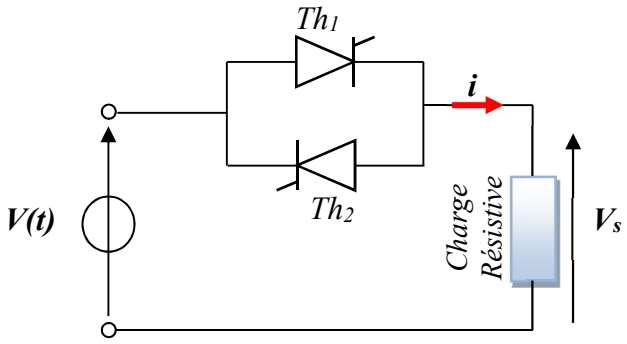
On suppose que le courant i_{ch} à l'instant $t=0$ est noté i_{min} et à $t=\alpha T$ est i_{max} .

Exercice N° 4 :

On considère le montage d'un gradateur monophasé à deux thyristors (tête-bêche) avec charge résistive-inductive (RL).

α est l'angle d'amorçage des thyristors, et la tension d'entrée : $V(t) = V_m \sin(wt)$.

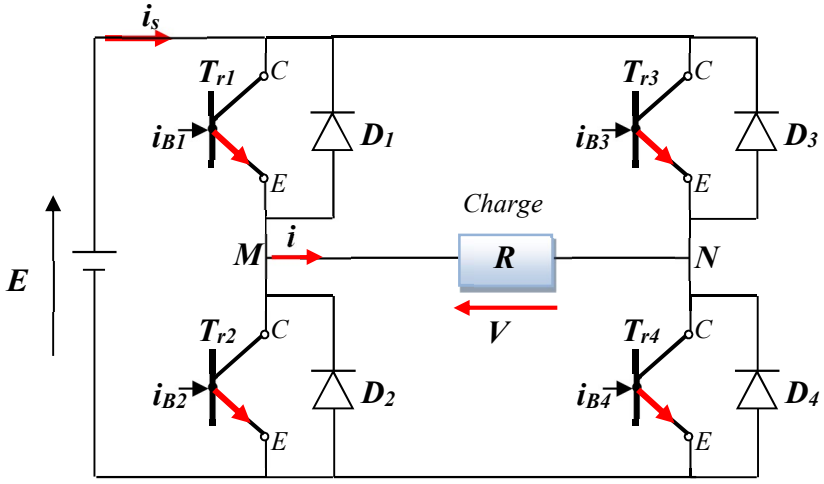
On suppose que les thyristors sont parfaits.



5) Définir l'alternance de l'amorçage de chaque thyristor.
6) Etudier le fonctionnement du montage.
7) Déduire l'expression du courant de charge.
8) Tracer l'allure de V_{ch}.

Exercice N° 5 :

Le montage de l'onduleur suivant est réalisé à l'aide de quatre interrupteurs électroniques supposés parfaits (K_1, K_2, K_3 et K_4). Un générateur de tension fournie une tension continue ***E*** égale à ***24 V***. Une résistance ***R*** de ***200 Ω*** est placée dans le circuit comme une charge électrique.

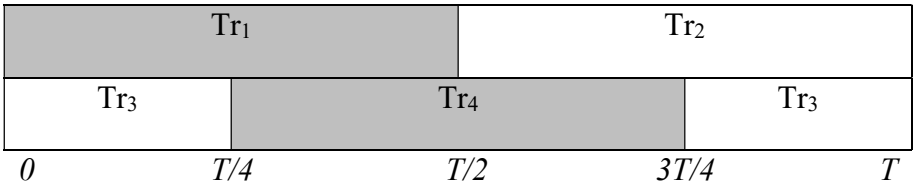


Les états de fonctionnement des transistors sont indiqués au tableau suivant dont :

T : représente la période

T_{r1}, T_{r2}, T_{r3}, T_{r4}, T_{r5} et T_{r6} : sont les transistors dans *les interrupteurs* K_1, K_2, K_3, K_4, K_5 *et* K_6 *respectivement.*

Les diodes D_1, D_2 et D_3 sont commutées naturellement.



1) Quel type de commande des interrupteurs utilisé dans ce montage.
2) Déduire, pour chaque séquence, les expressions de :
   - La tension de charge ***V***
   - Le courant dans la charge ***i***.
   - Le courant de source i_s
3) Tracer les chronogrammes de ***V***, ***i***, et i_s (pour une période ***T= 20ms***).
4) Calculer la valeur efficace de la tension ***V*** et déduire la valeur efficace du courant i_s.
5) Déduire la puissance reçue par la charge.
6) Calculer la valeur moyenne du courant de source et déduire la puissance fournie par le générateur de tension. Interpréter le rendement de l'onduleur.

