

Cours d'Électronique de Puissance

LEILA MERABET





FACULTE DE SCIENCE DE L'INGENIEUR
Université Badji Mokhtar Annaba
Département d'électrotechnique

Support de cours

d'électronique de puissance

Rédigé par:

Merabet.Leila

Enseignante au département d'électrotechnique

Avant-propos

Ce document est un support de cours d'électronique de puissance destiné essentiellement aux étudiants de master en d'électrotechnique. Il est destiné à accompagner le travail personnel de l'étudiant avec l'aide précieuse de l'enseignant.

Après un chapitre de rappel, sur les composants d'électroniques de puissance, les grandeurs périodiques non sinusoïdales et le régime transitoire ; nous avons consacré deux chapitres pour l'étude détaillée des montages redresseurs. Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des montages redresseurs monophasés. Le troisième chapitre étudie les montages redresseurs triphasés. Le quatrième chapitre est consacré à la conversion alternatif -alternatif (les gradateurs). La conversion DC – DC est détaillée dans le chapitre cinq. Le dernier chapitre évoque les onduleurs.

La lecture de ce cours nécessite des connaissances préalables, en électronique général, mathématiques et en physique générale. Nous espérons que, ce travail sera utile à tous ceux qui ont à apprendre, à enseigner ou à utiliser l'électronique de puissance.

Je tiens à remercier Mr Omeiri .A (Professeur au département d'électrotechnique, à l'université Badji Mokhtar, Annaba) ainsi que Mr SAAD .S, Mme Soltani. F et Mme Bensiali. N d'avoir examiné ce travail.

SOMMAIRE

CHAPITRE 1 : RAPPELS SUR LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE, REGIME TRANSITOIRES ET LES GRANDEURS PÉRIODIQUES NON-SINUSOÏDALES

- I.1 Introduction
- I.2 Les semi-conducteurs de puissance
- I.3 Rappels sur les régimes transitoires
- I.4 Rappel sur les grandeurs périodiques non sinusoidales

CHAPITRE II : LES MONTAGES REDRESSEURS MONOPHASES

- II.1 Généralités
- II.2 Commutation de redresseur
- II.3 Hypothèse simplificatrices pour l'étude
- II.4 Indice de commutation q du montage
- II.5 Indice de pulsation p de la tension redressée
- II.6 Nomenclature des montages redresseurs usuels
- II.7 Redresseurs monophasés
- II.8 Les montages redresseurs monophasés en pont

CHAPITRE III : LES MONTAGES REDRESSEURS TRIPHASES

- III. 1 Redresseur non commandé à point neutre triphasé P_3
- III. 2 Redresseur commandé à point neutre triphasé P_3
- III. 3 Redresseur non commandé en pont triphasé PD_3
- III. 4 Redresseur commandé en pont triphasé PD_3
- III. 5 Redresseur triphasé mixte
- III. 6 Grandeurs caractéristiques des montages parallèle et parallèle double

CHAPITRE IV : LES GRADATEURS CONVERTISSEUR AC- AC

- IV.1 Définition
- IV.2 Gradateur monophasé
 - IV.2.1 Débit sur charge résistive
 - IV.2.2 Débit sur charge résistive inductive
- IV.3 Gradateur triphasés
- IV.4 Gradateur triphasé tout thyristors
- IV. Variantes
- IV.6 Groupement de trois gradateurs monophasés
- IV.7 Gradateur triphasé mixte
- IV.8 gradateur commandé par train d'alternances

CHAPITRE V : LES HACHEURS CONVERTISSEURS DC- DC

- V. 1 Introduction
- V.2 hacheur dévolteur
 - V.2.1 Débit sur charge résistive

- V.2.2 Débit sur charge résistive et inductive
- V.2.3 Débit sur charge RLE
- V.3 Hacheur survolteur
- V.4 Hacheur réversible en courant
- V.5 Hacheur réversible en tension
- V.6 Hacheur réversible en courant et en tension

CHAPITRE VI : LES ONDULEURS AUTONOMES CONVERTISSEURS DC- AC

- VI. 1 Introduction
- VI. 2 Domaine d'utilisation des onduleurs
- VI. 3 Principe de l'onduleur monophasé en demi- pont
- VI. 4 Etude de l'onduleur de tension monophasé en pont
 - VI. 4.1 Commande réunie
 - VI. 4.2 Commande décalée
- VI. 5 Les onduleurs triphasés
 - VI. 5. 1 Principe de l'onduleur triphasé
 - VI. 5.2 Commande 120°
 - VI. 5.3 Commande 180°
- VI. 6. Commande à MLI

Annexe

- A. 1 Facteur de puissance et THD
- A. 2 Redresseur dodécaphasé
- A. 3 Problèmes réels posés par les redresseurs lors d'un fonctionnement normal

BIBLIOGRAPHIE

CHAPITRE 1

RAPPELS SUR LES SEMICONDUCTEURS DE PUISSANCE, RÉGIME TRANSITOIRES ET LES GRANDEURS PÉRIODIQUES NON-SINUSOÏDALES

I.1 Introduction

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

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

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

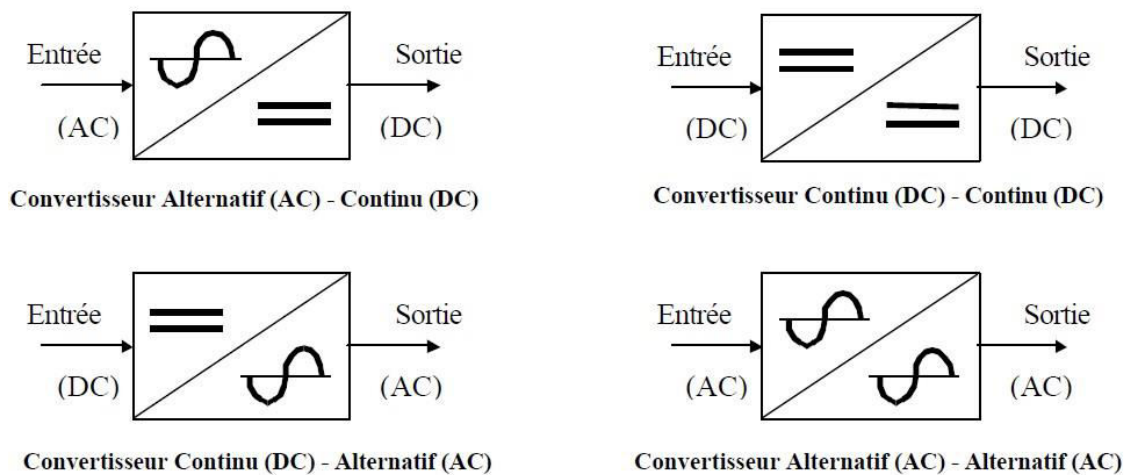


Figure I.1 Types de convertisseurs d'électronique de puissance

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

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

I-2 Les semi-conducteurs de puissance

a- Diodes

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

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

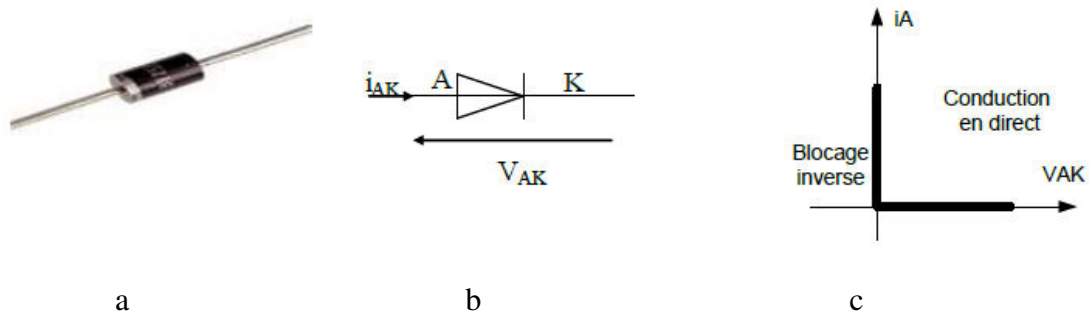


Figure I.2 : symbole et caractéristique idéale d'une diode

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

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

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

b- Thyristors

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

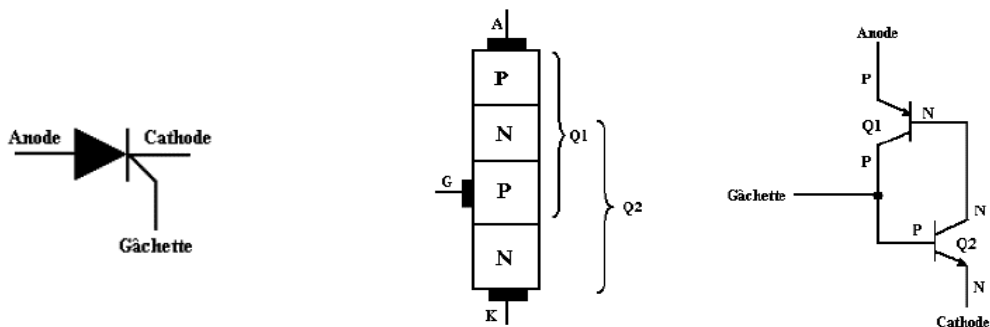


Figure I.3 : symbole d'un thyristor

• Caractéristiques statiques

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

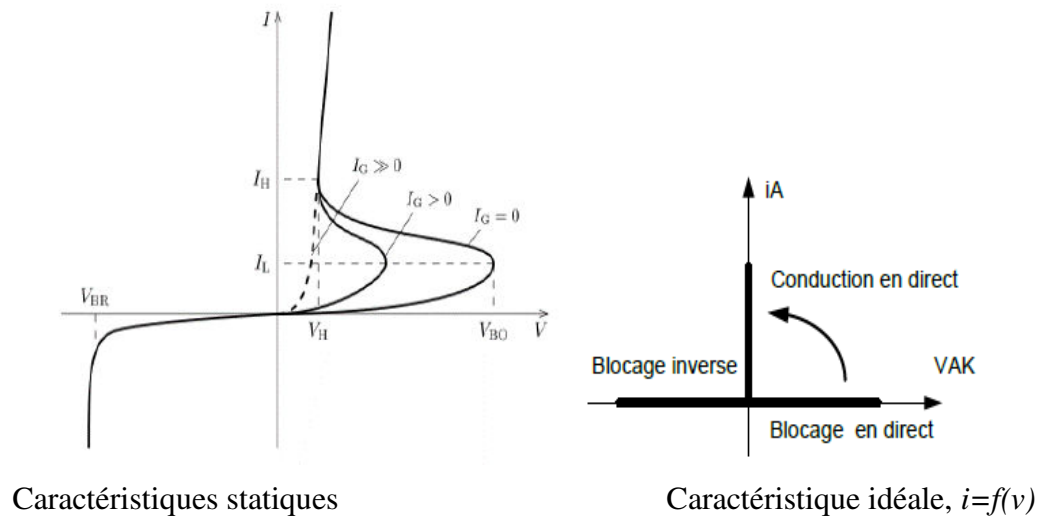


Figure I.4 : Caractéristiques d'un thyristor

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

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

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

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

- ✓ Les variations importantes de la tension (dv/dt) par un circuit RC.
- ✓ Les variations importantes du courant (di/dt) par une inductance L.
- Th : thyristor à protéger.
- L : inductance pour protéger contre les (di/dt).
- C : condensateur pour protéger contre les (dv/dt).
- R : protège le thyristor pendant la décharge de C.
- D : permet la charge rapide du condensateur.

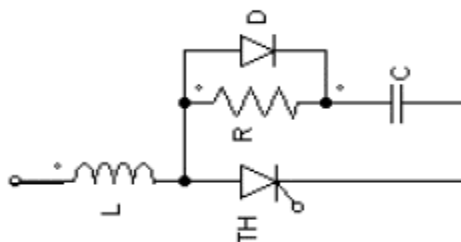


Figure I.5 : Circuit de protection d'un thyristor

c- GTO

Le thyristor GTO (gate turn-off), est un semi-conducteur dont la fermeture et l'ouverture peuvent être commandées par la gâchette. Son symbole représentatif (figure I.6) présente un tiret perpendiculaire à la connexion de gâchette qui signifie que le courant injecté dans le circuit gâchette-cathode peut être positif ou négatif. L'amorçage commandé du GTO (passage de OB à OA) est similaire à celui du thyristor classique. Toutefois, après amorçage, il est nécessaire de maintenir le courant de gâchette à une valeur légèrement positive pour assurer une bonne répartition du courant au sein du composant. Le blocage spontané par passage de la branche OA à la branche OD s'opère comme pour le thyristor classique si ce n'est qu'à partir du passage par le point O, il faut annuler le courant de gâchette, sinon on aurait un net accroissement du courant de fuite.

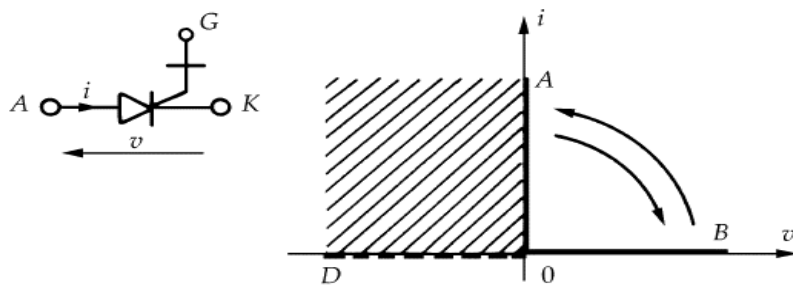
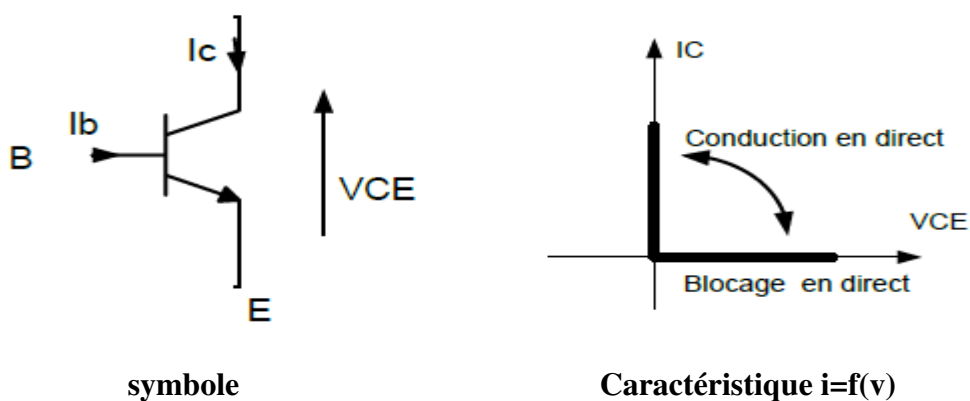


Figure I.6 : Caractéristiques d'un GTO

d- Transistor bipolaire

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



Interrupteur à 3 électrodes :

• Amorçage : $V_{CE} > 0$ ET $I_B > 0$ (amorçage commandé)

Base (B), Collecteur (C), émetteur (E)

• Blocage : $I_B = 0$ OU $V_{CE} \ll 0$ (blocage commandé)

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

e- Transistor à effet de champ (MOS-FET)

La grille métallique est isolée du substrat semi-conducteur par une couche d'oxyde d'où le nom de MOS (métal oxyde semi-conducteur). Par action sur la tension de commande V_{GS} on fait varier la section de passage de courant i du drain vers la source



courant.

Interrupteur à 3 électrodes Grille commandé)

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

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

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

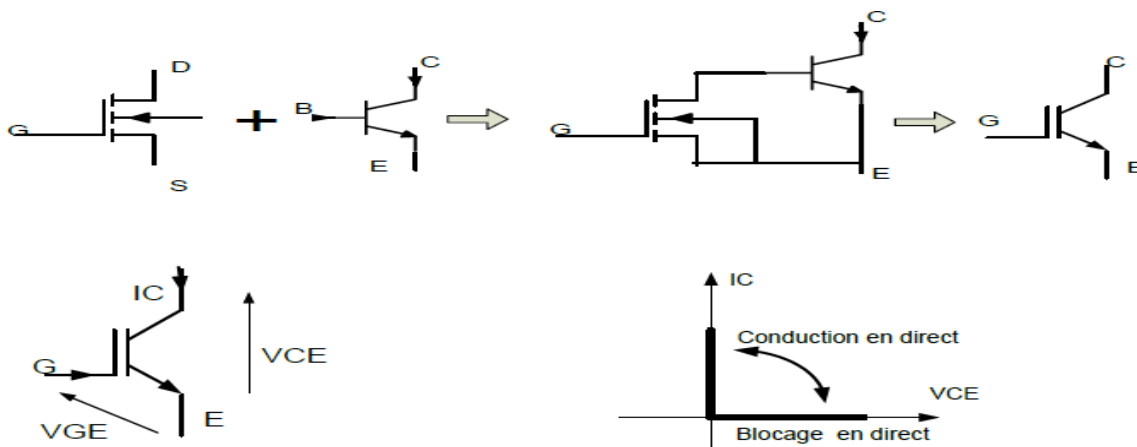
Symbole

Caractéristique $i=f(v)$

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

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

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



• Amorçage : $V_{CE} > 0$ ET $V_{GE} > 0$ (amorçage commandé)

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

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

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

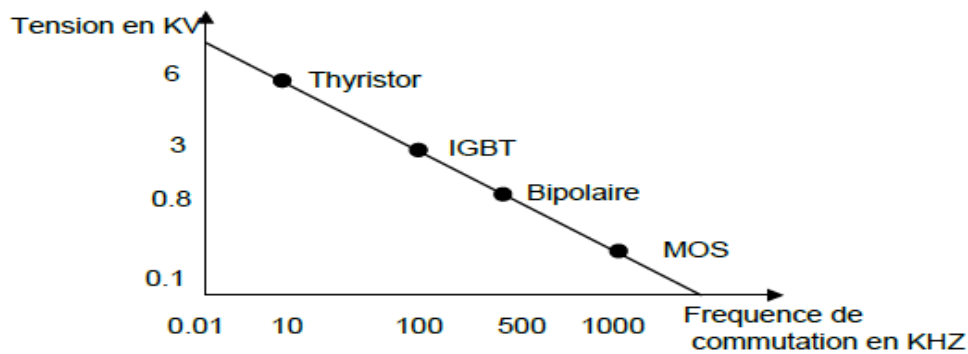


Figure 1.10 : emplacement de l'IGBT par rapport aux autres composants

I.3 RAPPEL SUR LES REGIMES TRANSITOIRES

1.3.1- Introduction

Un régime transitoire peut apparaître lors d'une modification d'un système. Pour un circuit électrique un régime transitoire apparaît par exemple à l'ouverture ou à la fermeture d'un interrupteur, à la modification de la tension ou de l'intensité délivrée par un générateur, au passage d'un signal continu à un signal périodique. La variable x est donnée par la solution d'une équation différentielle.

Cette solution est la somme de deux termes :

- 1^{er} terme : c'est la solution générale de l'équation homogène. Elle donne le régime libre x_l du circuit
- 2^{ème} terme : c'est la solution particulière de la solution non homogène. Elle donne le régime forcé x_f

$$x = x_l + x_f \quad \text{I.1}$$

La solution générale fait intervenir un nombre de constantes d'intégration égale à l'ordre de l'équation différentielle. Leurs valeurs sont déterminées par les conditions initiales.

Circuit dont l'équation différentielle est du 1^{er} ordre

Si x est la variable, l'équation s'écrit :

$$a \frac{dx}{dt} + bx = f(t) \quad \text{I.2}$$

La solution sera :

$$x(t) = (x_0 - x_{f0})e^{\frac{-b}{a}t} + x_f \quad \text{I.3}$$

Avec : x_0 , valeur de x à l'instant $t=0$

x_{f0} , valeur du terme forcé pour $t=0$

- Pour un circuit RL : $L \frac{di}{dt} + Ri = f(t) \quad \text{I.4}$

La solution de cette équation est : $i(t) = (i_0 - i_{f0})e^{-\frac{t}{\tau}} + i_f$ avec : $\tau = \frac{L}{R}$ I.5

• Pour un circuit RC : $R_c \frac{dU_c}{dt} + U_c = f(t)$ I.6

La solution de cette équation est : $i(t) = (U_{c0} - U_{cf0})e^{-\frac{t}{\tau}} + U_{cf}$ avec : $\tau = RC$ I.7

1.3.2- Etude de cas

a- Alimentation d'un circuit RL série avec une source de tension continue à travers un interrupteur

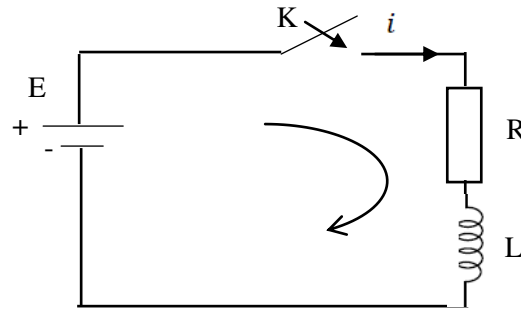


Figure I.11 : Alimentation d'un circuit RL avec une source de tension continue via un interrupteur

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = E \quad \text{I.8}$$

$$\Rightarrow i(t) = i_l(t) + i_f(t) \quad \text{I.9}$$

Composante libre :

$$Ri_l + L \frac{di_l}{dt} = 0 \Rightarrow i_l(t) = Ae^{-\frac{t}{\tau}} \text{ avec : } \tau = \frac{L}{R} \quad \text{I.10}$$

Composante forcée : $L \frac{di}{dt} + Ri_f = E \Rightarrow i_f = \frac{E}{R}$ I.11

b- Alimentation d'un circuit RL série avec une source de tension alternative.

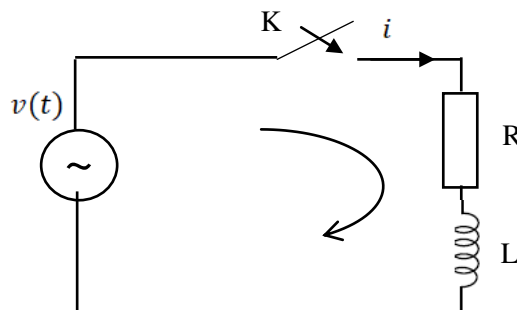


Figure I.12 : Alimentation d'un circuit RL avec une source de tension alternative via un interrupteur

$$Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = v_m \sin(\omega t) \quad \text{I.12}$$

$$\Rightarrow i(t) = i_l(t) + i_f(t) \quad \text{I.13}$$

Composante libre :

$$Ri_l + L \frac{di_l}{dt} = 0 \Rightarrow i_l = A e^{-\frac{t}{\tau}} \text{ avec : } \tau = \frac{L}{R} \quad \text{I.14}$$

Composante forcée :

$$Ri_f + L \frac{di_f}{dt} = v_m \sin(\omega t) \quad \text{I.15}$$

On calcul la composante forcée ou le régime permanent :

$$i_f(t) = \frac{v_m}{z} \sin(\omega t - \varphi) = I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{I.16}$$

$$\text{Avec } I_m = \frac{v_m}{z}$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{L\omega}{R}\right), \quad z = \sqrt{R^2 + X_L^2}, \text{ et } X_L = L\omega$$

$$i = A e^{-\frac{t}{\tau}} + I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{I.17}$$

Calcul de A (à partir de la condition initiale) : à $t = 0, i = 0 \Rightarrow A = I_m \sin(\varphi)$

$$\Rightarrow i(t) = I_m \sin(\varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} + I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{I.18}$$

c- Alimentation d'un récepteur inductif par une tension alternative à travers une diode :

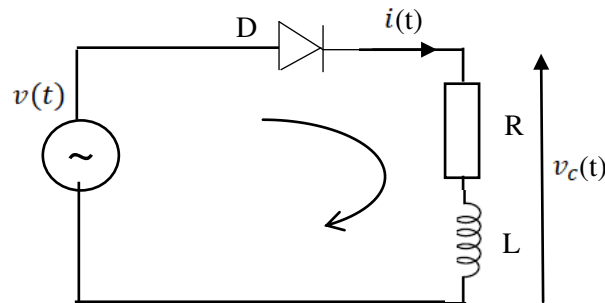


Figure I.13 : Alimentation d'un circuit RL avec une source de tension continue via une diode

Lorsque, $0 < t < t_1 \Rightarrow D$ est passante (elle est simulée à un interrupteur fermé) $\Rightarrow$

$$i(t) = I_m \sin(\varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} + I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{I.19}$$

Lorsque, $t_1 < t < T \Rightarrow D$ est bloquée (elle est simulée à un interrupteur ouvert) $\Rightarrow$

$$i(t) = 0$$

Remarque : L'inductance a la particularité d'emmagasiner de l'énergie, ce qui laisse passer le courant bien que la tension est devenue négative lorsque $t > \frac{T}{2}$ (voir figure). t_1 est grand lorsque L/R est plus grand.

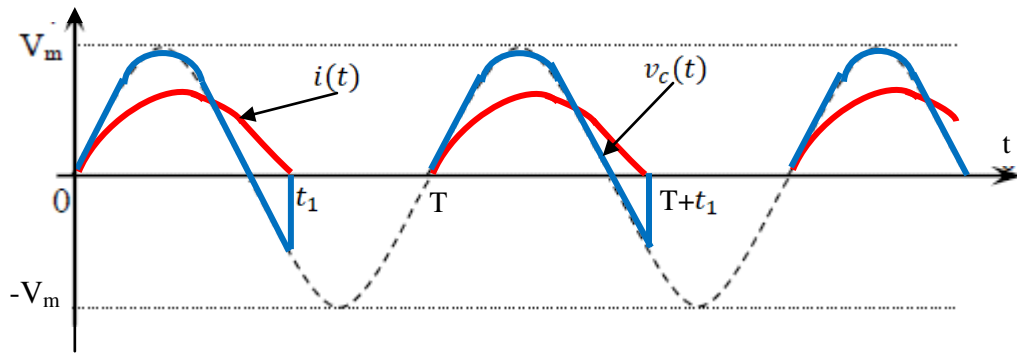


Figure I.14 : Formes d'ondes du courant et de la tension de charge (RL)

d- Alimentation d'un récepteur inductif par une tension alternative à travers une diode et une diode de roue libre

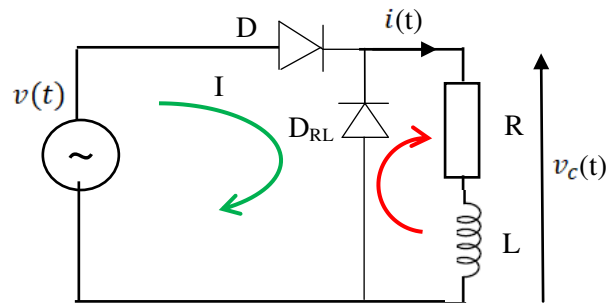


Figure I.15 : Alimentation d'un circuit RL avec une source de tension alternative via une diode et une D_{RL}

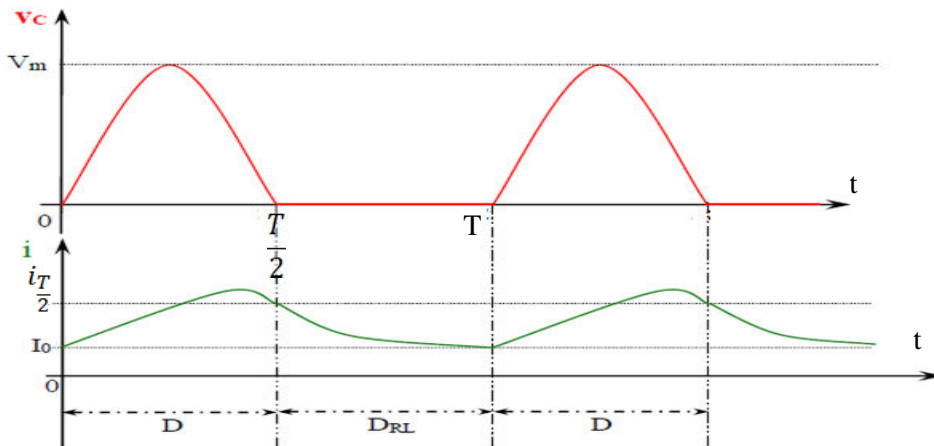


Figure I.16 : Formes d'ondes de la tension et du courant de charge pour un circuit RL avec une source de tension alternative via une diode et une D_{RL}

Lorsque, $0 < t < \frac{T}{2}, v(t) > 0 \Rightarrow D$ est passante (elle est simulée à un interrupteur fermé) $\Rightarrow$

$$Ri + L \frac{di}{dt} = v_m \sin(\omega t) \quad \text{I.20}$$

$$\Rightarrow i_1(t) = (i_0 + I_m \sin(\varphi)) e^{-\frac{t}{\tau}} + I_m \sin(\omega t - \varphi) \quad \text{I.21}$$

Lorsque, $\frac{T}{2} < t < T \Rightarrow D$ est bloquée et D_{RL} est passante $\Rightarrow$

$$Ri + L \frac{di}{dt} = 0 \quad \text{I.22}$$

$$i_2(t) = i_{\frac{T}{2}} e^{-\frac{(t-\frac{T}{2})}{\tau}} \quad \text{I.23}$$

A partir des conditions aux limites :

$$i_0 = i_{\frac{T}{2}} e^{-\frac{(T)}{2\tau}} \quad \text{I.24}$$

$$i_{\frac{T}{2}} = (i_0 + I_m \sin(\varphi)) e^{-\frac{T}{2\tau}} + I_m \sin(\varphi) \quad \text{I.25}$$

$$\Rightarrow i_0 = I_m \sin(\varphi) \left(\frac{e^{-\frac{T}{2\tau}} + e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \quad \text{I.26}$$

$$\text{Et } i_{\frac{T}{2}} = I_m \sin(\varphi) \left(\frac{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) \quad \text{I.27}$$

e- Alimentation d'un récepteur RC parallèle par une tension alternative à travers une diode

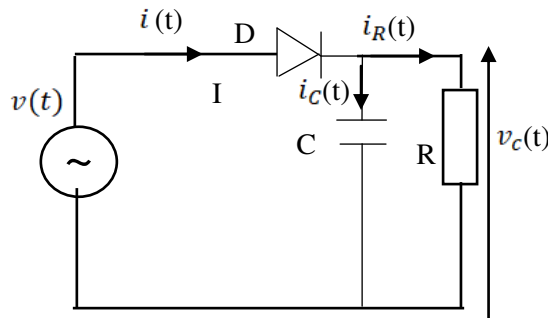


Figure I.17 : Alimentation d'un circuit RC parallèle avec une source de tension alternative via une diode

Le condensateur C assure le filtrage de la tension redressée alimentant R.

La diode est passante lorsque ; $v(t) > v_{cmoy}$

Tant que la tension d'alimentation $(t) < v_{cmoy}$, la diode est bloquée. Elle devient passante à l'instant à l'instant $t = t_0$; $v_m \sin(\omega t_0) = v_{cmoy}$

Pour $t_0 < t < t_1$ le condensateur se charge et on aura :

$$v_m \sin(\omega t) = v_{cmoy}$$

$$i = i_R + i_C \quad \text{I.28}$$

$$\text{Avec : } i_R = \frac{v_m}{R} \sin(\omega t) \text{ et } i_C = C \frac{dv(t)}{dt} = (C\omega)v_m \cos(\omega t) \quad \text{I.29}$$

$$\Rightarrow i = \frac{v_m}{R} \sin(\omega t) + (C\omega)v_m \cos(\omega t) \quad \text{I.30}$$

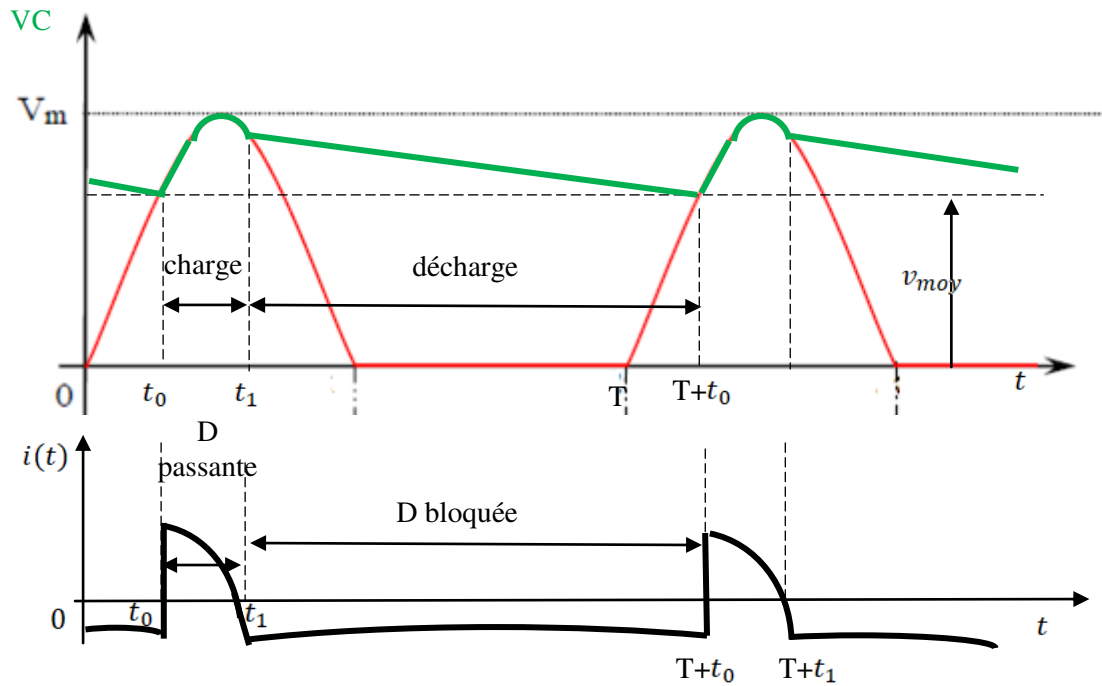


Figure I.18 : Formes d'ondes de la tension et du courant de charge pour un circuit RC avec une source de tension alternative via une diode

La conduction cesse quand i s'annule (tend vers une valeur négative) donc pour $t = t_1$

$$\Rightarrow \sin(\omega t_1) = -RC\omega(\cos(\omega t_1)) \Rightarrow \omega t_1 = \arctg(-RC\omega) \quad \text{I.31}$$

Pour $t_1 < t < t_0 + T$, le condensateur se décharge dans R et $v_c(t)$ atteint la valeur de v_{cmoy} et le cycle recommence on aura :

$$v_c(t) = v_m \sin(\omega t_1) e^{-(t-t_1)/\tau} \text{ avec : } \tau = RC\omega \quad \text{I.32}$$

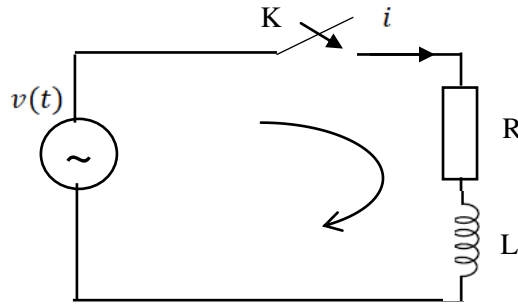
Pour déterminer l'instant t_1 (fin de la charge), on utilise la condition à la limite :

$$v_c(T + t_0) = v(t_0) \quad \text{I.33}$$

$$v_m \sin(\omega t_1) e^{-(T+t_0-t_1)/\tau} = v_m \sin(\omega t_0) \quad \text{I.34}$$

Exemple 1 : Soit un circuit RL série alimenté par une source de tension alternative à travers un interrupteur K, (voir figure si- dessous).

Calculer et tracer le courant $i(t)$. $R=10 \Omega$; $L=0.1H$; $V_m = 100V$; $f = 50Hz$;



Solution

$$i(t) = i_l(t) + i_f(t)$$

$$i(t) = I_m \sin(\varphi) e^{-\frac{t}{\tau}} + I_m \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\tau = \frac{L}{R} = 0.01$$

$$I_m = \frac{v_m}{z} = \frac{100}{\sqrt{10^2 + (31.4)^2}} = \frac{100}{32.95} = 3A$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{L\omega}{R}\right) = 73^\circ$$

$$\Rightarrow i(t) = 2.87e^{-\frac{t}{\tau}} + 3 \sin(314t - 73^\circ)$$

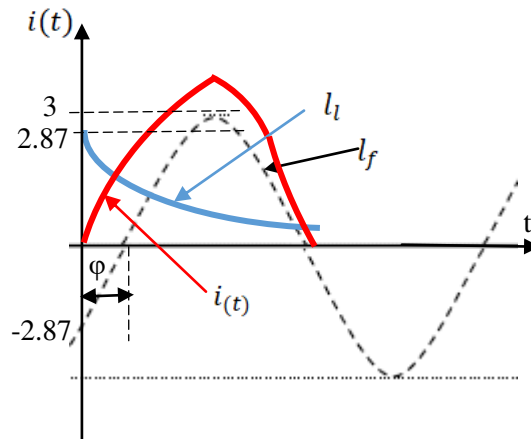


Figure I.19 : Composante libre et forcée du courant de charge pour un circuit RL série alimenté par une source de tension alternative à travers un interrupteur K.

I.4 RAPPELS SUR LES GRANDEURS PÉRIODIQUES NON-SINUSOÏDALES

a- La série de Fourier d'une fonction périodique

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

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

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

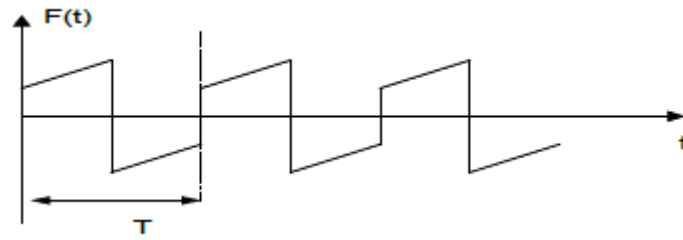


Figure I.20 : signal périodique

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

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

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

$$f(t) = A_0 + [(A_1 \cos(\omega t) + B_1 \sin(\omega t)) + (A_2 \cos(\omega t) + B_2 \sin(\omega t)) + \dots + (A_n \cos(\omega t) + B_n \sin(\omega t))]$$

I.35

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

I.36

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

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

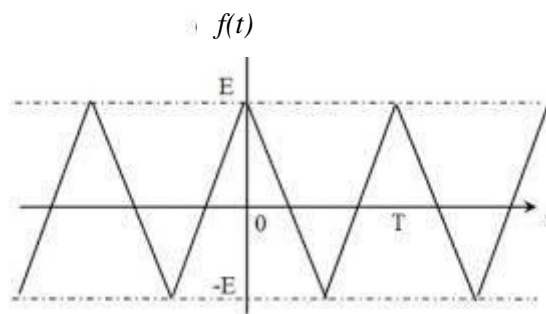


Figure I.21 : signal périodique paire

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

I.37

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

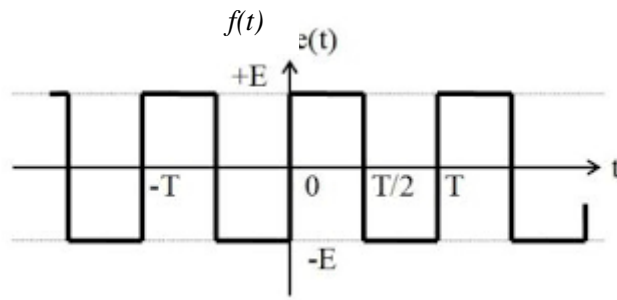


Figure I.22 : signal périodique impaire

$$\Rightarrow \begin{cases} A_n = 0 \\ B_n = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(t) \sin(n\omega t) dt \end{cases} \quad \text{I.38}$$

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

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

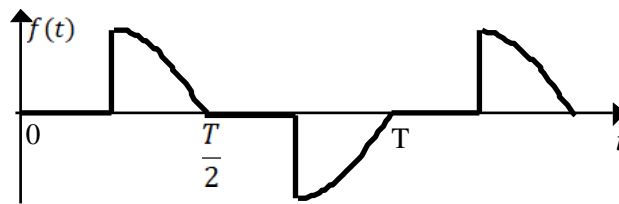


Figure I.23 : signal périodique avec une symétrie de glissement

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

$$\bullet \quad A_2 = A_4 = A_6 = \dots = 0 \quad \text{I.39}$$

$$\bullet \quad B_2 = B_4 = B_6 = \dots = 0 \quad \text{I.40}$$

Remarque :

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

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

La série de Fourier peut donc s'écrire :

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

I.41

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

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

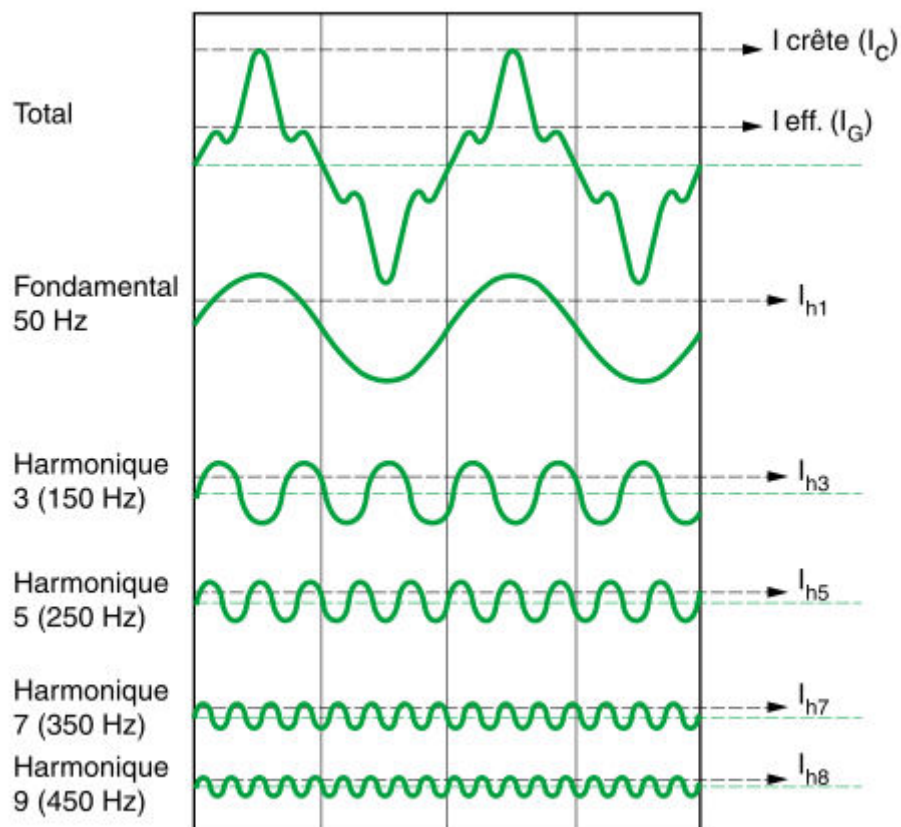


Figure I.24 Exemple d'un courant décomposé en composante fondamentale et harmoniques

Exemple 2

Décomposer en série de Fourier la tension à la sortie d'un redresseur monophasé simple alternance.

$$v_c(\theta) = \begin{cases} u_m \sin(\theta) & 0 \leq \theta \leq \pi \\ 0 & \pi < \theta < 2\pi \end{cases} \quad \text{avec } \theta = \omega t$$

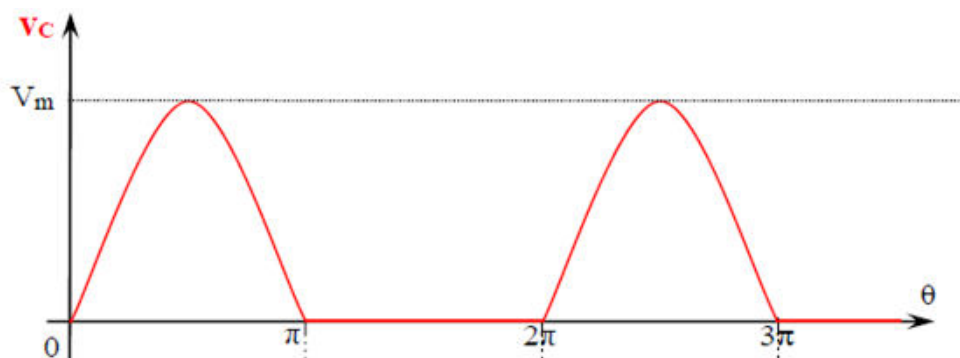


Figure I.25.a Tension à la sortie d'un redresseur monophasé simple alternance

Solution

Afin de faire apparaître une symétrie, on positionne l'axe des ordonnées au centre de l'alternance (voir figure I.25.b); ainsi le signal sera paire.

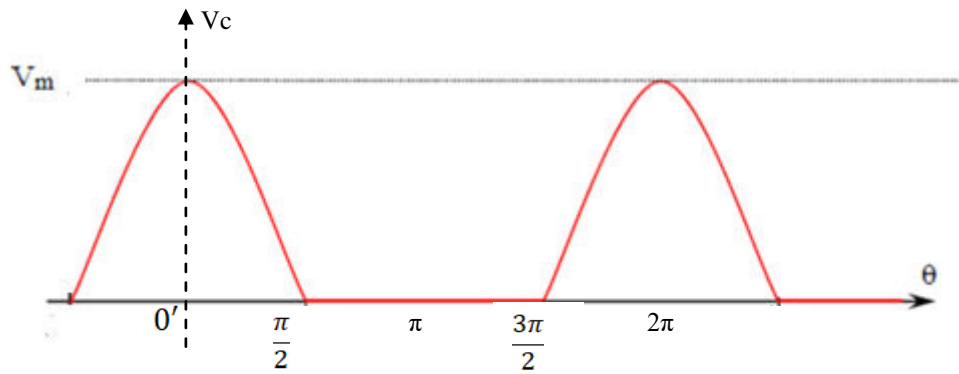


Figure I.25.b

$$\Rightarrow \begin{cases} A_0 = v_{cmoy} \\ A_n \neq 0 \\ B_n = 0 \end{cases}$$

$$v_{cmoy} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi v_m \sin(\theta) d\theta = \frac{v_m}{2\pi} [(-\cos(\theta))]_0^\pi = \frac{v_m}{2\pi} (-\cos(\pi) + \cos(0)) = \frac{v_m}{\pi}$$

$$\begin{aligned} A_n &= \frac{2 \times 2}{2\pi} \int_0^{\pi/2} v_m \cos(\theta) \cos(n\theta) d\theta \\ &= \frac{v_m}{\pi} \left[\int_0^{\pi/2} \cos((n-1)\theta) d\theta - \int_0^{\pi/2} \cos((n+1)\theta) d\theta \right] \\ &= \frac{v_m}{\pi} \left[\left(\frac{1}{n-1} \sin(n-1)\theta - \frac{1}{n+1} \sin(n+1)\theta \right) \right]_0^{\pi/2} \end{aligned}$$

Pour $n=1$, on a une forme indéterminée.