Solutions des exercices proposés

Sol Exercice N°1 :

Montage du PD_2 mixte (asymétrique).

La charge est fortement inductive donc le courant dans ce cas est supposé constant $i_{ch}=I_{ch}$

$V_1(t) = V_m \sin(wt)$ dont $V_2=-V_1$ et $V=2V_1$

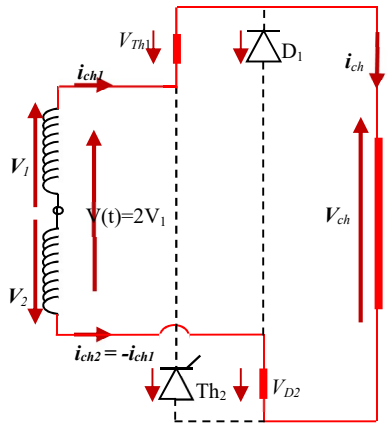
1) Analyse de fonctionnement du montage :

On pose : $\theta = wt$.

α : et l'angle d'amorçage des thyristors.

- **α< θ<π** : alternance positive de V_1

  Th_1 et D_2 conducteurs



$$V_{Th1}(\theta) = V_{D2}(\theta)$$
$$= 0$$
$$V_{Ch}(\theta) = 2V_1(\theta)$$
$$= V(\theta)$$
$$i_{ch1}(\theta) = i_{Th1}(\theta)$$
$$= i_{ch}(\theta)$$
$$= I_{ch}$$
$$i_{Th2}(\theta) = 0$$

- **π< θ< π+α** : alternance positive de V_2

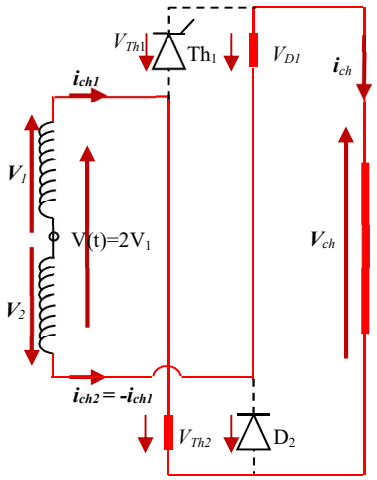
  D_1 et D_2 passantes (bras de roue libre)

$$V_{Th1}(\theta) = 2V_1(\theta)$$
$$V_{Ch}(\theta) = 0$$
$$i_{Th1}(\theta) = i_{Th2}(\theta)$$
$$= i_{ch1}(\theta)$$

$= 0$

- **$\pi+\alpha< \theta<2\pi$** : alternance positive de V_2

  Th_2 et D_1 conducteurs



$V_{Ch}(\theta) = -2V_1(\theta)$

$V_{Th1}(\theta) = -V_{Ch}(\theta)$

$= 2V_1(\theta)$

$i_{Th2}(\theta) = i_{ch}(\theta)$

$= I_{ch}$

$i_{Th1}(\theta) = 0$

$i_{ch1}(\theta) = -i_{Th2}(\theta)$

$= -I_{ch}$

- **$2\pi<\theta<2\pi+\alpha$** *&* **$0<\theta<\alpha$** : alternance positive de V_1

  D_1 et D_2 passants (bras de roue libre)