On calcule A_1 , comme suite :

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{2v_m}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} \cos(\theta) \cos(\theta) d\theta \\ &= \frac{2v_m}{\pi} \int_0^{\pi/2} (\cos(\theta))^2 d\theta = \frac{2v_m}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\frac{1 + \cos(2\theta)}{2} \right) d\theta = \frac{2v_m}{\pi} \left[\frac{\theta}{2} + \frac{1}{4} \sin 2\theta \right]_0^{\pi/2} = \frac{v_m}{2} \end{aligned}$$

$$\text{Pour } n \neq 1 \Rightarrow A_n = \frac{v_m}{\pi} \left[\left(\frac{1}{n-1} \sin(n-1)\theta - \frac{1}{n+1} \sin(n+1)\theta \right) \right]_0^{\pi/2}$$

Si $n \neq 1$ et impaire (3, 5, 7, ...) $\Rightarrow A_n = 0$

$$\text{Si } n \text{ est paire (2, 4, 6, ...) } \Rightarrow A_n = \frac{v_m}{\pi} \left[\left(\frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right) \right] = \frac{v_m}{\pi} \left[\left(\frac{2}{(n-1)(n+1)} \right) \right]$$

$$\text{Ainsi ; } A_2 = \frac{v_m}{\pi} \left[\frac{2}{3} \right], A_4 = \frac{v_m}{\pi} \left[\frac{2}{15} \right]$$

⇒

$$v_c(\theta) = \frac{v_m}{\pi} + \frac{v_m}{2} \sin\theta + \frac{v_m}{\pi} \left(\frac{2}{3}\right) \cos 2\theta + \frac{v_m}{\pi} \left(\frac{2}{15}\right) \cos 4\theta + \dots \frac{v_m}{\pi} \left[\frac{2}{(n-1)(n+1)}\right] \cos n\theta, \text{ avec } n = 2k \text{ (} k = 1, 2, 3 \dots \text{)}$$

Exemple 3

Soit un redresseur PD3 qui alimente une inductance infiniment grande. Développer en série de Fourier le courant au secondaire du transformateur donné par la figure ci-dessous.

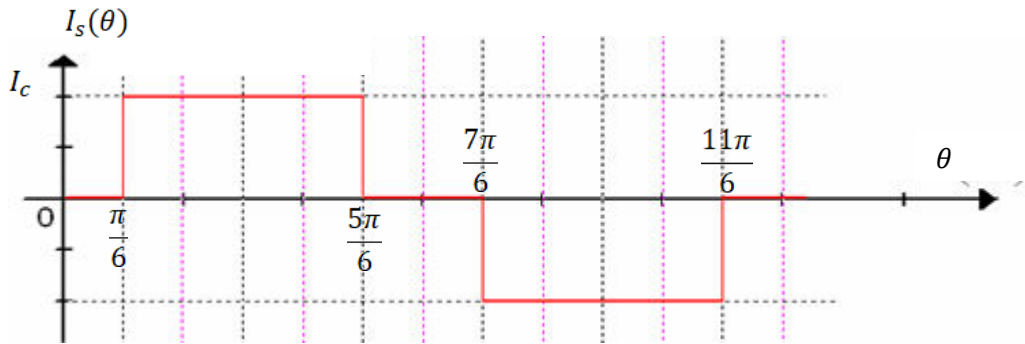


Figure I.26 Courant au secondaire du transformateur pour un montage PD3

Solution

Le signal présente une symétrie par rapport à l'origine et une symétrie de glissement ; ainsi on a :

$$\begin{cases} A_0 = 0 \\ A_n = 0 \\ n \text{ paire } n' \text{ existe pas} \end{cases}$$

$$B_n = \frac{4}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} I_c \sin(n\omega t) = \frac{4}{n\pi} I_c \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right)$$

$$\Rightarrow I_s(\theta) = 1.103 I_c \left(\sin(\omega t) - \frac{\sin(5\omega t)}{5} - \frac{\sin(7\omega t)}{7} + \frac{\sin(11\omega t)}{11} + \frac{\sin(13\omega t)}{13} - \frac{\sin(17\omega t)}{17} - \dots \right)$$

$$\text{Si on pose : } \Rightarrow I_{1eff} = \frac{1.103 I_c}{\sqrt{2}}$$

$$\Rightarrow I_s(\theta) = \sqrt{2} I_{1eff} \left(\sin(\omega t) - \frac{\sin(5\omega t)}{5} - \frac{\sin(7\omega t)}{7} + \frac{\sin(11\omega t)}{11} + \frac{\sin(13\omega t)}{13} - \frac{\sin(17\omega t)}{17} - \dots \right)$$

On peut représenter le spectre d'harmoniques suivant :

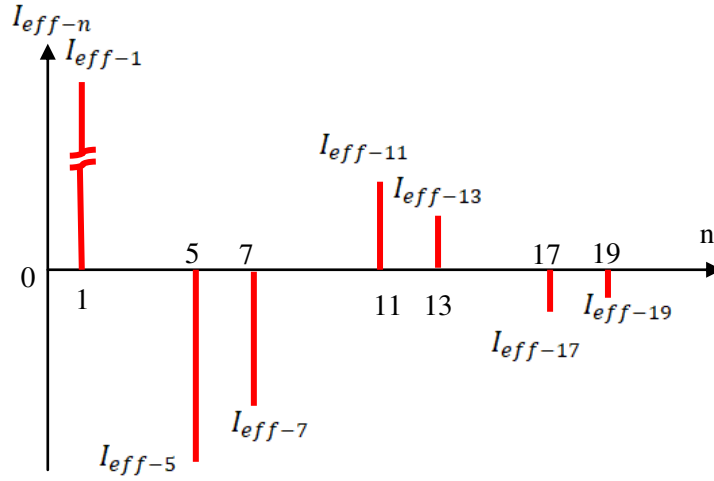


Figure I.27 Spectre du courant secondaire pour un montage PD3

b- Valeur moyenne

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

$$f_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad \text{I.42}$$

c- Valeur efficace (Root mean square, RMS)

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

$$f_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T f(t)^2 dt} \quad \text{I.43}$$

Pour un signal écrit en série de Fourier

$$f_{eff} = \sqrt{f_{moy}^2 + f_{1eff}^2 + f_{2eff}^2 + \dots + f_{neff}^2} \quad \text{I.44}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} f_{moy} = A_0 \\ f_{1eff} = \frac{\sqrt{A_1^2 + B_1^2}}{\sqrt{2}} \\ \vdots \\ f_{neff} = \frac{\sqrt{A_n^2 + B_n^2}}{\sqrt{2}} \end{cases} \quad \text{I.45}$$

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

Exemple 4

Calculer la valeur efficace du courant en créneaux suivant (voir figure I.28):

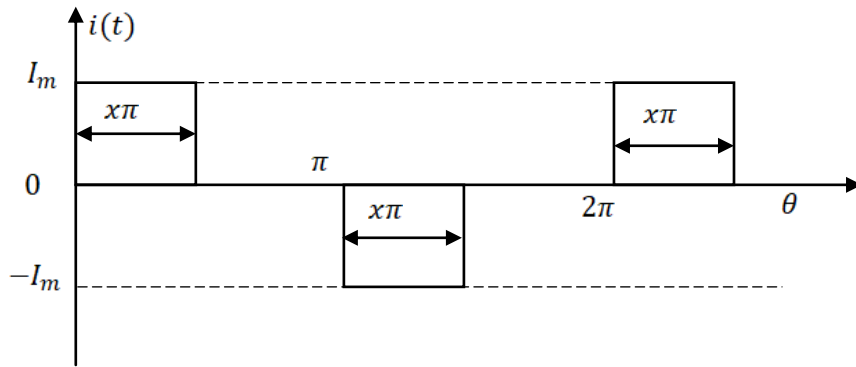


Figure I.28

avec: $0 < x < 1$

Solution :

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_s(\theta))^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{x\pi} (I_m^2) d\theta} = I_m \sqrt{x}$$

d- Facteur de forme

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

$$f_F = \frac{I_{eff}}{I_{moy}} \quad \text{I.46}$$

Exemple 5

Reprenez l'exemple 1 et calculez le facteur de forme

Solution

$$I_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{xT}{2}} I_m dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{xT}{2} + \frac{T}{2}}^T I_m dt = I_m x$$

$$f_F = \frac{I_m \sqrt{x}}{I_m x} = \frac{\sqrt{x}}{x} = \frac{1}{x}$$

e- Puissance active, puissance apparente et facteur de puissance

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

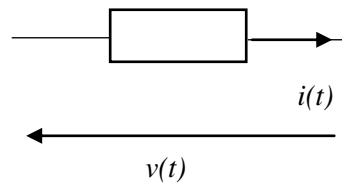


Figure I. 29 dipôle alimenté par une tension alternative

$$p = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad [\text{Watt}] \quad \text{I.47}$$

- **Puissance apparente** : La puissance apparente S est le produit des valeurs efficaces de la tension et du courant : $S = v_{eff}i_{eff} \quad [\text{VA}]$ I.48

- **Facteur de puissance** : On appelle facteur de puissance, le rapport entre la puissance active et la puissance apparente. $FP = \frac{P}{S}$ I.49

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

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

Exemple 6

Soit une source d'alimentation de tension alternative parcourue par un courant en créneaux rectangulaire, (voir figure I. 30)

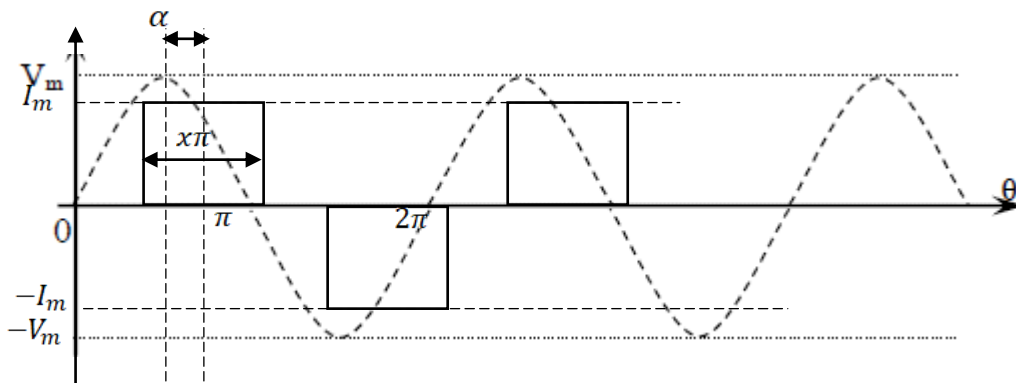


Figure I. 30

Exprimer le facteur de puissance en fonction de x et α ; sachant que : $0 < x < 1$ et $0 < \alpha < 1$

Solution

$$i(\theta) = \begin{cases} I_m & \frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2} < \theta < \frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2} \\ -I_m & \frac{3\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2} < \theta < \frac{3\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2} \\ 0 & \frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2} < \theta < \frac{3\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2} \end{cases}$$

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

$$u_{eff} = u_m / \sqrt{2}$$

$$I_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i(\theta))^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2}} (I_m^2) d\theta} = I_m \sqrt{x}$$

$$\Rightarrow S = u_m I_m \sqrt{\frac{x}{2}}$$

$$p = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta) i(\theta) d\theta$$

$$p = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2}} u_m \sin(\theta) I_m d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{3\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2}}^{\frac{3\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2}} u_m \sin(\theta) (-I_m) d\theta$$

$$p = \frac{u_m I_m}{2\pi} [-\cos(\theta)]_{\frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2}} + [\cos(\theta)]_{\frac{3\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2}}^{\frac{3\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2}}$$

$$p = \frac{u_m I_m}{2\pi} \left[-\cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2}\right) + \cos\left(\frac{3\pi}{2} + \alpha + \frac{\pi x}{2}\right) - \cos\left(\frac{3\pi}{2} + \alpha - \frac{\pi x}{2}\right) \right]$$

$$\text{Après simplification : } p = \frac{2u_m I_m}{\pi} \cos(\alpha) \sin\left(\frac{x\pi}{2}\right)$$

$$\Rightarrow FP = \frac{P}{S} = \frac{2u_m I_m}{\pi} \cos(\alpha) \sin\left(\frac{x\pi}{2}\right) \frac{\sqrt{2}}{u_m I_m \sqrt{x}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi\sqrt{x}} \cos(\alpha) \sin\left(\frac{x\pi}{2}\right)$$

$$\text{Pour } \begin{cases} x = 1 \\ \alpha = 0 \end{cases} \Rightarrow FP = 0.9$$

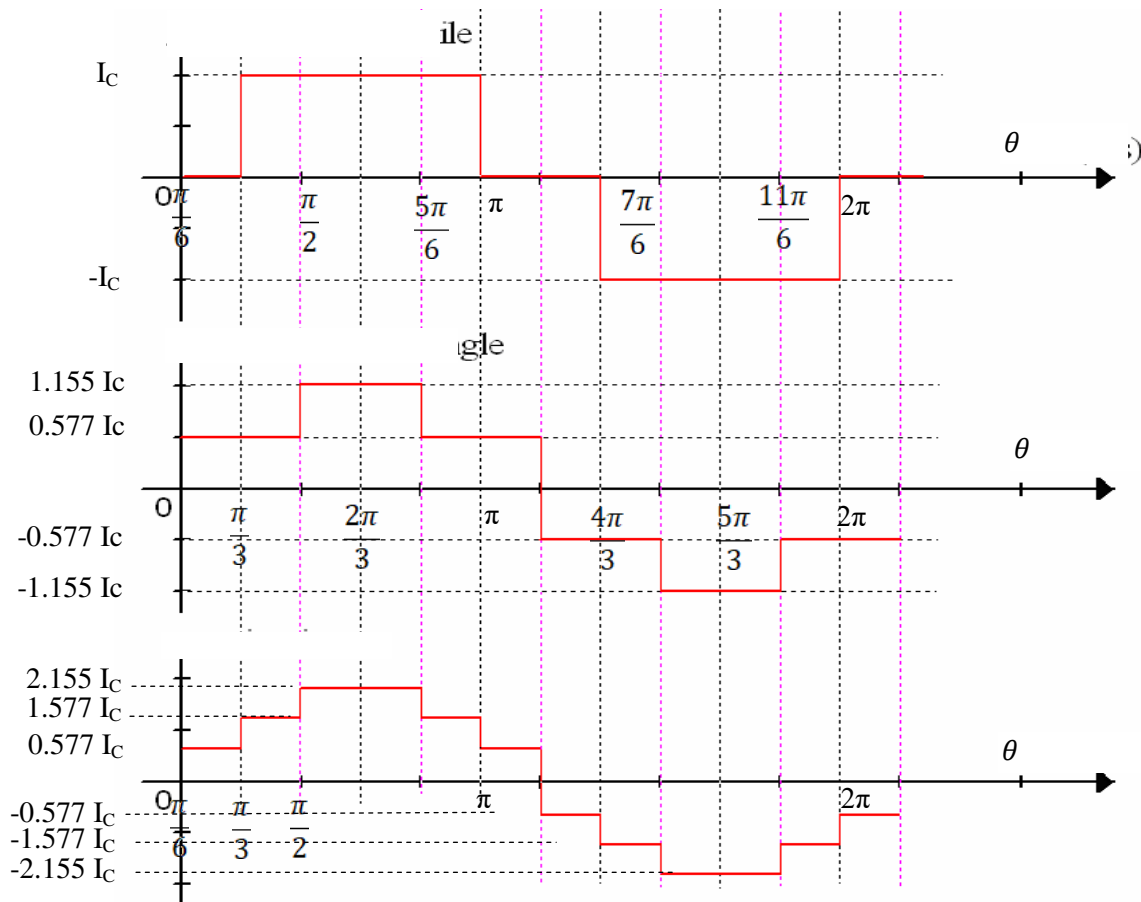
$$\text{Pour } \begin{cases} x = 1/3 \\ \alpha = 0 \end{cases} \Rightarrow FP = 0.78$$

$$\text{Pour } \begin{cases} x = 2/3 \\ \alpha = 0 \end{cases} \Rightarrow FP = 0.955$$

$$\text{Pour } \begin{cases} x = 1 \\ \alpha = 1 \end{cases} \Rightarrow FP = 0.9$$

Exercice proposé

Décomposer en série de Fourier les courants suivants ; sachant que la fréquence : $f=50\text{Hz}$



CHAPITRE 2

LES MONTAGES REDRESSEURS MONOPHASES

II.1 Généralités

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

Pour obtenir une tension continue, on redresse un ensemble de q tensions alternatives, d'ordinaire supposées sinusoïdales et formant un système polyphasé équilibré (nombre de phases q). On utilise un ou deux groupes de diodes qui peuvent être à cathode communes ou à anodes communes.

- Commutateurs à cathodes communes 'plus positif '

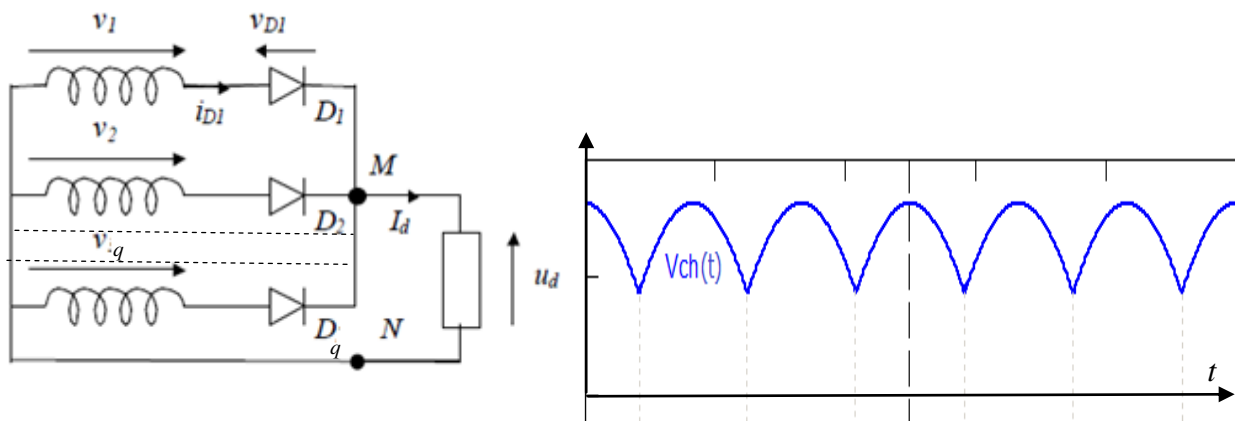


Figure II.1 Commutateur à cathodes communes

- Commutateurs à anodes communes 'plus négatif '

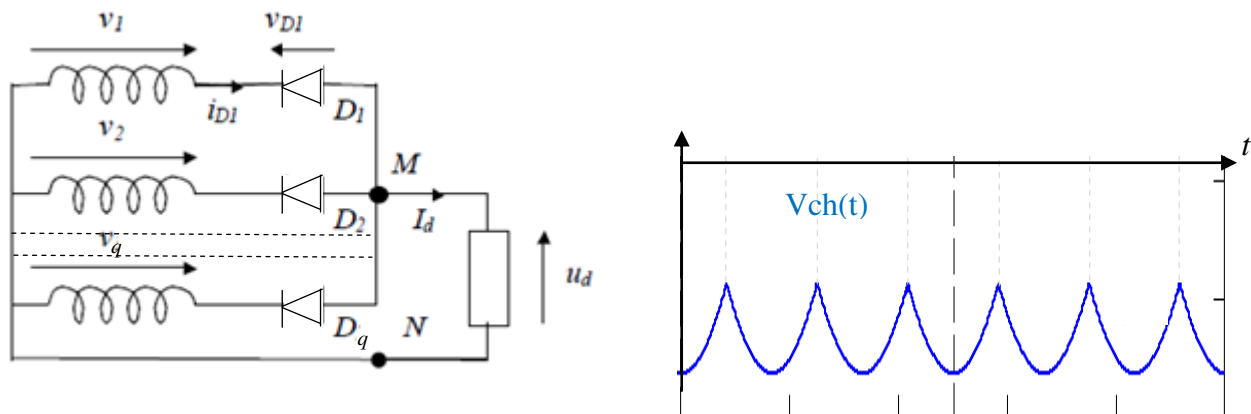


Figure II.2 Commutateurs à anodes communes

On distingue trois types de montages :

- **P_q** : Redresseur parallèle (simple voie) ;
- **PD_q** : Redresseur parallèle double "en pont"
- **S_q** : Redresseur série

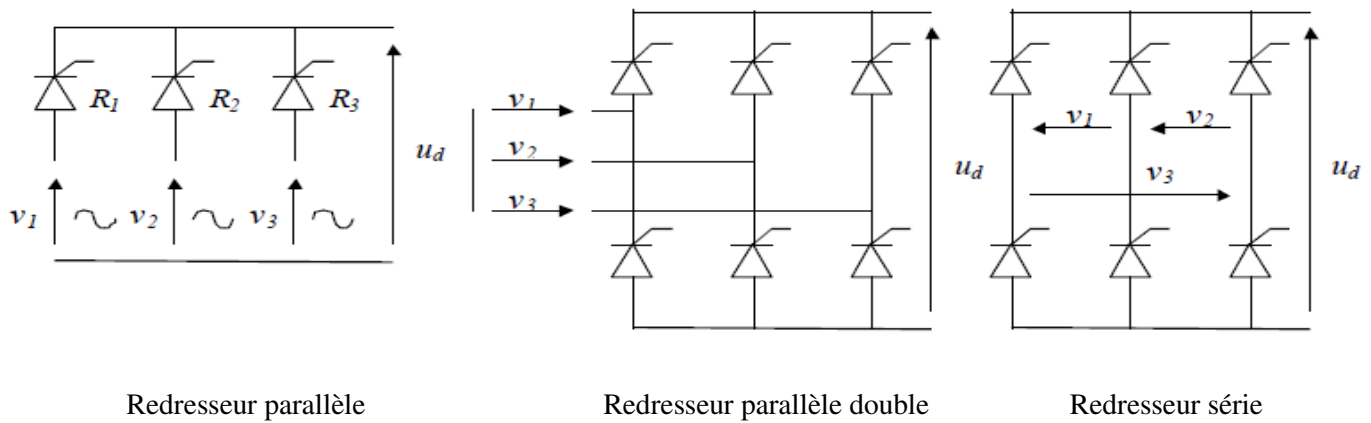


Figure II.3 Types de montages redresseurs

II.2 Commutation des redresseurs

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

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

- **Commutation par la charge ou par la source** (dite également **commutation naturelle**) lorsque ce sont des conditions extérieures (et donc naturelles) au convertisseur (tensions ou f.e.m. de la charge ou de la source) qui contraignent au blocage du redresseur conducteur quand un nouveau redresseur s'enclenche, [3].
- **Auto-commutation (ou commutation forcée)** lorsque le redresseur est commandé quelles que soient les conditions extérieures (charge ou source).

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

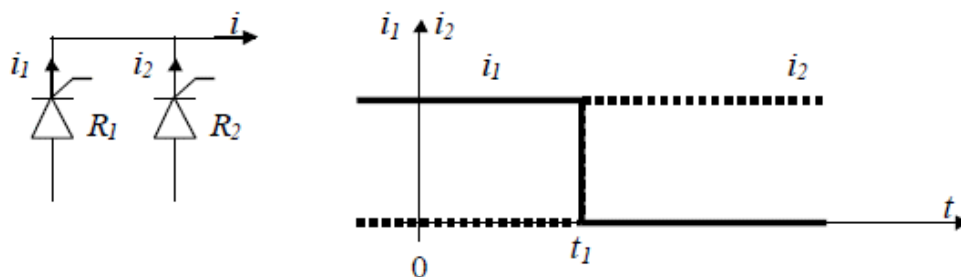


Figure II.4 phénomène de commutation

II.3 Hypothèses simplificatrices pour l'étude

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

Lors de l'étude on supposera :

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

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

II.4 Indice de commutation q du montage.

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

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

L'indice de pulsation p donne le nombre de portions de sinusoïde par période de la tension redressée. Par exemple, pour le montage PD3, nous verrons que l'indice de pulsation est égal à 6 (la tension redressée se compose de six portions par période).

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

- a. Montages parallèle :
 - Redresseur monophasé à point milieu ou biphasé simple alternance, P2
 - Redresseur triphasé à point neutre (simple alternance), P3
 - Redresseur hétérophasé simple alternance, P6
- b. Montages parallèle double :
 - Redresseur monophasé en pont de Graetz, PD2
 - Redresseur triphasé en pont, PD3
- c. Montages série :
 - Redresseur triphasé série, S3
- d. Montage redresseur dodécaphasé

II-7 Redressement monophasés :

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

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

a- Montage

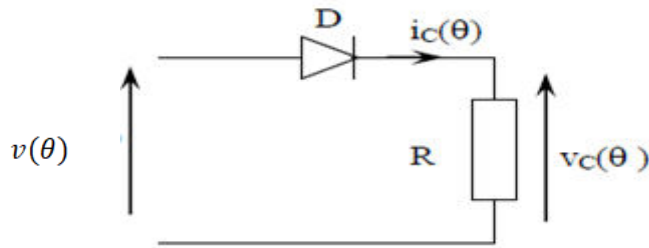


Figure II.5 : Montage simple alternance non commandé alimentant une charge résistive

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

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

D est passante (polarisée en directe)

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

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

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

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

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

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

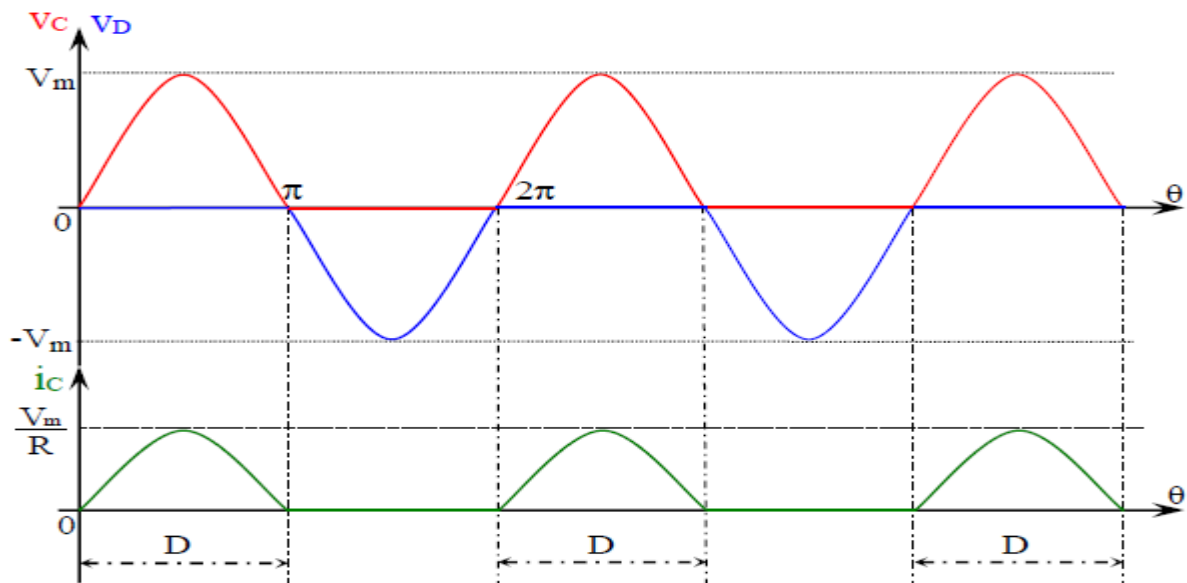


Figure II.6 : Forme d'ondes pour un redresseur monophasé simple alternance non commandé

d- Valeur moyenne de la tension v_c

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

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

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

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

a- Montage

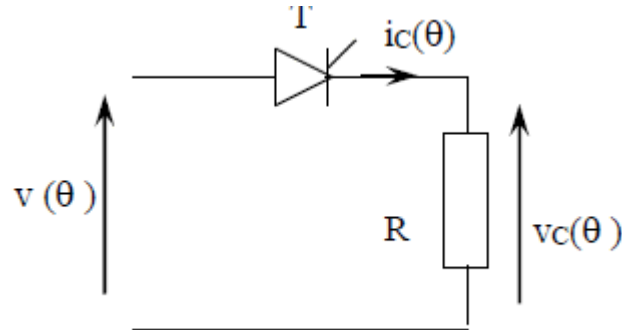


Figure II.7 : Montage redresseur monophasé simple alternance commandé (Débit sur charge résistive)

b- Analyse du fonctionnement

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

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

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

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

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

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

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

$$i_c(\theta) = 0 \text{ et } v_c(\theta) = 0.$$

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

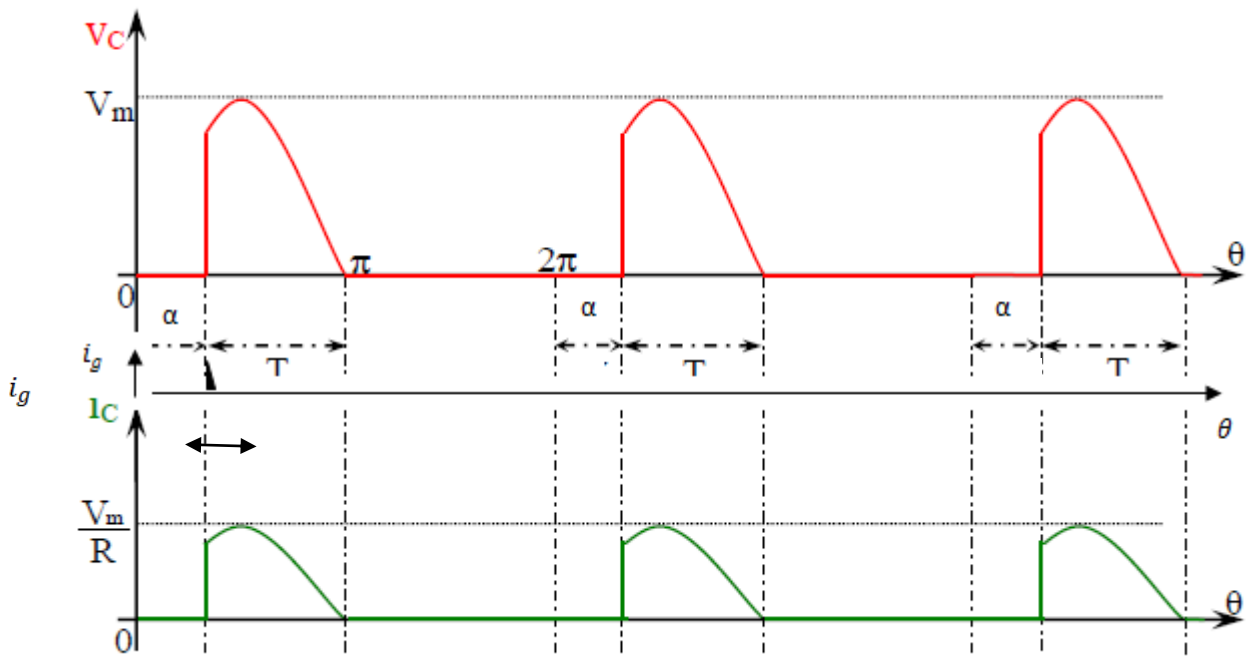


Figure II.8 : Forme d'ondes pour un montage simple alternance commandé (débit sur charge résistive)

d- Valeur moyenne de la tension v_c

La valeur moyenne de la tension de charge est :

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

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

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

a- Montage

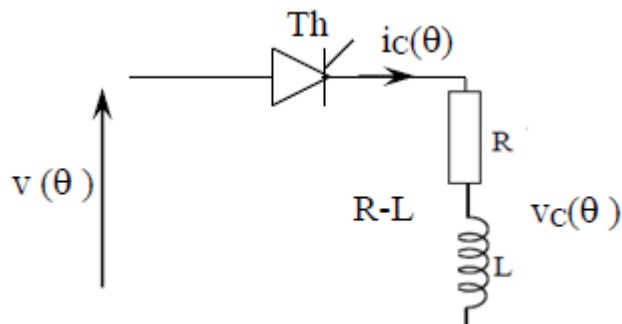


Figure II.9 : Montage redresseur monophasé simple alternance commandé alimentant une charge inductive

b- Analyse du fonctionnement

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

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

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

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

• Pour $\alpha < \omega t < \beta$:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Le thyristor est bloqué lorsque :

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

On peut résoudre cette équation graphiquement ou par la méthode des abaques, [1] (voir figure II.20).

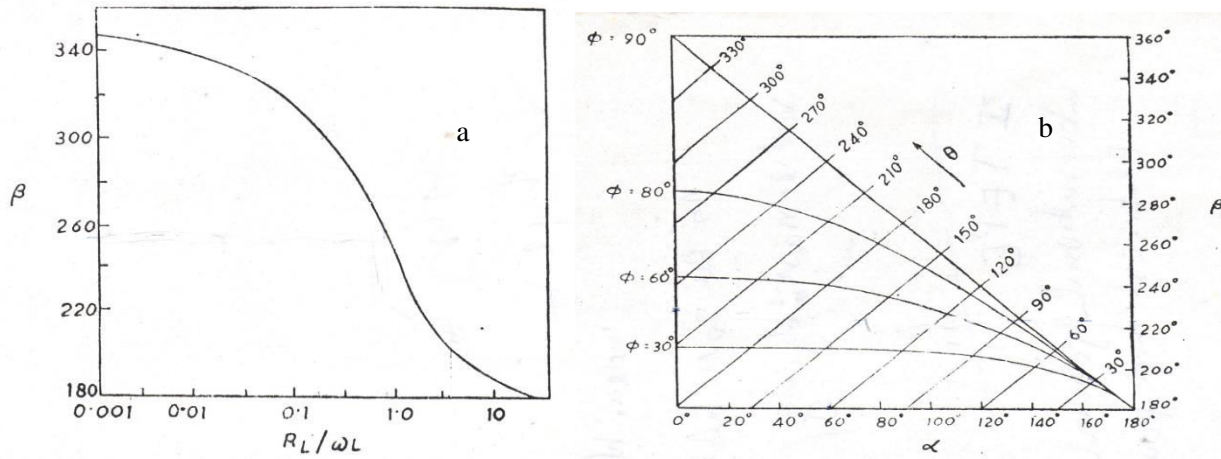


Figure II.20 Méthode des abaques pour la détermination de l'angle d'extinction β

a- Montage redresseur monophasé simple alternance non commandé

b- Montage redresseur monophasé simple alternance commandé

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

• Pour $\beta < \theta < 2\pi + \alpha$: Th bloqué

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

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

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

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

Remarque :

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

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

d- Formes d'ondes des différentes grandeurs

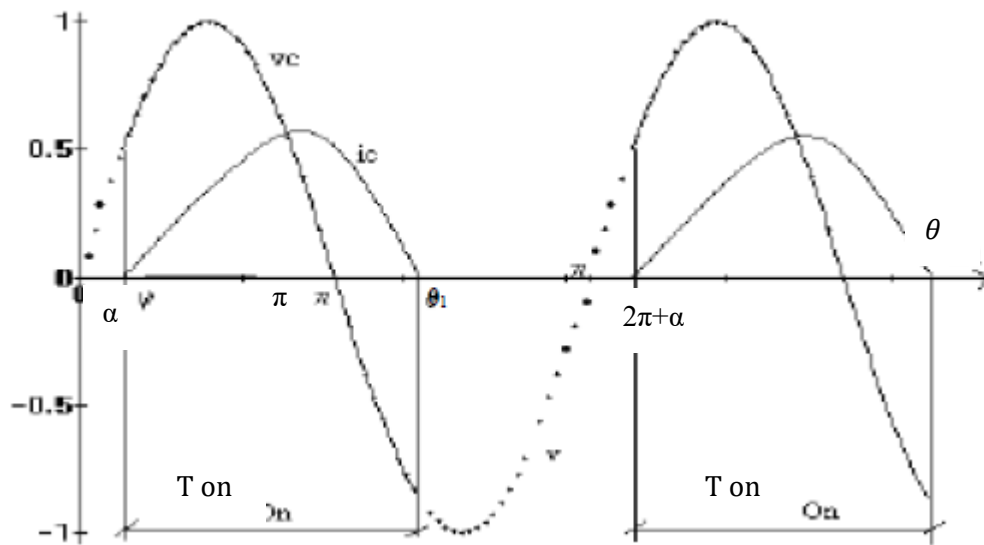


Figure II.21 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur monophasé commandé
(débit sur charge RL)

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

a- Montage

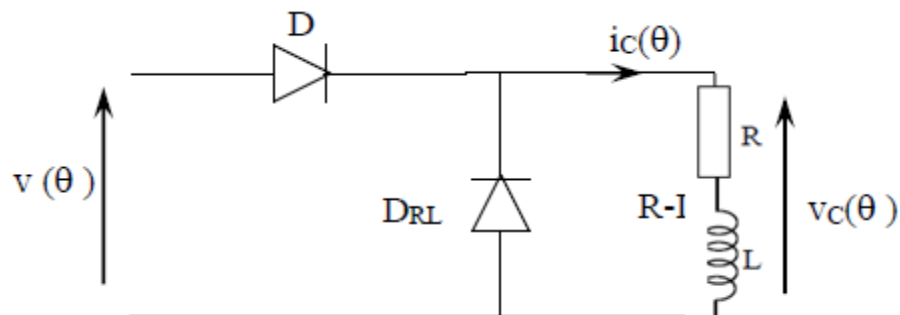


Figure II.22 : Montage simple alternance charge inductive avec DRL (débit sur charge inductive)

b- Analyse du fonctionnement

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

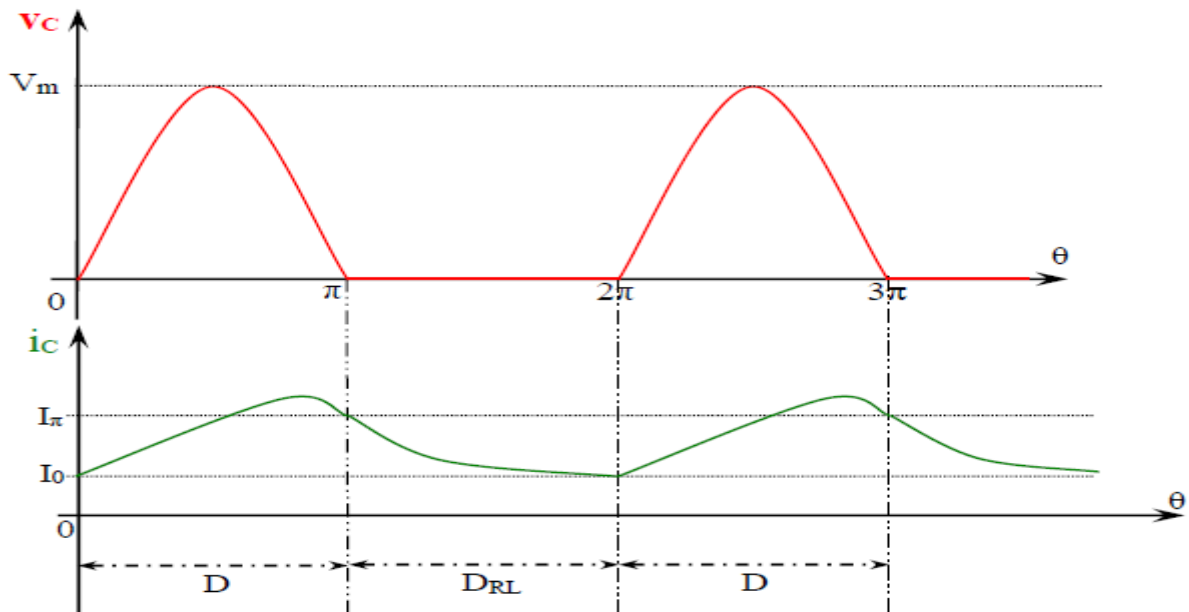


Figure II.23 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur non commandé avec DRL

(débit sur charge RL)

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

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

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

a- Montage

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

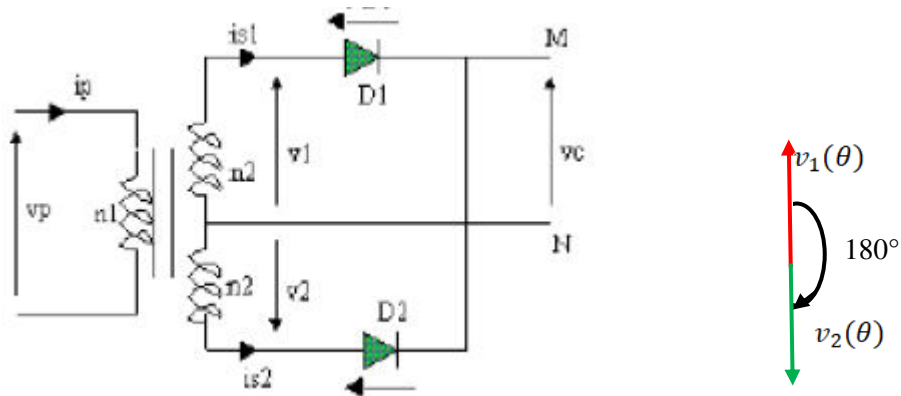


Figure II.24 : Schéma d'un redresseur biphase simple alternance non commandé.

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

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

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

b- Analyse du fonctionnement

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

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

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

$$i_c(\theta) = I_c$$

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

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

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

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

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

$$i_c(\theta) = I_c$$

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

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

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

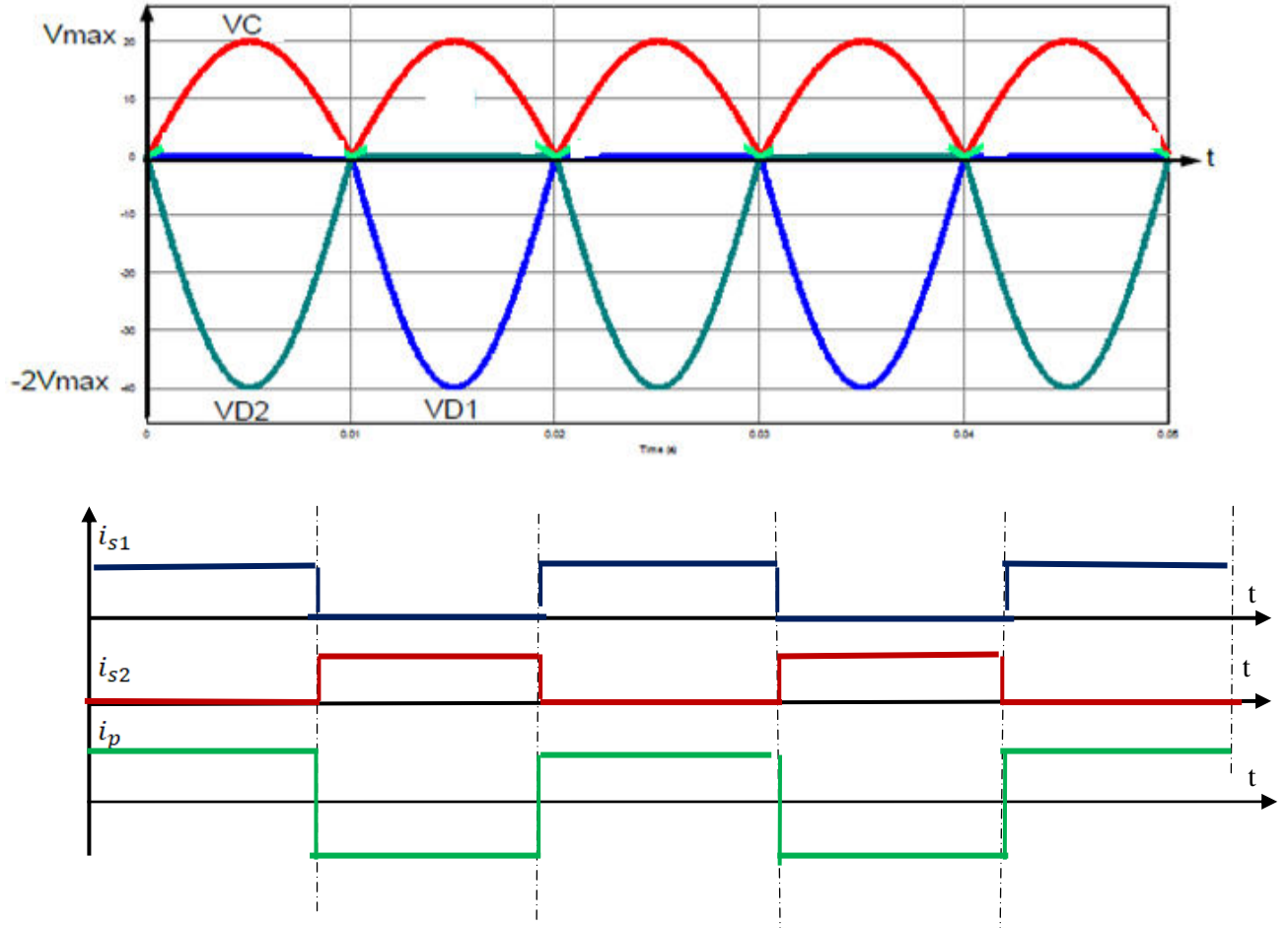


Figure II.25 : Forme d'ondes des différentes grandeurs pour un redresseur à point milieu non commandé

d- Valeur moyenne de la tension redressée

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

e- Etude des courants

Au primaire, nous avons :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

S_s : puissance apparente au secondaire

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

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

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

h- Facteur de puissance au primaire

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

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

$$\text{Sachant que } I_{peff} = \sqrt{\frac{I_c^2 + 0^2}{2}} = I_c$$

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

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

II-8- Les montages redresseurs monophasé en pont

Trois cas pratiques existent :