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

$V_{Th1}(\theta) = 2V_1(\theta)$

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

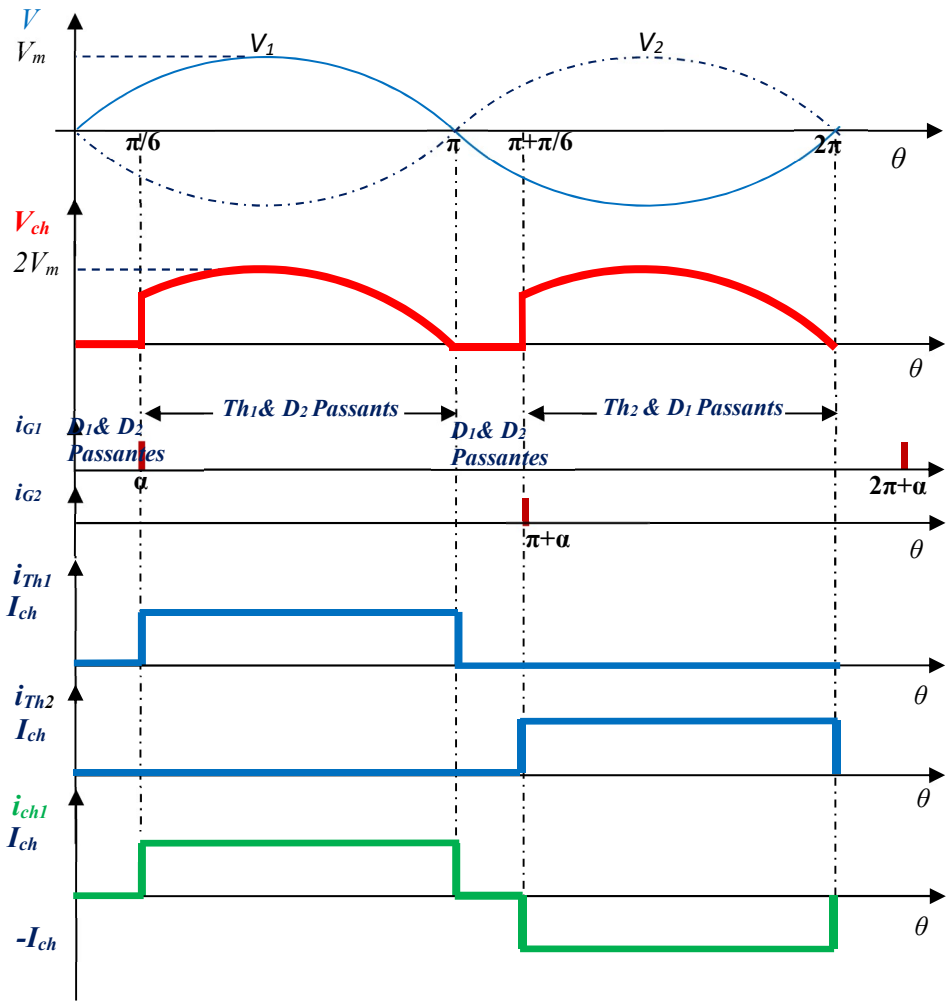
$i_{Th1}(\theta) = 0$

$i_{ch1}(\theta) = 0$

2) Tableau des séquences : pour $\alpha=\pi/6$

Séquences	***Eléments conducteurs***	V_{ch}	V_{Th1}	i_{Th1}	i_{Th2}	i_{ch1}
$[0, \frac{\pi}{6}]$	D_1 & D_2	0	$2V_1$	0	0	0
$[\frac{\pi}{6}, \pi]$	Th_1 & D_2	$2V_1$	0	I_{ch}	0	I_{ch}
$[\pi, \frac{7\pi}{6}]$	D_1 & D_2	0	$2V_1$	0	0	0
$[\frac{7\pi}{6}, 2\pi]$	Th_2 & D_1	$-2V_1$	$2V_1$	0	I_{ch}	$-I_{ch}$
$[2\pi, \frac{13\pi}{6}]$	D_1 & D_2	0	$2V_1$	0	0	0

3) Traçage des allures de V_{ch}, i_{Th1}, i_{Th2} et i_{ch1} pour $\alpha=\pi/6$:



4) Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :

La tension redressée est périodique, T=π.

$$V_{chmoy} = \frac{1}{\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\pi} 2V\sqrt{2}\sin(\theta)\,d\theta$$

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

$$V_{chmoy}\left(\alpha = \frac{\pi}{6}\right) = 261{,}46\ V$$

5) Calcul du facteur de puissance (α=π/6) :

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

P : la puissance moyenne consommée par la charge.

S : la puissance apparente de la source d'alimentation.

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T V_{ch}(\Theta) i_{ch}(t\Theta) d\Theta$$

$$= \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} 2V\sqrt{2}\sin(\Theta)\, I_{ch} d\Theta$$

$$= \frac{2VIch}{\pi}\sqrt{2}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\pi} \sin(\Theta)\, d\Theta$$

$$P = \frac{(2+\sqrt{3})\sqrt{2}}{\pi} V I_{ch}$$

$$i_{1eff}^2(\Theta) = \frac{1}{T}\int_0^T i_1^2(\theta) d\theta$$

$$= \frac{2}{2\pi}\int_{\frac{\pi}{6}}^{\pi} I_{ch}^2 d\theta$$

$$= \frac{5}{6} I_{ch}^2$$

$$i_{1eff} = \sqrt{\frac{5}{6}} I_{ch}$$

$$S = 2V.i_{ch_{eff}}$$

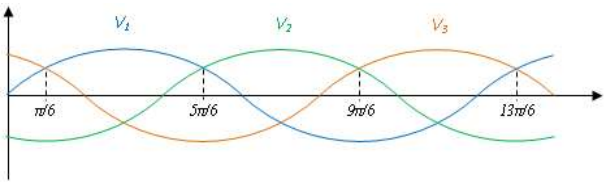
$$= 2V.\sqrt{\frac{5}{6}} I_{ch}$$

Alors : $F_p = \frac{\frac{(2+\sqrt{3})\sqrt{2}}{\pi}}{2\sqrt{\frac{5}{6}}} = 0{,}92$

Sol Exercice N°2 :

La charge est fortement inductive donc $\boldsymbol{i_{ch} = I_{ch}}$.