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

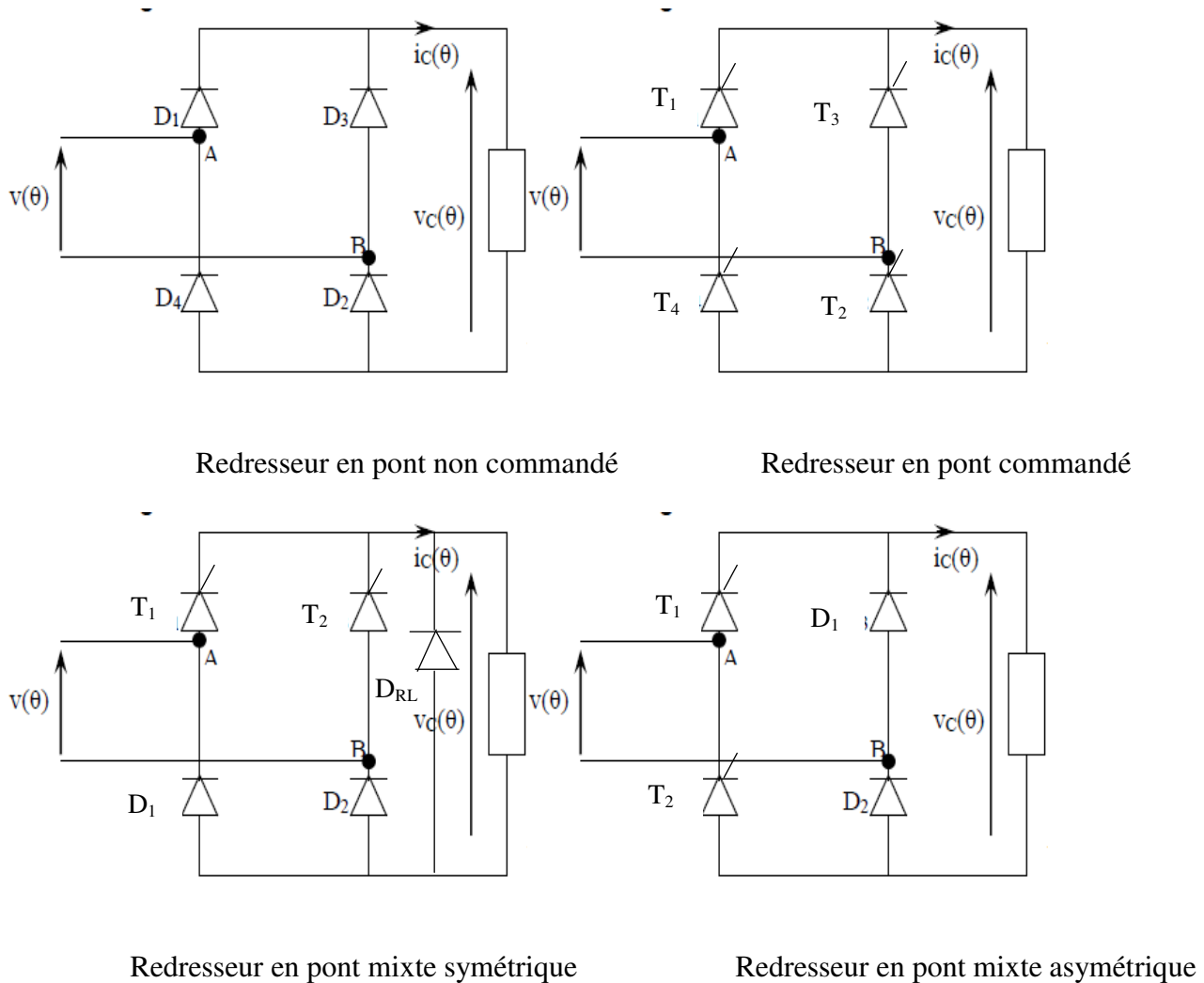


Figure II.26 : Montages redresseurs monophasés en pont

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

a- Montage

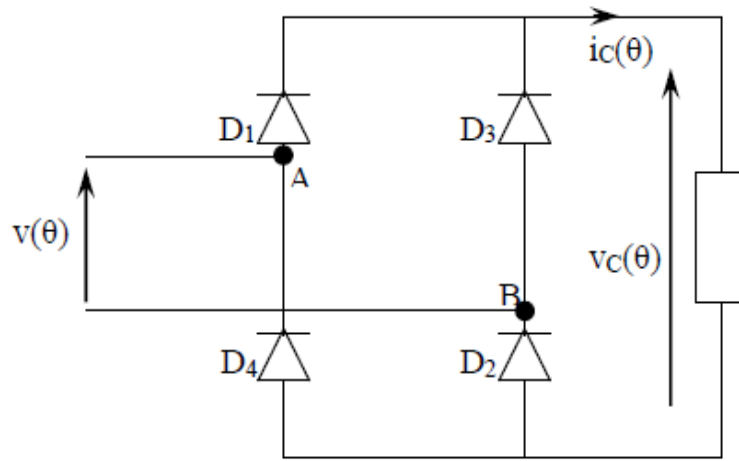


Figure II.27: Schéma d'un pont monophasé tous diodes

b- Analyse du fonctionnement

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

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

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

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

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

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

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

c- Formes d'ondes des différentes grandeurs

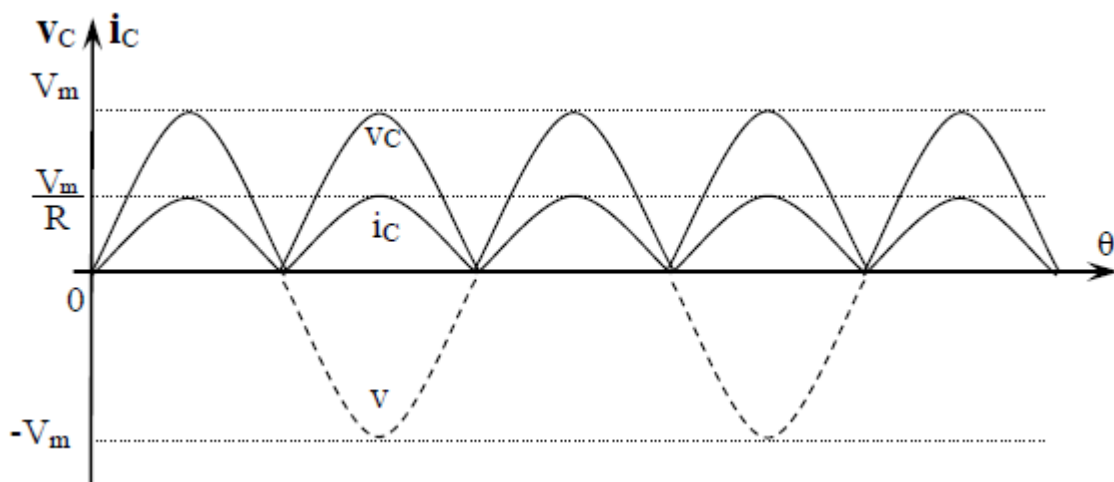


Figure II.28 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un pont tous diode charge R.

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

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

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

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

a- Montage

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

- T_1 et T_2 sont déclenchés à $\alpha \in [0, \pi]$, durant l'alternance positive de la tension d'alimentation
- T_3 et T_4 sont déclenchés à $\alpha + \pi$, durant l'alternance négative de la tension d'alimentation

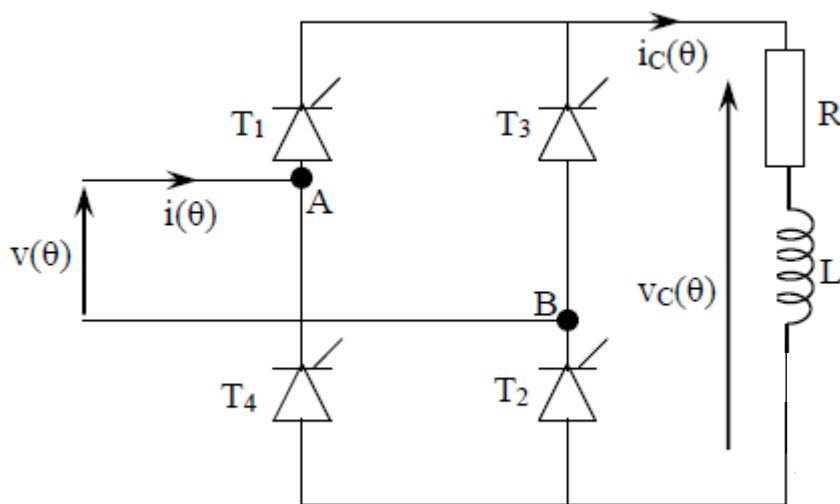


Figure II.29 : Schéma globale d'un pont monophasé tous thyristors

b- Analyse du fonctionnement

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

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

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

- Pour $\alpha < \theta < \pi + \alpha$: T_1 et T_2 conducteurs :

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

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

$$i_c(\theta) = I_c$$

• Pour $\pi + \alpha < \theta < 2\pi + \alpha$: T₃ et T₄ conducteurs :

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

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

$$i_c(\theta) = I_c$$

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

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

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

La valeur moyenne de la tension redressée est :

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

Nous remarquons que :

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

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

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

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

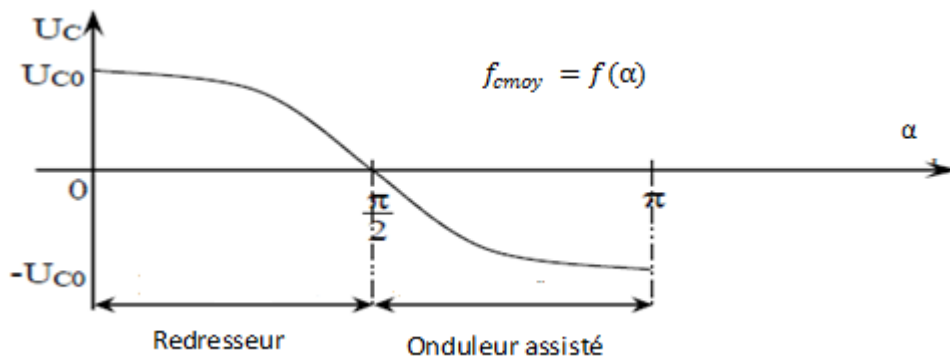


Figure II.30 Caractéristique de réglage

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

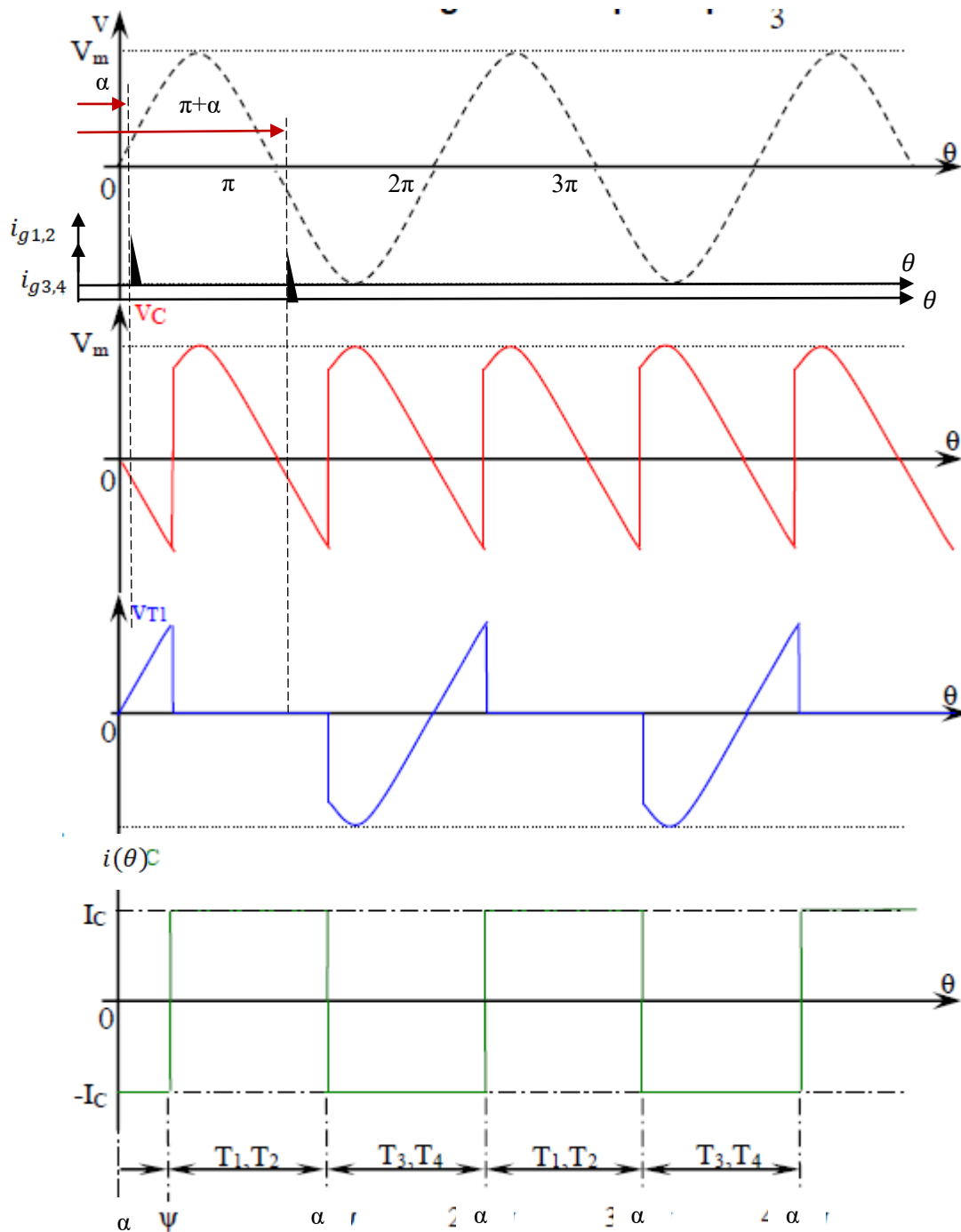


Figure II.31.a : Forme d'ondes des différentes grandeurs pour un pont tous thyristors

(débit sur charge fortement inductive)

Remarque : Pour une charge inductive de valeur finie, le courant de charge ne sera pas constant (voir figure II.31.b)

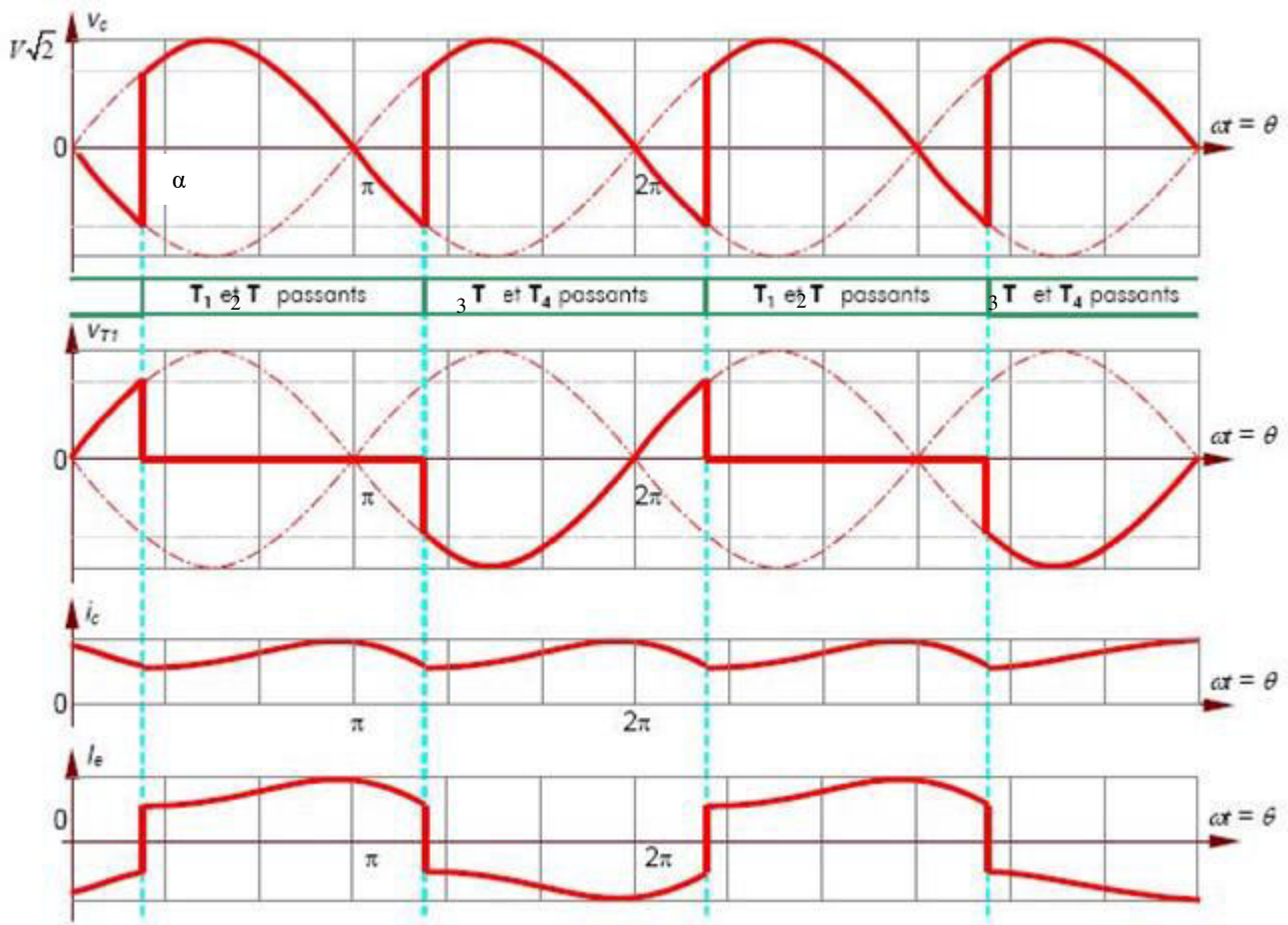


Figure II.31.b Formes d'ondes des différentes grandeurs pour un redresseur monophasé en pont commandé (débit sur une charge RL finie)

II-8-3- Pont mixte symétrique

a- Montage

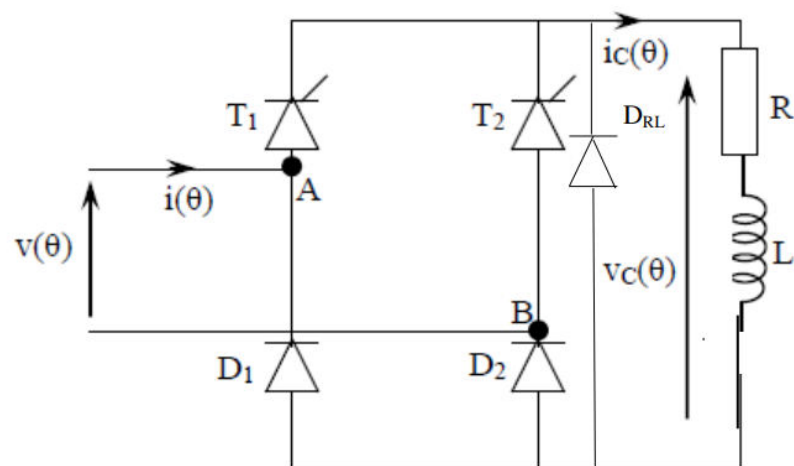


Figure II.32 : Schéma globale d'un redresseur en pont mixte monophasé (débit sur charge RL)

T_1 est déclenché à un retard à l'amorçage α lorsque $v(\theta) > 0$

T_2 est déclenché à $(\alpha + \pi)$ lorsque $v(\theta) < 0$

D₁ conduit lorsque $v(\theta) > 0$

D₂ conduit lorsque $v(\theta) < 0$

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

b- Formes d'ondes des différentes grandeurs

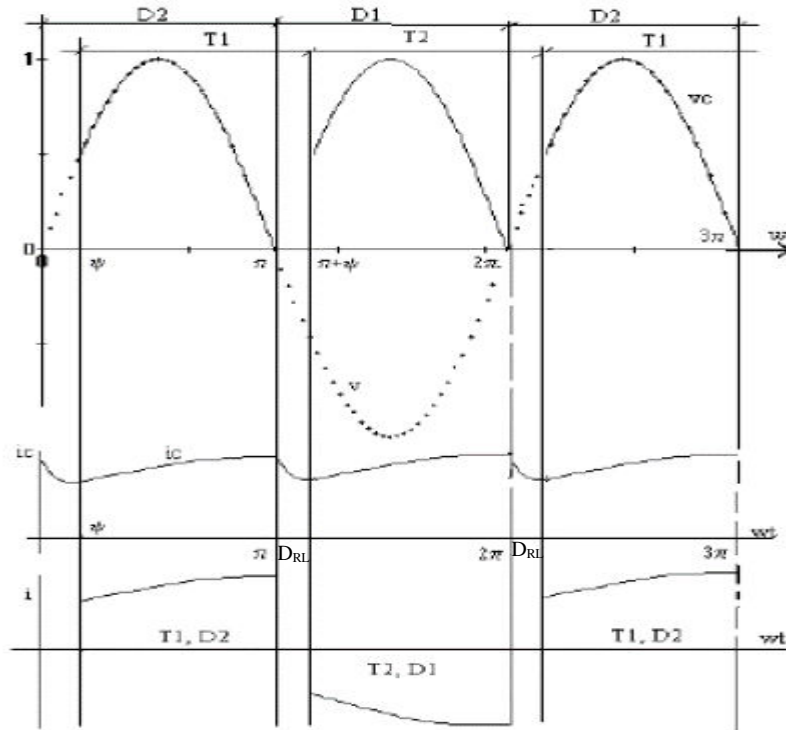


Figure II.33 : Forme d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur en pont mixte (débit sur charge RL)

c-Valeur moyenne de la tension redressée

La valeur moyenne de la tension de charge est :

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

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

Exemple 1 :

Soit un redresseur monophasé simple alternance non commandé raccordé à une alimentation de 240V, 50Hz. Négliger la chute de tension de la diode et déterminer la forme d'onde du courant, la tension moyenne de charge et le courant moyen de charge pour :

- i) Une charge résistive pure de 10Ω
- ii) Une charge constituée d'une bobine de 0.1H en série avec une résistance de 10Ω

Solution

$$v_m = 220 \sqrt{2} = 339.4V$$

i) Pour une résistance pure ; $V_{cmoy} = \frac{v_m}{\pi} = \frac{339.4}{3.14} = 108V$

$$I_{cmoy} = \frac{V_{cmoy}}{R} = \frac{108}{10} = 10.8 A$$

ii) Dans ce cas le courant est donné par la résolution d'une équation différentielle,

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

$$\tau = \frac{L}{R} = 0.01s$$

$$Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} = \sqrt{10^2 + 31.4^2} = 32.97\Omega$$

$$\varphi = \arctg\left(\frac{L\omega}{R}\right) = \arctg\left(\frac{31.4}{10}\right) = 72.3^\circ = 1.262rd$$

$$i_c(t) = \frac{v_m}{Z} \sin(\omega t - \varphi) - \frac{v_m}{Z} \sin(\varphi) e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} = \frac{339.4}{32.97} \sin(314t - 1.262) + \frac{339.4}{32.97} \sin(72.3^\circ) e^{-(100t)}$$

$$i_c(t) = 10.29 \sin(314t - 1.262) + 9.81 e^{-(100t)}$$

Le courant cesse lorsque $i = 0$ à $t = 0.01472s$ ce qui donne une durée angulaire de courant de 265°

$$V_{cmoy} = \int_{0^\circ}^{265^\circ} 339.4 \sin(\theta) d\theta = 58.8V$$

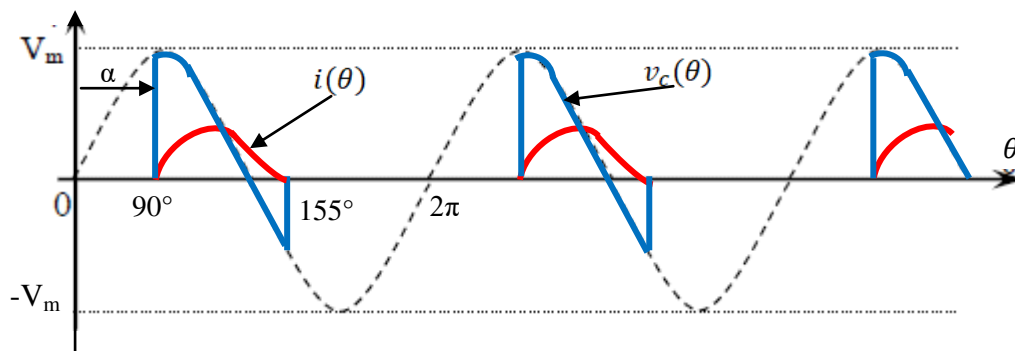
$$I_{cmoy} = \frac{V_{cmoy}}{R} = \frac{58.8}{10} = 5.88A$$

Pour la forme d'onde du courant, voir figure I.14

Exemple 2

Même données que l'exercice 1, on remplace la diode par un thyristor. Le retard à l'amorçage du thyristor est $\alpha = 90^\circ$. Déterminer la tension moyenne et le courant moyen de charge.

Solution : Cet exemple ressemble à l'exemple précédent à l'exception près du retard à l'amorçage.



La figure ci-dessus représente les formes d'ondes du courant et de la tension de charge. Le courant

traversant la charge est constitué de composante alternative forcée :

$$i_{cf}(t) = 10.29 \sin(314t - 1.262 + 1.571) ; \text{ on considère } t=0 \text{ à l'instant d'amorçage}$$

$$i_{cf}(0) = 10.29 \sin(-1.262 + 1.571) = 3.12A \Rightarrow \text{La partie libre sera égale à : } i_{cl} = -3.12e^{-100t} \Rightarrow$$

$$i_{cf}(t) = 10.29 \sin(314t - 0.309) - 3.12e^{-100t}$$

Le courant cesse lorsque $i=0$ soit à $t=0.086$ équivalent à $155^\circ \Rightarrow$

$$V_{cmoy} = \frac{1}{2\pi} \int_{90^\circ}^{90^\circ+155^\circ} 339.4 \sin(\theta) d\theta = 22.8V$$

$$I_{cmoy} = \frac{22.8}{10} = 2.28A$$

Exercices proposés

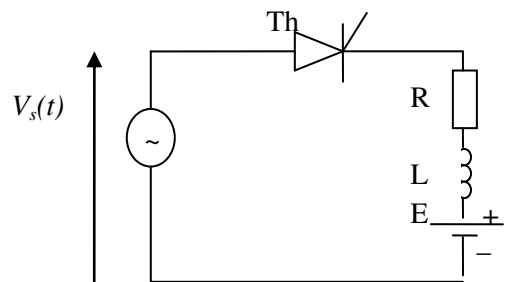
Exercice II. 1

Une alimentation simple alternance comporte une source sinusoïdale, un thyristor et une charge RLE (E : f.c.é.m). On donne les valeurs suivantes :

$$V_s(\omega t) = 500 \sin(\omega t), E=200V, \text{tg } \phi=L/R=4/3, R=2\Omega$$

On demande :

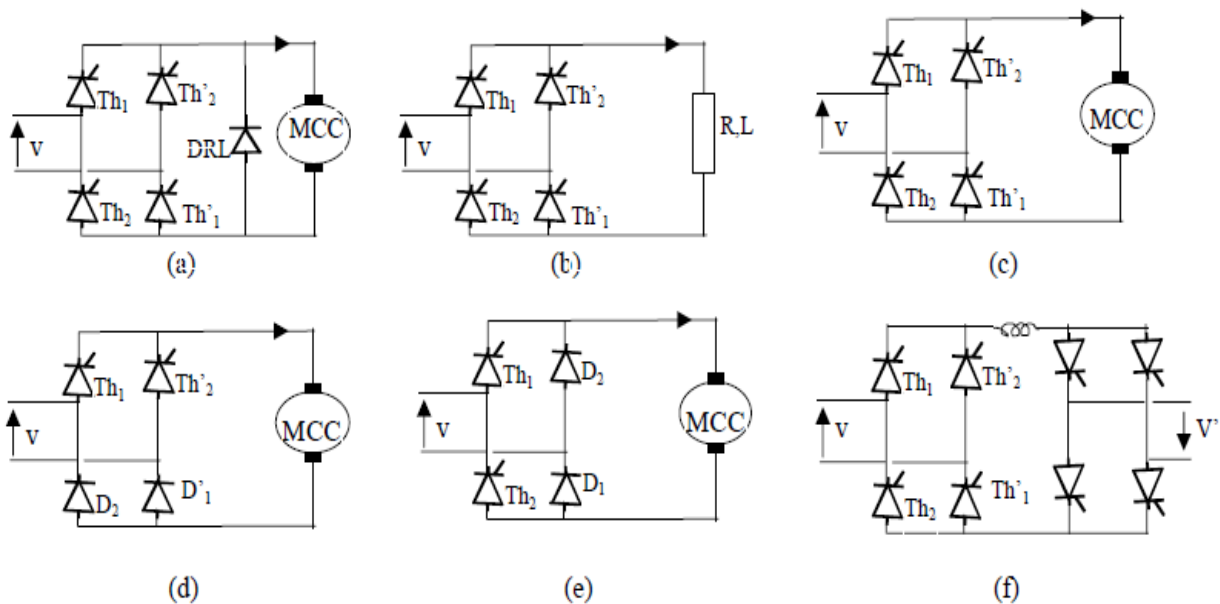
- L'angle d'amorçage minimal
- La forme d'onde de la tension et du courant de charge



pour un angle d'amorçage $\alpha=60^\circ$

- Si l'angle d'extinction, est de $197,7^\circ$, calculer la tension moyenne et le courant de charge moyen.

Exercice II. 2



Pour chacun des montages représentés ci-dessus, indiquez en justifiant votre réponse, la possibilité de fonctionnement en onduleur non autonome (assisté). (MCC : Machine à CC)

Exercice II. 3

Un pont monophasé à thyristors débite sur une machine à courant continu shuntée par une diode de roue libre (figure ci-dessous). La tension de la source est $v(t) = V_m \sin(\omega t)$.

La machine à courant continu à excitation séparée est modélisée par un dipôle (R,L,E). On donne $k=E/V_m = 0.25$ et $Q = L\omega/R = 1$.

1. Conduction discontinue :

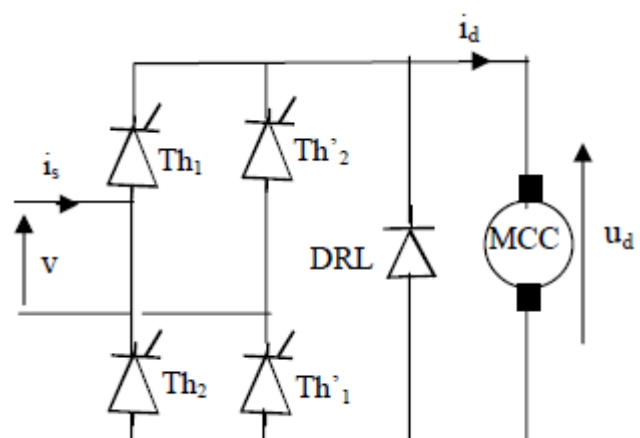
Pour des angles α élevés, la durée de conduction de la diode de roue libre est inférieure à (α) .

- Donner les formes d'ondes de la tension redressée et du courant redressé pour l'angle d'allumage $\alpha = 2\pi/3$.
- Exprimer les valeurs moyennes de la tension redressée et du courant redressé en fonction de α .
- Etablir l'expression donnant la durée de conduction de la D_{RL} $\Delta\theta = (\theta_{ex} - \pi)$ en fonction de k , Q (ou ϕ) et α . Un calcul numérique est souhaité pour $\alpha = 2\pi/3$.

2. Conduction continue : On insère une self de lissage en série avec l'induit de la machine pour obtenir une conduction continue avec un courant I_c parfaitement lissé ($Q = L\omega/R \gg 1$).

a) Tracer pour l'angle d'allumage $\alpha = \pi/3$, la tension redressée v_c ainsi que le courant de la source i_s .

b) Exprimer en fonction de α la valeur moyenne de la tension redressée et du courant redressé ainsi que la valeur efficace du courant de la source. Calculer le facteur de puissance de la source en fonction de α . Un calcul numérique est souhaité pour $\alpha = \pi/3$.



CHAPITRE 3

LES MONTAGES REDRESSEURS TRIPHASES

Introduction

On n'étudiera dans ce chapitre que l'allure des tensions obtenues au moyen de montages redresseurs triphasés. Puis on déduira les formules générales pour les systèmes de tension polyphasés. Les diodes sont supposées parfaites (interrupteurs parfaits) et le courant à la sortie du montage redresseur continu (charge fortement inductive). On supposera également négligeable l'inductance ramenée au secondaire du transformateur.

III-1- Redresseur non commandé à point neutre triphasé P3 (diodes)

a- Montage

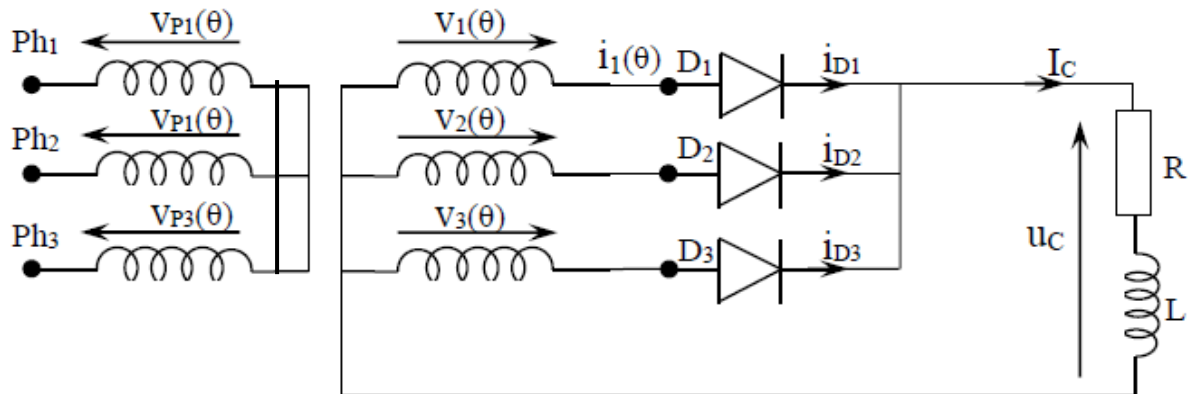
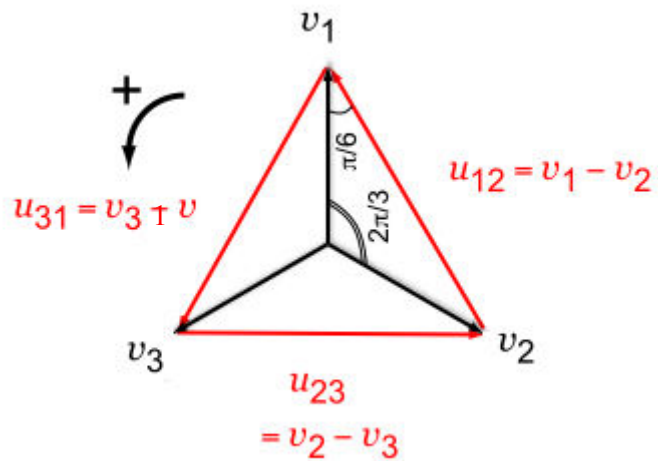


Figure III.1 Redresseur parallèle triphasé non commandé

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



$$\begin{cases} v_1 = V_m \sin(\omega t) \\ v_2 = V_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ v_3 = V_m \sin(\omega t - 240^\circ) \end{cases}$$

b- Analyse du fonctionnement

Dans ce montage la diode en conduction est celle dont l'anode est reliée à la tension la plus positive des trois tensions du secondaire, les autres diodes seront bloquées. Le premier point de commutation naturelle est à 30° .

Tableau 1

Intervalle	Diode en conduction	$v_c(\theta)$	v_{D1}
$\left[\frac{\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}\right]$	D_1	v_1	0
$\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right]$	D_2	v_2	$v_1 - v_2$
$\left[\frac{3\pi}{2}, \frac{13\pi}{6}\right]$	D_3	v_3	$v_1 - v_3$

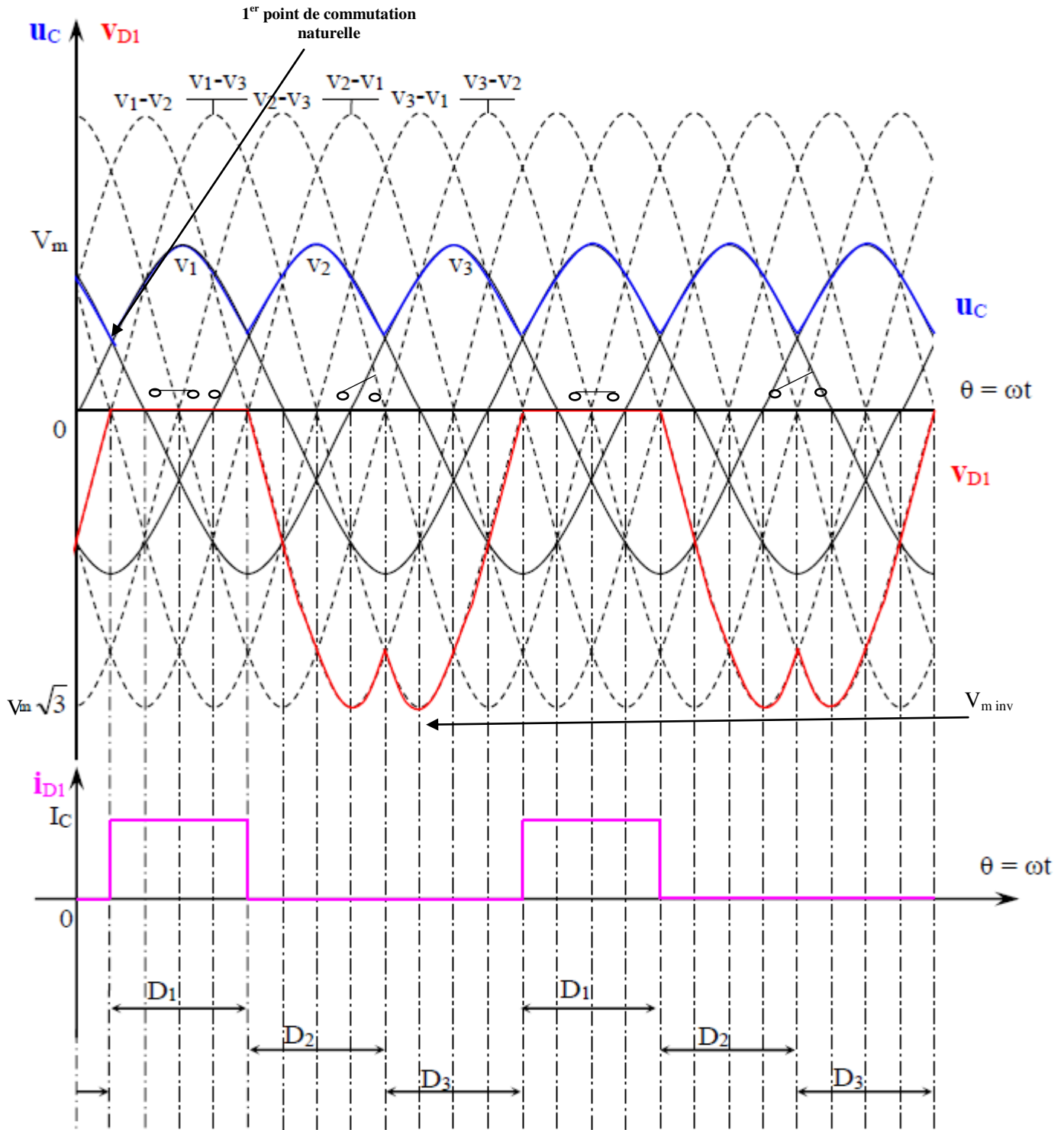


Figure III.2 Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur parallèle triphasé non commandé

c- Valeur moyenne de la tension de sortie v_c

$$V_{cmoy} = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{3V_m}{2\pi} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) \right] = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} = 1.17 V_{eff} \quad \text{III.1}$$

d- Tension maximale inverse de chaque diode est :

$$V_{Dmax} = V_m \sqrt{3} \text{ (tension composée maximale)}$$

e-Courant efficace dans la diode

$$I_{Deff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_c(\theta)^2 d\theta} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad \text{III.2}$$

Ou encore

$$I_{Deff} = \sqrt{\frac{I_c^2 + 0^2 + 0^2}{3}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad \text{III.3}$$

f-Courant efficace au secondaire :

La forme d'onde est identique au courant circulant dans une diode $\Rightarrow$

$$I_{1eff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad \text{III.4}$$

g-Facteur de puissance au secondaire

Le facteur de puissance au secondaire est égal : $FP = \frac{P_c}{S}$

Avec : Puissance de la charge : $P_c = V_{cmoy} I_c = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} I_c$

Puissance apparente au secondaire : $S = 3V_{eff} I_{1eff}$

Sachant que le courant efficace au secondaire : $I_{1eff} = I_{Deff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}}$

$$\Rightarrow S = 3V_{eff} I_{1eff} = 3 \frac{V_m}{\sqrt{2}} \frac{I_c}{\sqrt{3}} = \frac{3V_m I_c}{\sqrt{6}}$$

$$\Rightarrow \text{Facteur de puissance : } FP = \frac{P_c}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} I_c}{\frac{3V_m I_c}{\sqrt{6}}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} = 0.675 \quad \text{III.5}$$

III-2- Redresseur commandé à point neutre P3 (thyristors)

a- Montage

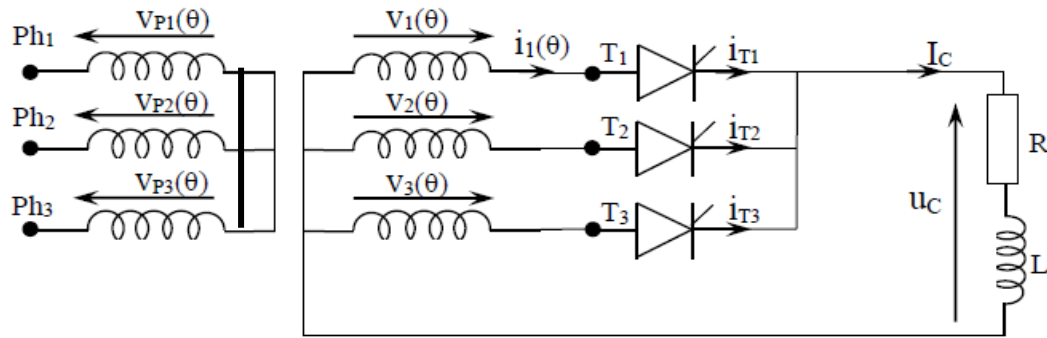
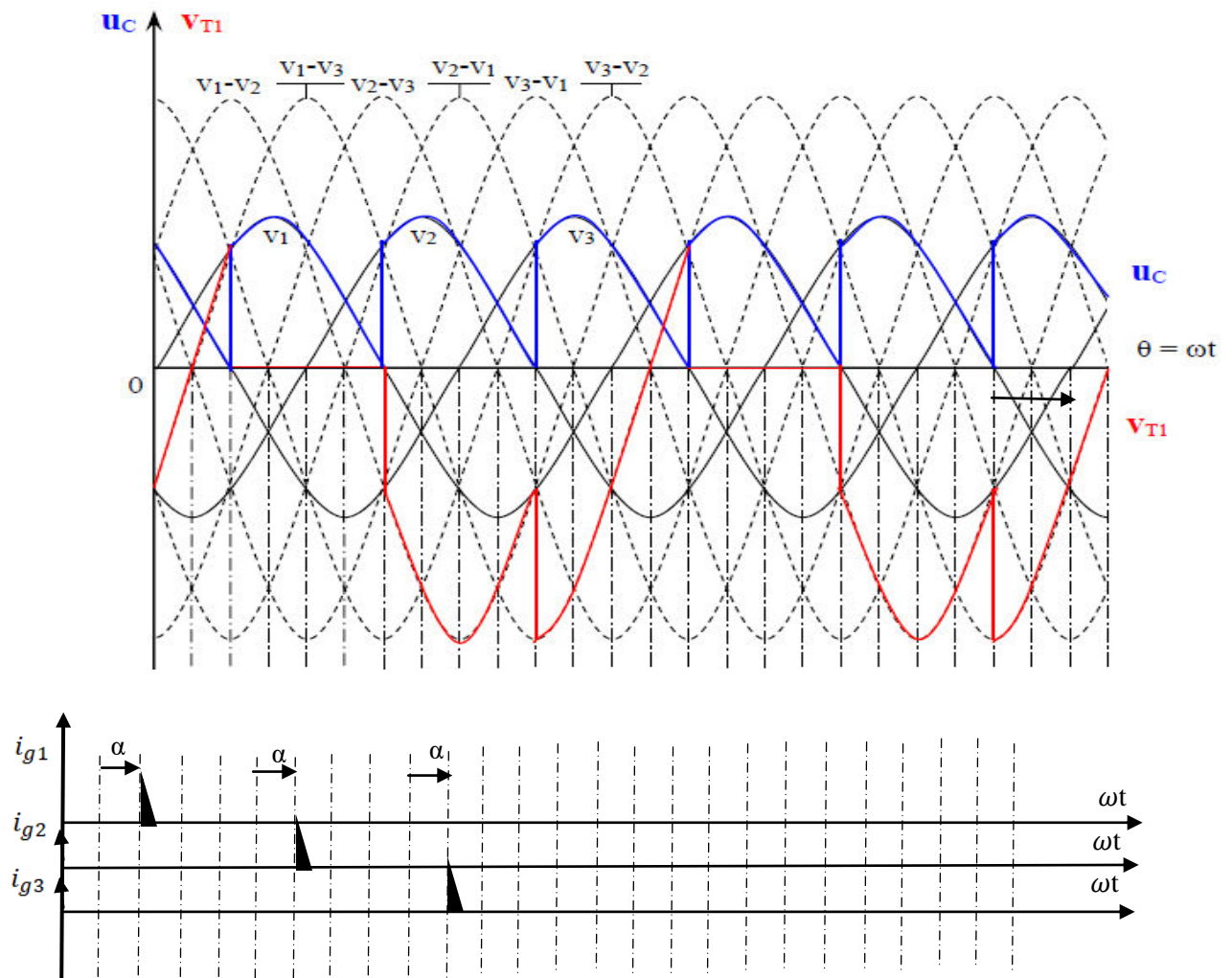


Figure III.3 Redresseur parallèle triphasé commandé

b- Analyse du fonctionnement

Dans ce montage on remplace les diodes par des thyristors

- Les trois thyristors sont commandés à la fermeture avec un retard angulaire α mesurée à partir des instants de commutations naturelle (voir figure)
- Le thyristor relié à la tension la plus positive reste en conduction tend que le thyristor suivant n'a pas reçu d'impulsion.