Les thyristors Th_1, Th_2, Th_3 sont amorcés pendant les alternances positives des tensions V_1, V_2, V_3 respectivement. Les diodes D_1, D_2 et D_3 sont commutés naturellement.



$$V_M = V_1 = V\sqrt{2}\sin\theta \quad \text{et } V_N = V_2 = V\sqrt{2}\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$U_{12} = V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$, $U_{13} = -V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$, $U_{23} = -V\sqrt{6}\cos\theta$,

$U_{21} = -V\sqrt{6}\cos(\theta - \frac{\pi}{3})$, $U_{31} = V\sqrt{6}\cos(\theta + \frac{\pi}{3})$, $U_{32} = V\sqrt{6}\cos(\theta)$

1) Analyse de fonctionnement du montage :

On pose : $wt = \theta$ et **α** l'angle d'amorçage des thyristors avec $\mathbf{0 \leq \alpha < \frac{\pi}{3}}$

- $\mathbf{\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha}$ **:** Amorçage du thyristor Th_1
  - $\mathbf{\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}}$ **:** D_2 est passante

    Le courant $\boldsymbol{i_{ch1}}$ circule de V_1…Th_1…M…N…D_2…V_2

    $U_{ch} = V_1 - V_2 = U_{12}$

    $U_{Th1} = U_{D2} = 0$

    $i_1 = i_{Th1} = I_{Ch}$

    $i_{D1} = 0$
  - $\mathbf{\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} + \alpha}$ **:** D_3 est passante

    Le courant $\boldsymbol{i_{ch1}}$ circule de V_1…Th_1…M…N…D_3…V_3

    $U_{ch} = V_1 - V_3 = U_{13}$

    $U_{Th1} = U_{D3} = 0$

    $i_1 = i_{Th1} = I_{Ch}$

    $i_{D1} = 0$
- $\mathbf{5\frac{\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq 9\frac{\pi}{6} + \alpha}$ **:** Amorçage du thyristor Th_2
  - $\mathbf{\frac{5\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6}}$ **:** D_3 est passante

    Le courant $\boldsymbol{i_{ch2}}$ circule de V_2…Th_2…M…N…D_1…V_3

    $U_{ch} = V_2 - V_3 = U_{23}$

    $U_{Th1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

    $i_2 = i_{Th2} = I_{Ch}$

    $i_{Th1} = 0$

$i_{D1} = 0$

$i_1 = 0$

➢ $\frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{9\pi}{6} + \alpha$: D_1 est passante

Le courant i_{ch2} circule de V_2…Th_2…M…N…D_1…V_1

$U_{ch} = V_2 - V_1 = U_{21}$

$U_{Th1} = V_1 - V_2 = U_{12}$

$i_2 = i_{Th2} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{D1} = I_{Ch}$

$i_1 = -I_{Ch}$

- $\frac{9\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{13\pi}{6} + \alpha$: Amorçage du thyristor Th_3

➢ $\frac{9\pi}{6} + \alpha \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6}$: D_1 est passante

Le courant i_{ch3} circule de V_3…Th_3…M…N…D_2…V_1

$U_{ch} = V_3 - V_1 = U_{31}$

$U_{Th1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{Th3} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

$i_{D1} = I_{Ch}$

$i_1 = -I_{Ch}$

➢ $\frac{11\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{13\pi}{6} + \alpha$: D_2 est passante