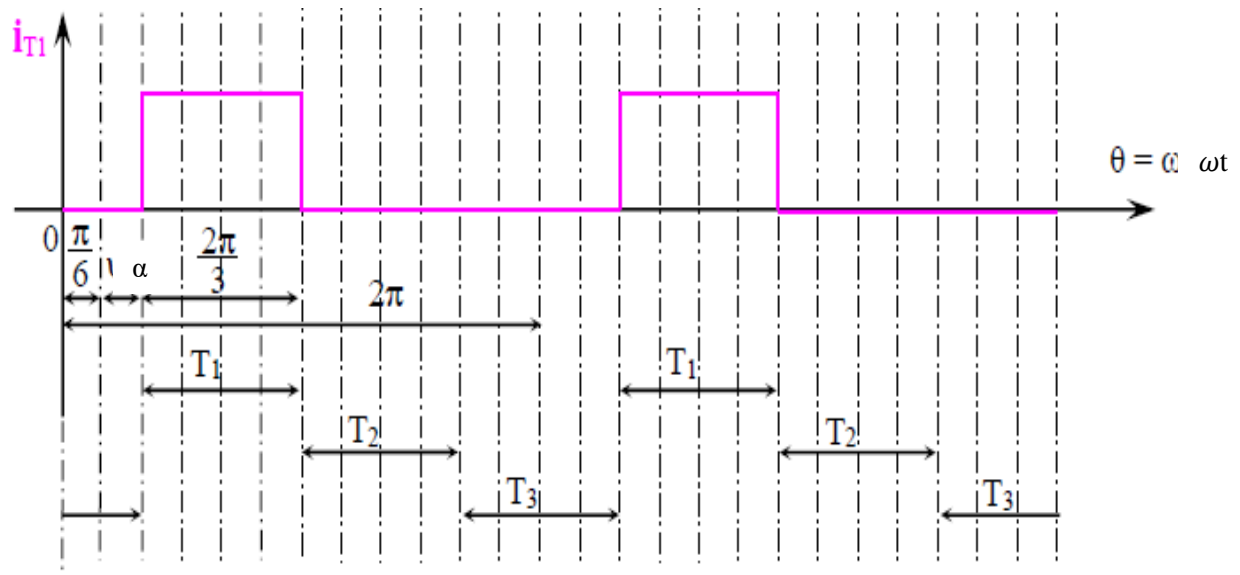


Figure III.4 Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur parallèle triphasé commandé

Tableau 2

Intervalle	Diode en conduction	$v_c(\theta)$	v_{D1}
$\left[\frac{\pi}{6} + \alpha, \frac{5\pi}{6} + \alpha\right]$	T_1	v_1	0
$\left[\frac{5\pi}{6} + \alpha, \frac{3\pi}{2} + \alpha\right]$	T_2	v_2	$v_1 - v_2$
$\left[\frac{3\pi}{2} + \alpha, \frac{7\pi}{6} + \alpha\right]$	T_3	v_3	$v_1 - v_3$

c- Valeur moyenne de la tension redressée

La tension v_c est périodique de période $2\pi/3$

$$\begin{aligned}
 V_{cmoy} &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{3V_m}{2\pi} \left[-\cos\left(\frac{5\pi}{6} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha) = 1.17 V_{eff} \cos(\alpha) \quad \text{III.6}
 \end{aligned}$$

On note que la tension moyenne maximale est obtenue lorsque α est nulle

$$V_{cmoy} = V_{(cmoy)0} \cos(\alpha)$$

d-Tension maximale inverse aux bornes du thyristor :

$$v_{Tmax} = v_m \sqrt{3} \text{ (tension composée maximale)} \quad \text{III.7}$$

e-Courant efficace dans le thyristor :

$$I_{Teff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} I_c(\theta)^2 d\theta} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad \text{III.8}$$

$$\text{Ou encore ; } I_{Teff} = \sqrt{\frac{I_c^2 + 0^2 + 0^2}{3}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad \text{III.9}$$

f-Courant efficace au secondaire :

La forme d'onde est identique au courant circulant dans un thyristor (la durée de conduction est

$$\text{de } \frac{2\pi}{3}) \text{ le courant est seulement retardé de } \alpha \Rightarrow I_{1eff} = I_{Teff} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \quad \text{III.10}$$

g-Facteur de puissance au secondaire

Le facteur de puissance au secondaire est égal : $FP = \frac{P_c}{S}$

$$\text{Puissance de la charge : } P_c = V_{cmoy} I_c = \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha) I_c$$

$$\text{Puissance apparente au secondaire : } S = 3V_{eff}I_{1eff} = 3V_{eff}V_{1eff} = 3\frac{V_m}{\sqrt{2}}\frac{I_c}{\sqrt{3}} = \frac{3V_mI_c}{\sqrt{6}}$$

$$\Rightarrow \text{Facteur de puissance : } FP = \frac{P_c}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha) I_c}{\frac{3V_mI_c}{\sqrt{6}}} = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} \cos(\alpha) = \mathbf{0.675 \cos(\alpha)} \quad \text{III.11}$$

Le facteur de puissance dépend de l'angle de retard à l'amorçage α ; il est maximal pour α nul (redresseur non commandé) et nul pour α égale à $\frac{\pi}{2}$

h-Caractéristique de réglage : on peut régler la tension moyenne à la sortie de façon à gérer le sens de circulation de la puissance

Lorsque : $0 < \alpha < \frac{\pi}{2} \Rightarrow V_{moy} > 0$ fonctionnement redresseur

Lorsque : $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi \Rightarrow V_{moy} < 0$ fonctionnement onduleur autonome ou assisté

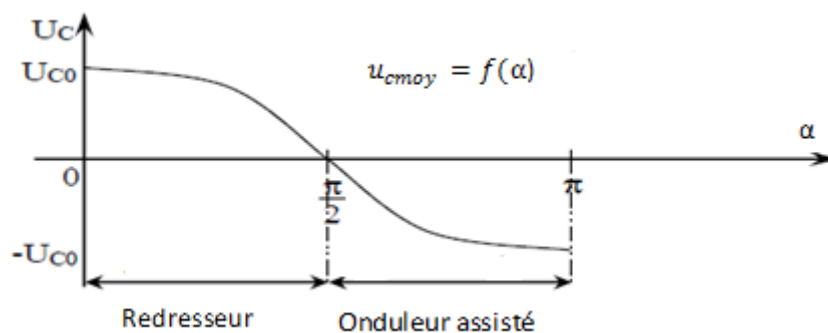
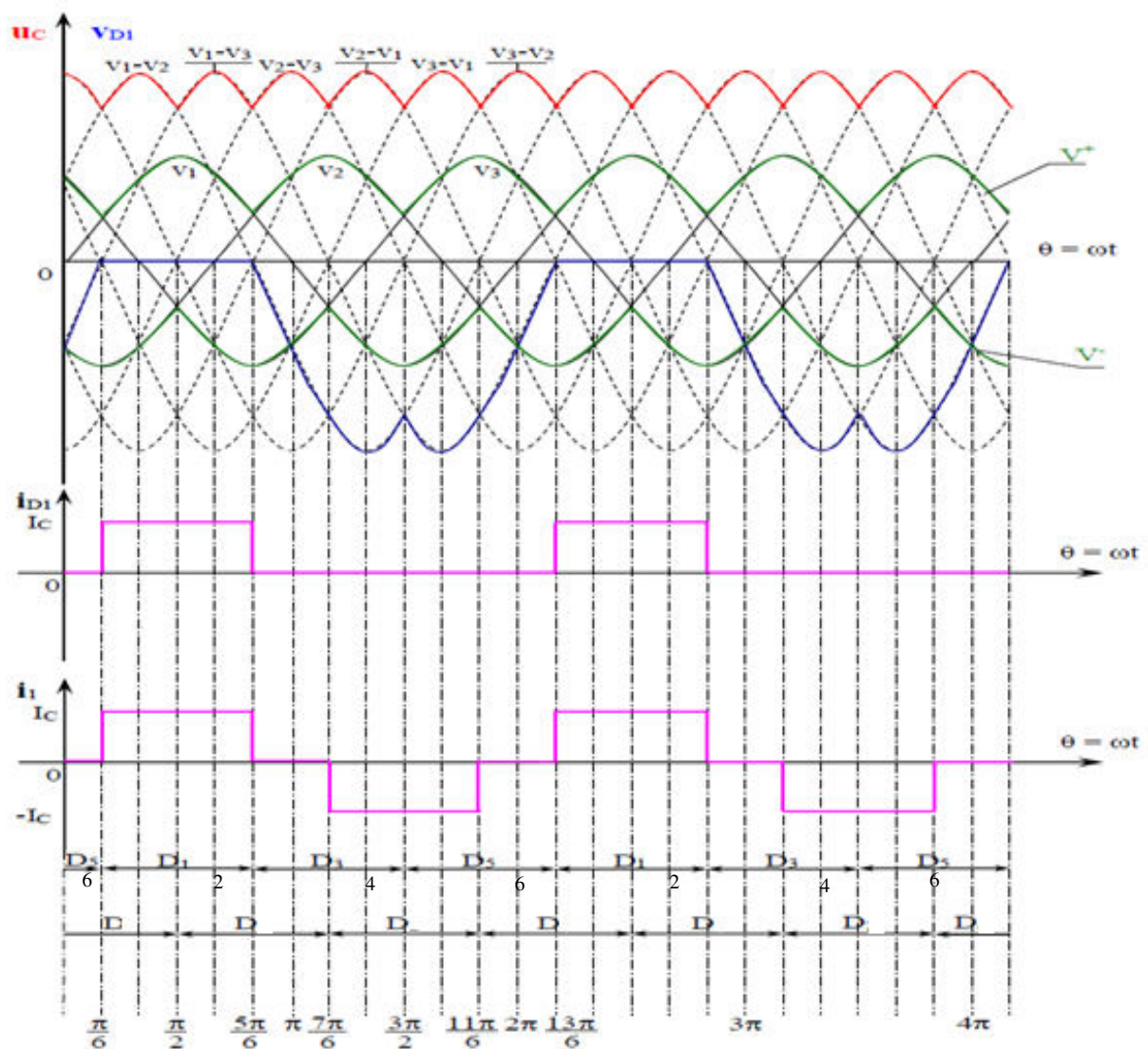


Figure III.5 caractéristique de réglage

III.3 Redresseur non commandé en pont PD3 (diodes)

Ce montage est très utilisé ; il est dit montage en pont, parallèle double PD3 ou même pont de GRAETZ triphasé. Il est l'association de deux montages l'un à anode commune et l'autre à cathode commune. La

b-Analyse de fonctionnement



60

Tableau 3

Intervalle	Diode en conduction	$v_c(\theta)$	v_{D1}
$\left[\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{2}\right]$	D_1 et D_6	v_{12}	0
$\left[\frac{\pi}{2}, \frac{5\pi}{6}\right]$	D_1 et D_2	v_{13}	0
$\left[\frac{5\pi}{6}, \frac{7\pi}{6}\right]$	D_3 et D_2	v_{23}	$v_1 - v_2$
$\left[\frac{7\pi}{6}, \frac{3\pi}{2}\right]$	D_3 et D_4	v_{21}	$v_1 - v_2$
$\left[\frac{3\pi}{2}, \frac{11\pi}{6}\right]$	D_5 et D_4	v_{31}	$v_1 - v_3$
$\left[\frac{11\pi}{6}, \frac{13\pi}{6}\right]$	D_5 et D_6	v_{32}	$v_1 - v_3$

La tension de sortie se répète 6 fois durant une période de 2π ; ainsi la période de cette tension est $\frac{\pi}{3}$.

c- Valeur moyenne de la tension de sortie v_c

$$\begin{aligned}
 V_{cmoy} &= \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} v_{12}(\theta) d\theta = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \sqrt{3} V_m \sin(\theta) d\theta = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi} \left[-\cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{3} v_m}{\pi} = 2.34 V_{eff}
 \end{aligned} \tag{III.12}$$

On considérant le groupe GI le groupe à cathode commune et le groupe GII à anode commune, on peut calculer v_{cmoy} par :

$$\begin{aligned}
 V_{cmoy} &= V_{cmoy\ GI} - V_{cmoy\ GII} \\
 &= \frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} - \left(-\frac{3\sqrt{3} V_m}{2\pi} \right) = \frac{3\sqrt{3} V_m}{\pi}
 \end{aligned} \tag{III.13}$$

d-Tension maximale inverse de chaque diode :

$$V_{Dmax} = V_m \sqrt{3} \text{ (tension composée maximale)}$$

e-Courant efficace dans la diode :

$$V_{Def} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} i_c(\theta)^2 d\theta} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \tag{III.14}$$

Ou encore

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{I_c^2 + 0^2 + 0^2}{3}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \tag{III.15}$$

f-Courant efficace au secondaire : Le courant circulant dans la 1^{ère} phase du secondaire est composé des deux courants de diodes D_1 et D_4

$$i_1(\theta) = i_{D1}(\theta) - i_{D4}(\theta)$$

$$I_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c(\theta)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \quad \text{III.16}$$

Ou encore

$$I_{1eff} = \sqrt{\frac{I_c^2 + I_c^2 + 0^2}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \quad \text{III.17}$$

g-Facteur de puissance au secondaire

$$FP = \frac{P_c}{S}$$

Avec :

$$\text{Puissance de la charge : } P_c = V_{cmoy} I_c = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} I_c$$

$$\text{Puissance apparente au secondaire : } S = 3V_{eff}I_{1eff} = 3\frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3}} I_c = \sqrt{3}V_m I_c$$

$$\Rightarrow \text{Facteur de puissance : } FP = \frac{P_c}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} I_c}{\sqrt{3}V_m I_c} = \frac{3}{\pi} = 0.955 \quad \text{III.18}$$

Remarque

- On remarque, que la tension inverse maximale et le courant efficace sont les même pour les deux montages parallèle simple et parallèle double.
- Pour une même contrainte sur les composants, on la tension à la sortie est le double de la puissance entre le montage simple et le montage en pont.
- Le facteur de puissance (0.955) est très amélioré par rapport au montage simple alternance (0,675).

III.4 Redresseur triphasé en pont PD3 (thyristors)

a- Montage

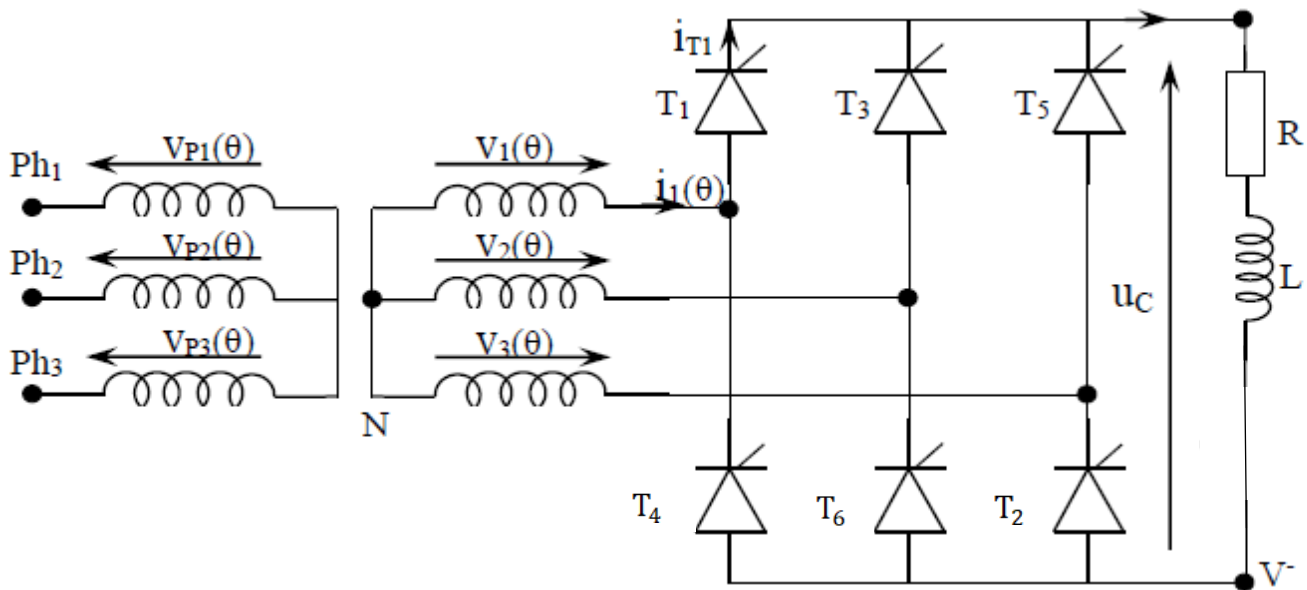


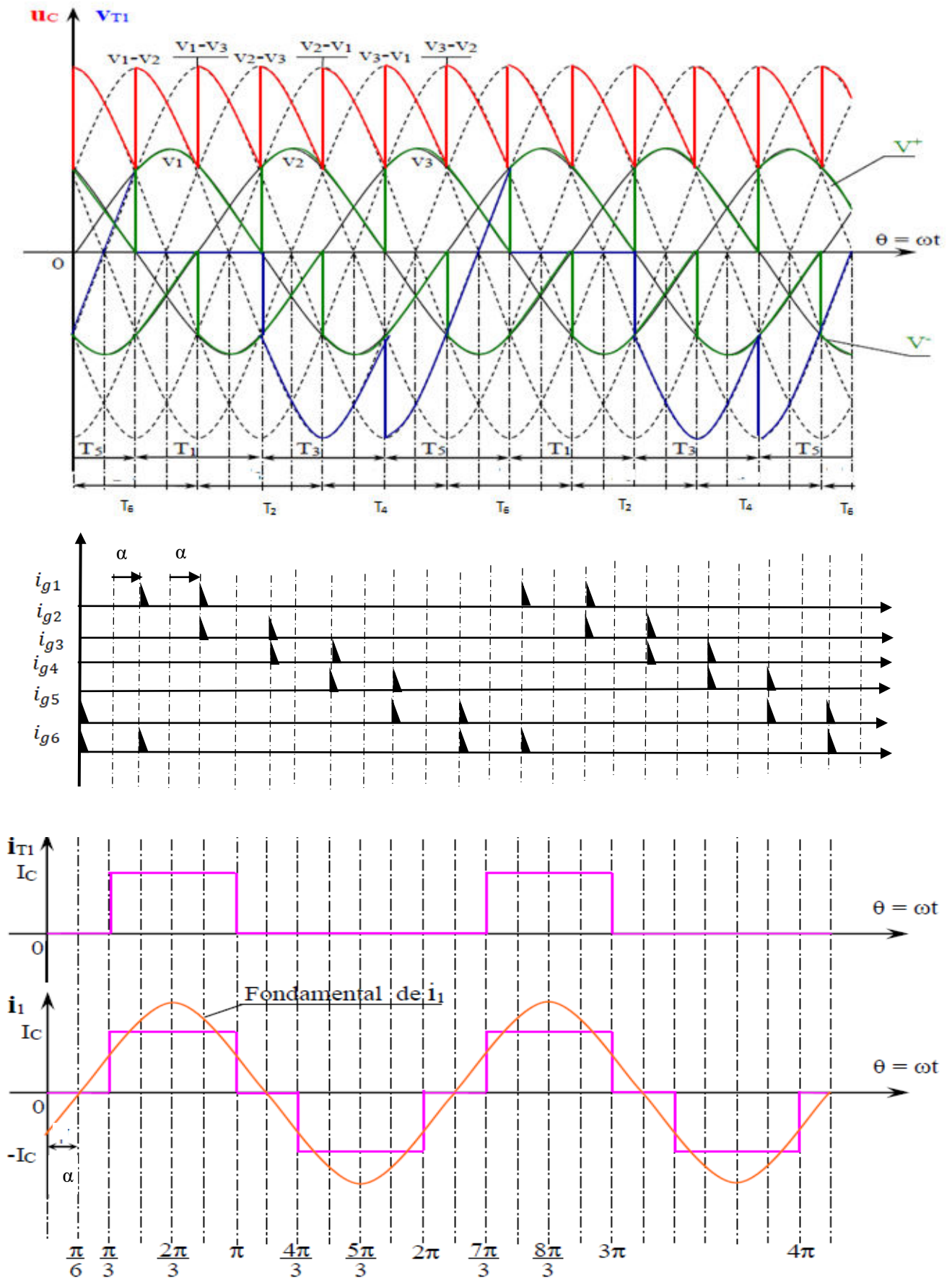
Figure III.8 Redresseur parallèle double triphasé commandé

On substitue les 6 diodes du montage précédent par 6 thyristors. Les thyristors T_1 , T_3 et T_5 sont amorcés pendant l'alternance positive des tensions V_1 , V_2 et V_3 . Les thyristors T_2 , T_4 et T_6 sont amorcés pendant l'alternance négative. Les références des angles d'amorçage est toujours l'angle d'amorçage naturel. Le transformateur est couple en étoile- étoile. On considère que le convertisseur alimente une charge inductive d'inductance infiniment grande qui absorbe un courant I_C constant. On néglige les inductances des enroulements primaire et secondaire.

b- Analyse du fonctionnement

Lorsque la tension V_{12} est la plus positive, ($\frac{\pi}{6} < \theta < \frac{\pi}{2}$) il faut amorcer les deux thyristors T_1 et T_6 simultanément. Le premier thyristor T_1 ramène le courant du réseau vers la charge l'autre thyristor T_6 renvoie le courant de charge vers le réseau, ainsi le circuit se ferme. Lorsque la tension V_{13} est la plus positive ($\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{5\pi}{6}$) ; on doit envoyer de nouveau une impulsion au thyristor T_1 pour qu'il puisse conduire avec le thyristor T_2 . Pour des raisons de démarrage du fonctionnement du redresseur, le circuit de commande doit envoyer une impulsion de confirmation à 60° après la première impulsion. Une fois le redresseur en route, la deuxième impulsion n'aura aucun effet puisque le thyristor conduit déjà.

Les formes d'ondes des courants au secondaire sont similaire à ceux du pont à diodes mais décalés de α .