Le courant i_{ch3} circule de V_3…Th_3…M…N…D_2…V_2

$U_{ch} = V_3 - V_2 = U_{32}$

$U_{Th1} = V_1 - V_3 = U_{13}$

$i_3 = i_{Th3} = I_{Ch}$

$i_{Th1} = 0$

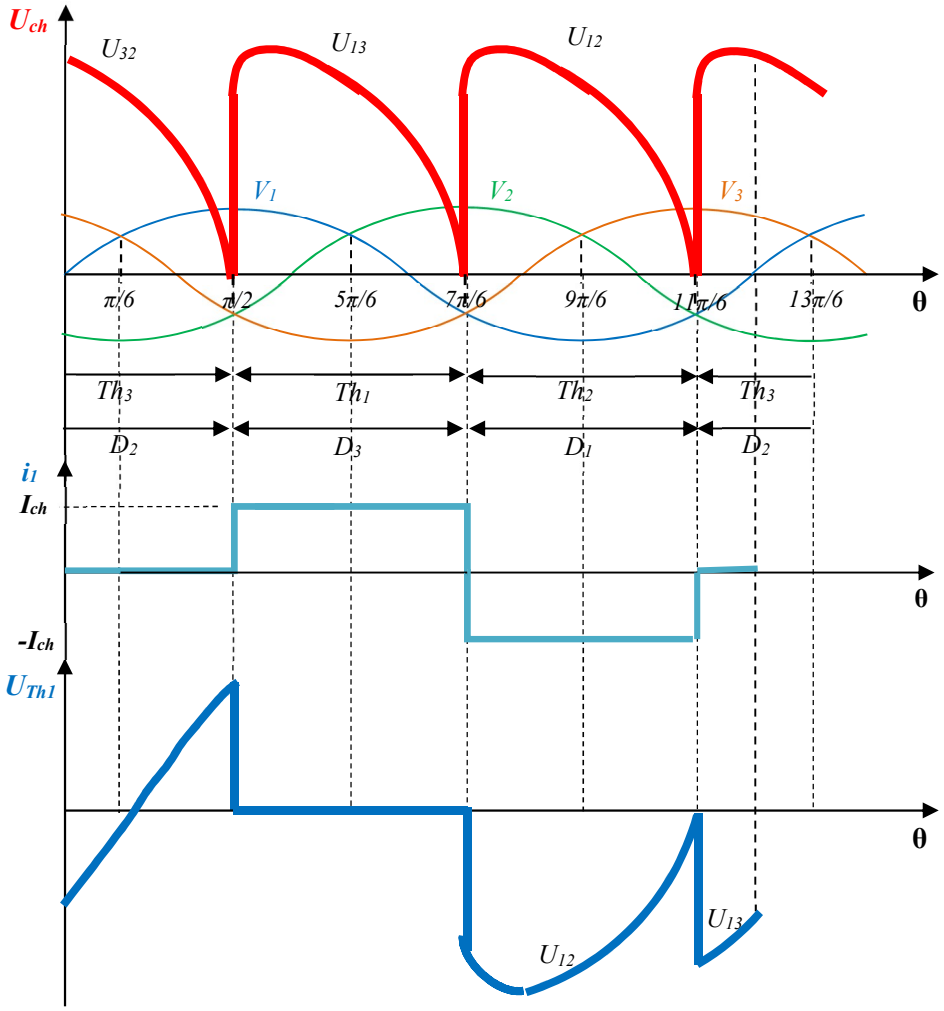
$i_{D1} = 0$

$i_1 = 0$

2) Représentation des grandeurs : pour α=π/3

Séquences	Eléments conducteurs	U_{ch}	U_{Th1}	i_1
$[\frac{\pi}{2}, \frac{7\pi}{6}]$	Th_1 & D_3	U_{13}	0	I_{ch}
$[\frac{7\pi}{6}, \frac{11\pi}{6}]$	Th_2 & D_1	U_{21}	U_{12}	$-I_{ch}$
$[\frac{11\pi}{6}, \frac{15\pi}{6}]$	Th_3 & D_2	U_{32}	U_{13}	0

3) Traçage des courbes : pour α=π/3



4) Calcul de U_{chmoy} et du facteur de puissance :

La tension redressée est périodique, T=2π/3.

$$U_{chmoy} = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{7\pi}{6}} U_{13}(\theta)\, d\theta$$

$$= -\frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{7\pi}{6}} V\sqrt{6} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) d\theta$$

$$= -\frac{3V\sqrt{6}}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{7\pi}{6}} \cos\left(\theta + \frac{\pi}{3}\right) d\theta$$

$$= \frac{9V\sqrt{6}}{4\pi}$$

Pour V=220V, $U_{chmoy} = 385{,}94\ V$

5) Calcul du facteur de puissance (α=**π/3**) :

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

P : la puissance moyenne consommée par la charge.

S : la puissance apparente de la source d'alimentation.

$$P = I_{ch} \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(\Theta)\, d\Theta$$

$$= I_{ch}.U_{chmoy}$$

$$P = \frac{9V\sqrt{6}}{4\pi} I_{ch}$$

$$i_{1eff}^2(\theta) = \frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{7\pi}{6}} I_{ch}^2 d\theta$$

$$= \frac{2}{3} I_{ch}^2$$

$$i_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{ch}$$

$$S = 3V.i_{ch_{eff}}$$

$$= 3V.\sqrt{\frac{2}{3}}I_{ch}$$

Alors : $F_p = \frac{\frac{9V\sqrt{6}}{4\pi}I_{ch}}{3V.\sqrt{\frac{2}{3}}I_{ch}} = 0{,}72$

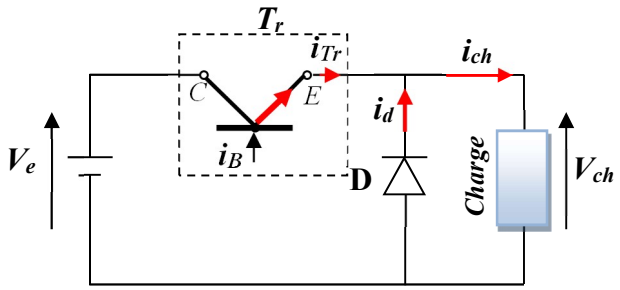
Sol Exercice N°3 :

On considère **α** comme rapport cyclique du convertisseur.

Le transistor T_r et la diode D sont supposés parfaits.

V_e est la tension d'alimentation en continue.

En régime établi : $i_{ch} > 0$



1) Analyse de fonctionnement du montage

- **0< t < αT :** Tr est commandé ($V_{CE} > 0$ & $i_B > 0$)

  $V_{Tr}(t) = 0$

  $V_{Ch}(t) = V(\mathrm{t})$

  $= \mathrm{R}\, i_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt}$

  La diode D est bloquée alors $i_D = 0$

  $i_{Tr} = i_{ch}$

  $V_D(t) = V_{ch}(t)$

- **αT< t < T :** Tr n'est pas commandé

  $i_{Tr} = 0$

  $V_{Ch}(t) = 0$

  $= \mathrm{R}\, i_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt}$

  $V_{Tr}(t) = V(\mathrm{t})$

$V_D(t) = 0$

La diode *D* est passante alors $i_D = i_{ch}$

Cette phase est appelée « *phase de conduction de la diode en roue libre* ».

2) Calcul de l'expression de courant :

- **$0 < t < \alpha T$:**

$$V(t) = R\, i_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt}$$

Alors :

$$i_{ch} = Ae^{\frac{-t}{\tau}} + \frac{V}{R}$$

A partir des conditions initiales :

$$i_{ch}(t = 0) = i_{min}$$

Donc :

$$A = i_{min} - \frac{V}{R}$$

Alors :

$$i_{ch} = (i_{min} - \frac{V}{R})e^{\frac{-t}{\tau}} + \frac{V}{R}$$

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

- **$\alpha T < t < T$:**

$$R\, i_{ch} + L\frac{di_{ch}}{dt} = 0$$

Alors :

$$i_{ch} = Be^{\frac{-(t-\alpha T)}{\tau}}$$

A partir des conditions initiales :

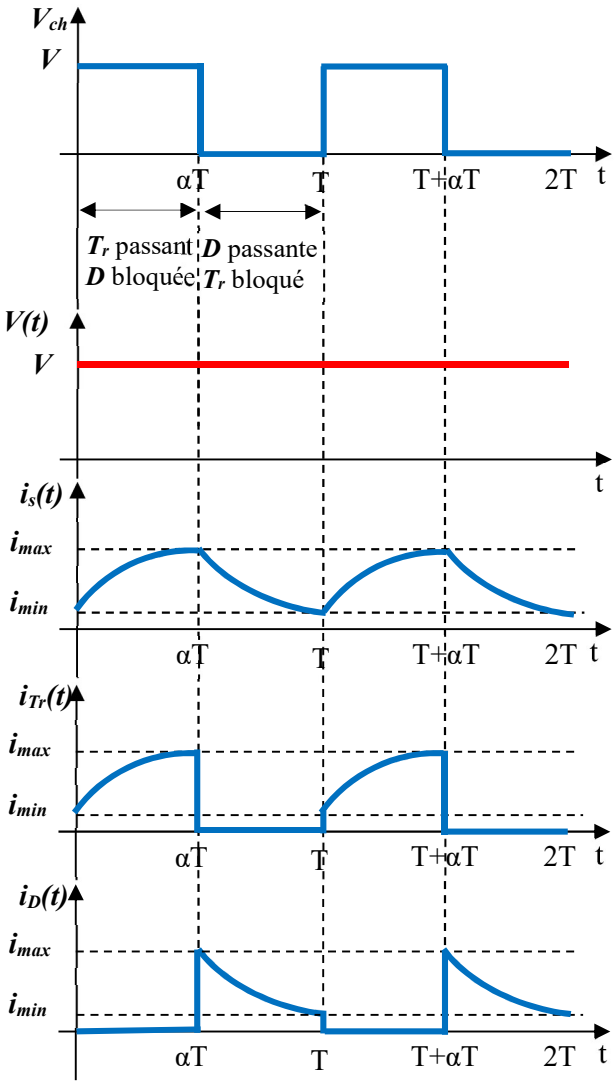
$$i_{ch}(t = \alpha T) = i_{max}$$

Donc : $B = i_{max}$

Alors :

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

3) Représentation des grandeurs :



4) Calcul de la valeur moyenne de la tension de charge :

$$V_{chmoy} = \frac{1}{T}\int_0^{\alpha T} V_e\, dt$$

$$= \frac{1}{T} V(\alpha T)$$

Alors :

$$V_{chmoy} = \alpha V$$

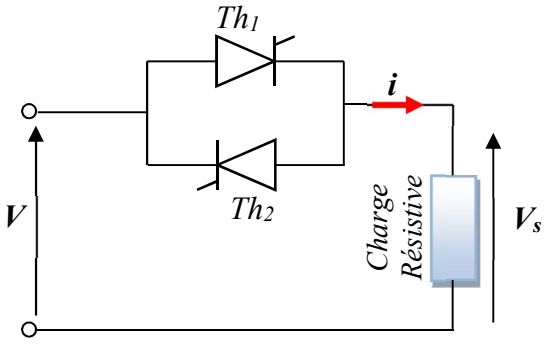
Sol Exercice N°4 :

La charge est résistive inductive « RL ».

$V(t) = V_m \sin(wt)$

α : et l'angle d'amorçage des thyristors.

On pose wt=θ.



1) Alternance d'amorçage des thyristors :

- Th_1 est amorcé (i_{G1}) durant l'alternance positive de la tension d'entrée V avec un angle de retard **α**.
- Th_2 est amorcé (i_{G2}) durant l'alternance négative de la tension d'entrée V avec le même angle de retard **α**.

1- Etude du montage :

- **α< Θ <π :** Th_1 est amorcé (i_{G1}>0 et V > 0)

  $V_{Th1}=0$.

  $$V_s = V = R\,i + L\frac{di}{dt} \quad \text{.....(1)}$$

  $i = i_{Th1}$

- **α +π< Θ <2π :** Th_2 est amorcé (i_{G2} > 0 et V < 0)

  $V_{Th2}=0$.

  $$V_s = V = R\,i + L\frac{di}{d\Theta} \quad \text{.....(2)}$$

  $i = i_{Th2}$

2) Calcul du courant de charge :

- **α< Θ <π :**

  $$V\sqrt{2}\sin(\theta) = R\,i_{ch} + L\frac{di_{ch}}{d\Theta}$$

  Alors :

  La solution finale de courant de charge :

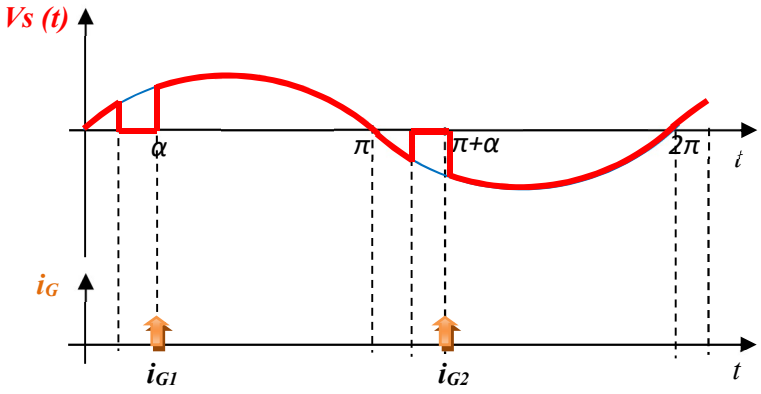
$$i_{ch}(\theta) = \frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\varphi)\, e^{-\frac{t}{\tau}} + \frac{V\sqrt{2}}{Z}\sin(\theta - \varphi)$$

$$i_{ch}(\theta) = \frac{LWV\sqrt{2}}{Z^2}\,(e^{-\frac{t}{\tau}} - \cos(\theta)) + \frac{RV\sqrt{2}}{Z^2}\sin(\theta)$$

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

La bobine impose la continuité du courant dans la charge.

3) Représentation des grandeurs :



SOL Exercice N° 5 :

E=24V

R=200Ω

1) La commande pleine onde décalé est celle utilisée pour la commande des quatre transistors.

2) Les expressions de *V*, *i* et i_s

- **0 < t < T/4 :** T_{r1} est commandé mais T_{r4} n'est pas commandé

  V= 0 alors : i=0 et $i_s=0$

- **T/4 < t < T/2 :** T_{r1} & T_{r4} sont commandés

  V= E alors: i=E/R et $i_s=i$

- **T/2 < t < 3T/4 :** T_{r2} est commandé mais T_{r3} n'est pas commandé

  V= 0 alors : i=0 et $i_s=0$

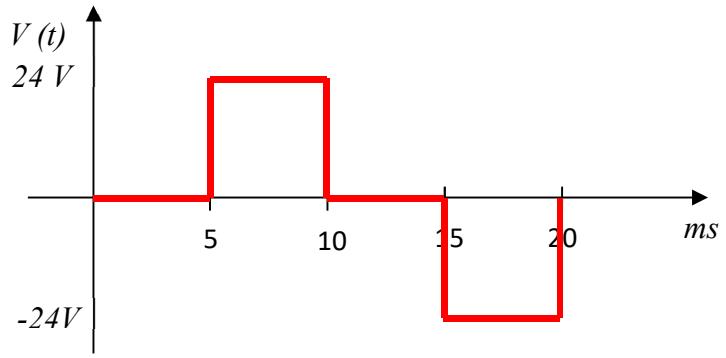
- **3T/4 < t < T :** T_{r2} & T_{r3} sont commandés.

$V = -E$ alors : $i = -E/R$ et $i_s = -i$

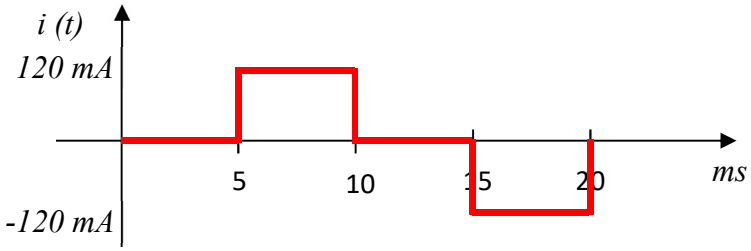
3) Chronogrammes de la tension de sortie V et courant i ainsi que i_S :

Séquences (ms)	Transistors commandés	Diodes passantes	V(V)	i (mA)	i_s (mA)
[0 , 5]	Tr_1 & Tr_3	D_3	0	0	0
[5 , 10]	Tr_1 & Tr_4	/	24	120	120
[10 , 15]	Tr_2 & Tr_4	D_2	0	0	0
[15 , 20]	Tr_2 & Tr_3	/	-24	-120	120

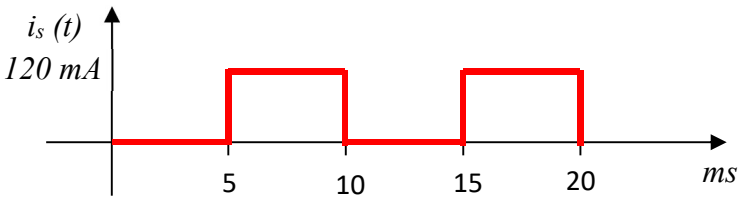
La tension de sortie V



Le courant ***i***



Le courant i_s



4) Calcul de la valeur efficace de la tension

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{20}\int_0^{20} E^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{20}\int_5^{10} E^2 dt}$$

Donc :

$$V_{eff} = E\sqrt{1 - \frac{5}{10}}$$

$$= 24\sqrt{\frac{1}{2}}$$

$$V_{eff} = 17\ V$$

La valeur efficace de i_s :

$i_{seff} = V_{eff} / R = 85\ mA$

5) <u>La puissance reçue par la charge :</u>

$$P = i_{seff} . V_{eff}$$

$$= V_{eff}^2 / R$$

Donc :

$$P = \frac{(17)^2}{200} = 1{,}44\ W$$

6) <u>La valeur moyenne du courant de source :</u>

$$i_{smoy} = \frac{1}{10}\int_5^{10} 120\ dt$$

$$= 120.\left(\frac{5}{10}\right)$$

$$i_{smoy} = 60\ mA$$

La puissance fournie par le générateur :

$$P = i_{smoy} . E$$

$$= 60\ ms. 24\ V$$

$$= 1{,}44\ W$$

On remarque que le rendement de l'onduleur est 100% car la puissance reçue par la charge est la même fournie par le générateur. Cela puisqu'en néglige les chutes de tension dans les interrupteurs de puissance (étude théorique).

Bibliographie

1. G. Seguier et al. « Electronique de puissance : Cours et exercices corrigés, », 8ième édition, Dunod, 2004.
2. L. Lasne « Electronique de puissance : Cours études de cas et exercices corrigés, », Dunod, 2011.
3. D. Jacob « Electronique de puissance : Principe de fonctionnement, dimensionnement » Ellipses Marketing, 2008.
4. J. Laroche « Electronique de puissance-Convertisseurs : Cours et exercices corrigés, », Dunod 2005.
5. G. Seguier et al. « Electronique de puissance- structures, commandes et applications : Cours et exercices corrigés », 10ième édition, Dunod, 2020.
6. P. Mayé « Problèmes corrigés d'électronique de puissance » Dunod, 2013.