Fi

gure III.9 Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur parallèle double triphasé commandé

(pour $\alpha = \frac{\pi}{6}$)

Tableau 4

Intervalle	Diode en conduction	$v_c(\theta)$	v_{D1}
$\left[\frac{\pi}{6} + \alpha, \frac{\pi}{2} + \alpha\right]$	T_1 et T_6	v_{12}	0
$\left[\frac{\pi}{2} + \alpha, \frac{5\pi}{6} + \alpha\right]$	T_1 et T_2	v_{13}	0
$\left[\frac{5\pi}{6} + \alpha, \frac{7\pi}{6} + \alpha\right]$	T_3 et T_2	v_{23}	$v_1 - v_2$
$\left[\frac{7\pi}{6} + \alpha, \frac{3\pi}{2} + \alpha\right]$	T_3 et T_4	v_{21}	$v_1 - v_2$
$\left[\frac{3\pi}{2} + \alpha, \frac{11\pi}{6} + \alpha\right]$	T_5 et T_4	v_{31}	$v_1 - v_3$
$\left[\frac{11\pi}{6} + \alpha, \frac{13\pi}{6} + \alpha\right]$	T_5 et T_6	v_{32}	$v_1 - v_3$

c- Valeur moyenne de la tension de sortie v_c

$$\begin{aligned}
 V_{cmoy} &= \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} v_{12}(\theta) d\theta = \frac{6}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{3}V_m \sin(\theta) d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \left[-\cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \\
 &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\alpha) = 2.34 v_{eff} \cos(\alpha)
 \end{aligned} \tag{III.19}$$

On considérant le groupe GI le groupe à cathode commune et le groupe GII à anode commune, on peut calculer v_{cmoy} comme suite :

$$\begin{aligned}
 V_{cmoy} &= V_{cmoy\ GI} - V_{cmoy\ GII} \\
 &= \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha) - \left(-\frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha) \right) = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \cos(\alpha) = 2.34 V_{eff} \cos(\alpha)
 \end{aligned} \tag{III.20}$$

d-Tension maximale inverse de chaque thyristor :

$$V_{Tmax} = V_m \sqrt{3} \text{ (tension composée maximale)}$$

e- Courant efficace dans le thyristor :

$$I_{Teff} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} (I_c(\theta))^2 d\theta} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \tag{III.21}$$

ou encore

$$I_{Teff} = \sqrt{\frac{I_c^2 + 0^2 + 0^2}{3}} = \frac{I_c}{\sqrt{3}} \tag{III.22}$$

D'une manière générale :

Le courant efficace dans un semi-conducteur

$$I_{s/c-eff} = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \quad \text{III.23}$$

La tension maximale inverse

$$V_{s/c-inv} = V_{eff}\sqrt{6} \quad \text{III.24}$$

Avec q indice de commutation du redresseur

f-Courant efficace au secondaire : Le courant circulant dans la 1^{ère} phase du secondaire est composé des deux courants de thyristors T_1 et T_4

$$i_1(\theta) = i_{T1}(\theta) - i_{T4}(\theta)$$

$$I_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_c^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \quad \text{III.25}$$

Ou encore

$$I_{1eff} = \sqrt{\frac{I_c^2 + I_c^2 + 0^2}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_c \quad \text{III.26}$$

g- Facteur de puissance au secondaire

$$FP = \frac{P_c}{S}$$

Avec :

$$\text{Puissance de la charge : } P_c = V_{cmoy} I_c = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} I_c \cos(\alpha)$$

$$\text{Puissance apparente au secondaire : } S = 3V_{eff}I_{1eff} = 3\frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{2}{3}} I_c = \sqrt{3}V_m I_c$$

$$\Rightarrow \text{Facteur de puissance : } FP = \frac{P_c}{S} = \frac{\frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} I_c \cos(\alpha)}{\sqrt{3}V_m I_c} = \frac{3}{\pi} \cos(\alpha) = \mathbf{0.95 \cos(\alpha)} \quad \text{III.27}$$

Remarque

A noter que :

- Pour : $0 < \alpha < \frac{\pi}{2} \Rightarrow V_{cmoy} > 0$ **fonctionnement redresseur**
- Pour : $\alpha = 0^\circ \Rightarrow V_{cmoy} = 0$

- Pour : $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi \Rightarrow V_{cmoy} < 0$; dans ce cas, la puissance $P_c = V_{cmoy} I_c$ est inférieure à zéro. Donc la puissance est transmise du moteur au réseau. C'est le processus de régénération et le convertisseur fonctionne comme **un onduleur non autonome**.

La variation de l'angle de commande α est théoriquement de 0 à π . En fait la variation possible est seulement de 0 à $\pi - \delta$, où δ désigne un angle appelé angle de garde.

III.5 Etude du redresseur triphasé mixte

a-Montage

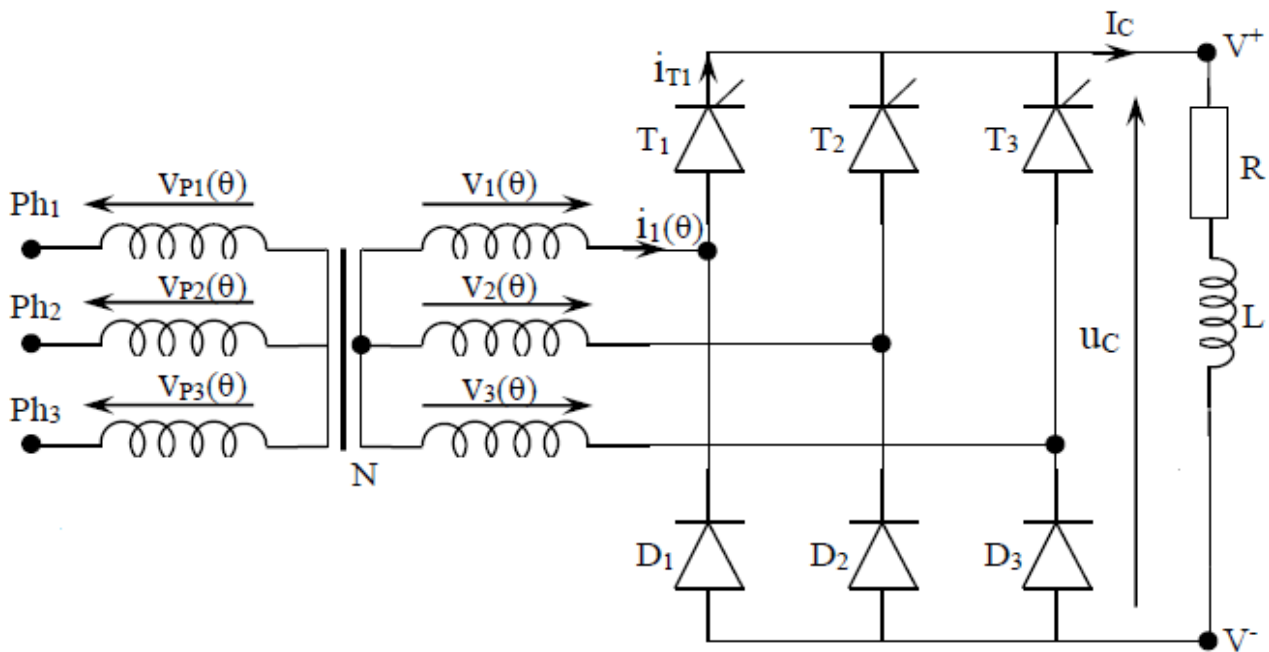


Figure III.10 Redresseur parallèle double triphasé mixte

Un redresseur semi-commandé est constitué de deux commutateurs parallèle disposés en série. Un commutateur à thyristor à cathode commune qui donne une tension positive $v_{cmoy GI}$ et un commutateur à diodes à anode commune qui donne une tension négative $v_{cmoy GII}$. On considère que le convertisseur alimente un moteur à courant continu qui absorbe un courant I_c constant. On néglige les inductances des enroulements primaire et secondaire.

b-Analyse du fonctionnement

Afin de déterminer l'allure de la tension redressée, on doit tracer la tension redressée de chaque groupe séparément. La tension redressée du groupe à cathode commune (à thyristors) la tension redressée du groupe à anode commune positive (à diodes). La tension du pont sera :

$$v_c(\theta) = v_{cGI}(\theta) - v_{cGII}(\theta) \quad \text{III.28}$$

Avec :

$v_{cGI}(\theta)$: Tension redressée du groupe à cathode commune (à thyristors)

$v_{cGII}(\theta)$: Tension redressée du groupe à anode commune (à diodes)

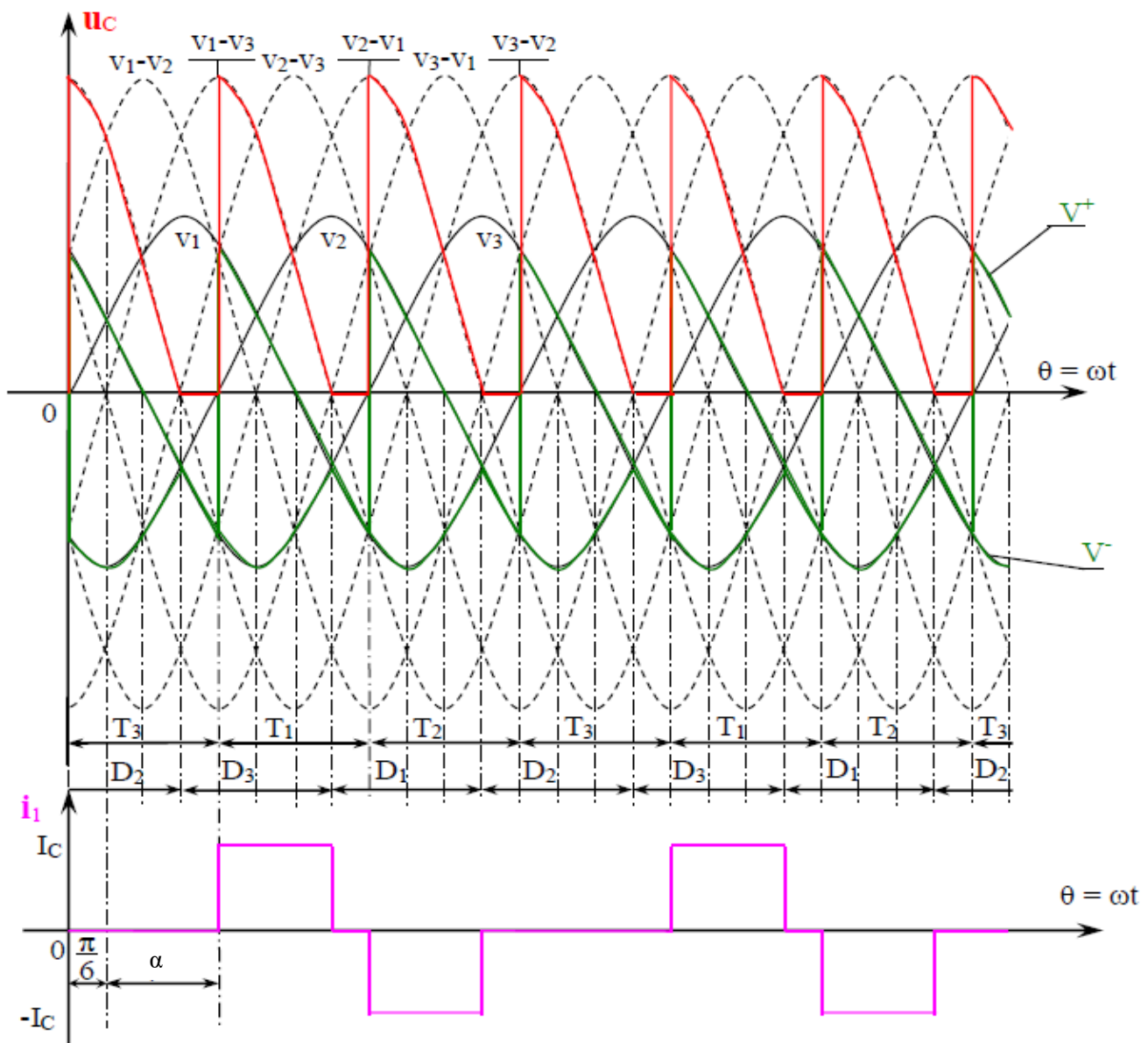


Figure III.11 Formes d'ondes des différentes grandeurs d'un redresseur parallèle double triphasé mixte

Pour $\alpha = \frac{\pi}{2}$, on établit le tableau suivant :

Tableau 5

Intervalle	Diode en conduction	$v_c(\theta)$
$\left[\frac{2\pi}{3}, \frac{7\pi}{6}\right]$	T_1 et D_3	v_{13}
$\left[\frac{7\pi}{6}, \frac{5\pi}{6}\right]$	T_1 et D_1	0
$\left[\frac{4\pi}{3}, \frac{11\pi}{6}\right]$	T_2 et D_1	v_{21}
$\left[\frac{11\pi}{6}, 2\pi\right]$	T_2 et D_2	0
$\left[2\pi, \frac{5\pi}{2}\right]$	T_3 et D_2	v_{32}
$\left[\frac{5\pi}{2}, \frac{8\pi}{3}\right]$	T_3 et D_3	0

c- Valeur moyenne de la tension de sortie v_c

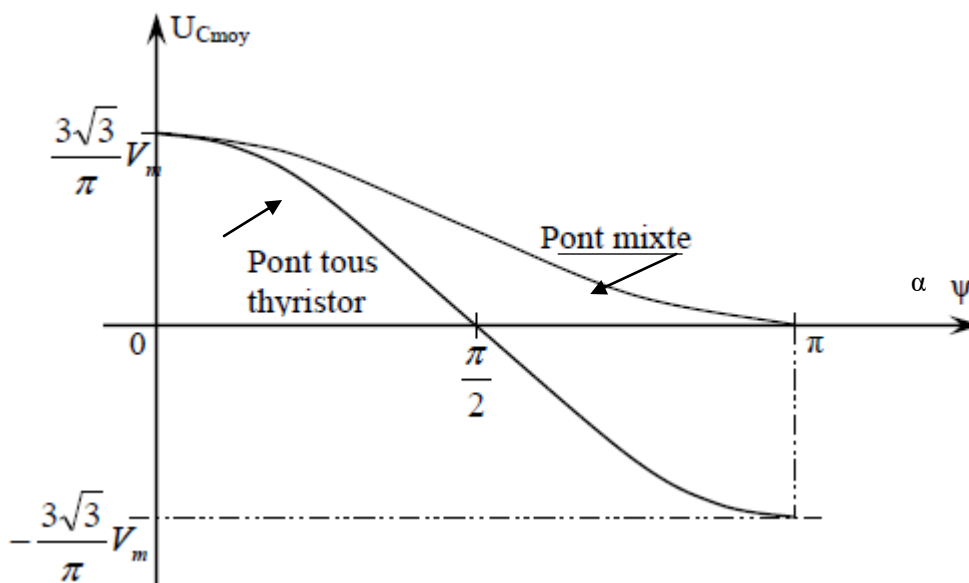
La tension redressée moyenne sera donnée par la relation suivante :

$$v_{cmoy} = v_{cmoy\ GI} - v_{cmoy\ GII}$$

$$= \frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi} \cos(\alpha) - \left(-\frac{3\sqrt{3}V_m}{2\pi}\right) = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} (\cos(\alpha) + 1) = v_{c0moy}(\cos(\alpha) + 1) \quad \text{III.29}$$

$$\text{Avec : } v_{c0-moy} = \frac{3\sqrt{3}V_m}{\pi} \text{ la tension redressée moyenne pour } \alpha=0$$

La figure suivante représente la variation de la tension de sortie aux bornes de la charge v_{cmoy} pour le pont mixte et pour le pont tous thyristors.



d- Avantages et inconvénients des redresseurs mixtes

Avantages :

- La commande des redresseurs mixte est plus facile que les redresseurs complètement commandé (il n'a pas de problème de démarrage) et le coût de réalisation est plus faible.

Inconvénients

- Pas de fonctionnement en onduleur c'est à dire que le système n'est pas réversible
- Le résidu harmonique de la forme d'onde de la tension de charge et des courants d'alimentation est plus grand que pour le cas des montages redresseurs complètement commandé.

III.6 Grandeurs caractéristiques des montages redresseurs parallèle et parallèle double

III.6.1 Etude du montage parallèle simple (Pq)

a- Déduction de la tension redressée moyenne pour un système polyphasé

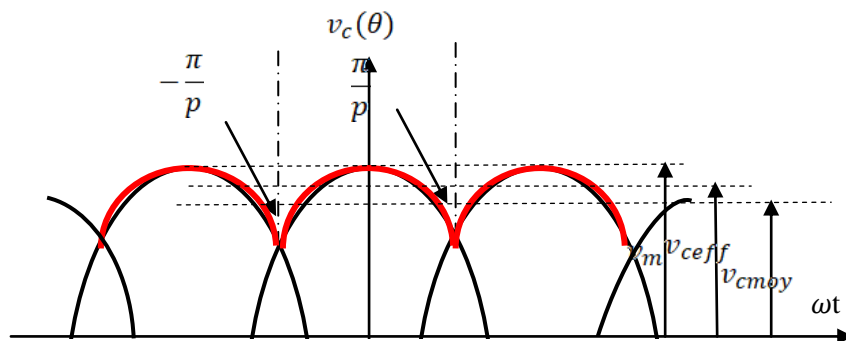


Figure III.13 Forme de la tension redressée pour un redresseur Pq non commandé

La tension redressée v_c est de période T/p

$$V_{cmoy} = \int_{-\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{p}} V_m \cos(\theta) d\theta = \frac{p}{\pi} V_m \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad \text{III.30}$$

Remarque : cette relation est valable pour $p \geq 2$

b- Valeur efficace de la tension redressée pour un système polyphasé

$$V_{c-eff} = \sqrt{\frac{p}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{p}}^{\frac{\pi}{p}} (V_m \cos(\theta))^2 d\theta} = \sqrt{\frac{p}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{p}} \frac{V_m^2}{2} (1 + \cos(2\theta)) d\theta} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{p}{4\pi} \sin(\frac{2\pi}{p})}$$

$$\Rightarrow V_{c-eff} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{\sin(\frac{2\pi}{p})}{\frac{2\pi}{p}}}$$
III.31

Si $p \rightarrow \infty \Rightarrow \frac{2\pi}{p} \rightarrow 0 \Rightarrow \frac{\sin 0}{0} = 1$; la tension redressée efficace tend vers la tension maximale d'alimentation

c- Facteur de forme

La valeur du facteur de forme caractérise la tension redressée. Plus cette valeur est proche de l'unité, plus la tension obtenue est voisine d'une grandeur continue.

$$F = \frac{V_{c-eff}}{V_{cmoy}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1 + \frac{p}{2\pi} V_m \sin(\frac{2\pi}{p})}{\frac{p}{\pi} V_m \sin(\frac{\pi}{p})}}$$
III.32

avec :

V_{c-eff} : valeur efficace de la tension considérée ;

V_{cmoy} : Valeur moyenne de la tension considérée.

Le facteur de forme prend toujours une valeur supérieure à 1. Si la tension est parfaitement lisse ; $F \rightarrow 1$

d- Facteur de modulation

Il est défini par :

$$B = \frac{\sqrt{V_{c-eff}^2 - V_{cmoy}^2}}{V_{cmoy}} = \sqrt{F^2 - 1}$$
III.33

Si $F=1 \Rightarrow B=0 \Rightarrow$ la tension est voisine d'une grandeur continue.

Le facteur de modulation à une valeur d'autant plus faible que la tension redressée est moins ondulée.

e- Facteur d'ondulation : Il est donné par la relation suivante :

$$k = \frac{V_m - V_{min}}{2V_{cmoy}}$$

$$V_{dmin} = V_m \cos\left(\frac{\pi}{p}\right)$$

$$k = \frac{V_m - V_m \cos(\frac{\pi}{p})}{2 \frac{p}{\pi} V_m \sin(\frac{\pi}{p})} = \frac{\pi}{2p} \frac{(1 - \cos(\frac{\pi}{p}))}{\sin(\frac{\pi}{p})}$$
III.34

Lorsque $p \rightarrow \infty \Rightarrow k \rightarrow 0$

Le facteur d'ondulation est meilleur, lorsque l'indice de pulsation est plus grand.

f- Facteur de puissance au secondaire d'un transformateur

• Montage parallèle

Sachant que le courant efficace au secondaire

$$I_{eff} = \frac{I_c}{\sqrt{q}} \quad \text{III.35}$$

$$FP = \frac{P_c}{S}$$

$$P_c = I_{cmoy} I_c = \frac{p}{\pi} \sqrt{2} v_{eff} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) I_c$$

$$S = q V_{eff} I_{eff} = q v_{eff} \frac{I_c}{\sqrt{q}} = \sqrt{q} V_{eff} I_c$$

$$FP = \frac{\frac{p}{\pi} \sqrt{2} v_{eff} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) I_c}{\sqrt{q} V_{eff} I_c} = \frac{\sqrt{2p}}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad \text{III.36}$$

Le tableau suivant donne les valeurs de FP pour quelques valeurs de p

p	2	3	6
FP	0.636	0.675	0.55

III.6.2 Montage parallèle double PDq

Dans ce montage $p = 2q$

Le courant efficace au secondaire est égale à :

$$I_{eff} = I_c \sqrt{\frac{2}{q}} \quad \text{III.37}$$

$$\Rightarrow FP = \frac{P_c}{S}$$

$$P_c = V_{cmoy} I_c = \frac{p}{\pi} \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) I_c$$

$$S = q V_{eff} I_{eff} = q v_{eff} I_c \sqrt{\frac{2}{q}} = \sqrt{2q} V_{eff} I_c$$

$$FP = \frac{\frac{p}{\pi} \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) I_c}{\sqrt{2q} V_{eff} I_c} = \frac{p}{\pi \sqrt{2q}} \sin \frac{\pi}{p} \frac{V_m}{v} \quad \text{III.38}$$

Dans ce cas on a deux cas

- Valeur paire de l'indice de commutation

$$\Rightarrow p = q, \text{ donc } V_m = 2V\sqrt{2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow FP = \frac{2\sqrt{p}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \quad \text{III.39}$$

- Valeur impaire de l'indice de commutation

$$\Rightarrow p = 2q, \text{ donc } V_m = 2V\sqrt{2} \cos\left(\frac{\pi}{2q}\right) \Rightarrow$$

$$\Rightarrow FP = \frac{2\sqrt{2}\sqrt{p}}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cos\left(\frac{\pi}{p}\right) \quad \text{III.40}$$

Le tableau suivant donne les valeurs de FP pour quelques valeurs de p

	<i>PD2</i>	<i>PD3</i>
<i>p</i>	2	6
<i>q</i>	2	3
<i>FP</i>	0.9	0.95

- Montage triphasé série S3

Dans ce cas le secondaire est en triangle ; $p = 6$ et $q = 3$

Le courant efficace au secondaire sera égale à :

$$I_{eff} = I_c \frac{\sqrt{2}}{3} \quad \text{III.41}$$

$$FP = \frac{P_c}{S}$$

$$P_c = V_{cmoy} I_c = \frac{p}{\pi} \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\frac{\pi}{p}\right) = \frac{6}{\pi} \sqrt{2} V_{eff} \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) I_c = 3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{eff} I_c$$

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

$$FP = \frac{3 \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{eff} I_c}{\sqrt{2} V_{eff} I_c} = \frac{3}{\pi} = 0.95 \quad \text{III.42}$$

On déduit que :

- Le facteur de puissance passe par son maximum pour les montages triphasés ; et que le facteur de puissance pour les montages parallèles doubles et série sont meilleur que le montage parallèle simple
- Pour un montage commandé avec un amorçage α le facteur de puissance diminue beaucoup plus que α augmente
- Pour une meilleure qualité de la tension on doit augmenter le nombre de pulsation (p), ce qui implique une tension moins ondulée et un meilleur facteur de puissance.

Exemple III. 1

Un redresseur en pont triphasé totalement commandé alimente une charge continue sous 300V, 60A à partir d'une alimentation triphasée de 415V via un transformateur en triangle- étoile. Déterminer les caractéristiques des diodes et du transformateur. Supposer une chute de tension de diode de 0.7V et un courant de charge lissé.

Solution : $V_{cmoy} = \frac{3}{\pi} V_{comp-m} - 2(0.7) = 300V \Rightarrow V_{comp-m} = 315.6V$

$\Rightarrow$ La tension simple efficace au secondaire sera : $V_{seff} = \frac{315.6}{\sqrt{3} \sqrt{2}} = 128.9V$

Caractéristiques des diodes : Tension inverse de crête : $V_{Dinv} = V_{comp-m} = 315.6V$ et $V_{Def} = \frac{60}{\sqrt{3}} = 34.6A$

Courant secondaire efficace : $I_{seff} = \sqrt{\frac{60^2 + 60^2}{3}} = 49A$

Puissance apparente du transformateur : $S = 3 \times 128.9 \times 49 = 18.9KVA$

Les puissances apparentes primaire et secondaire sont égales en raison des formes d'ondes identiques des enroulements. Rapport de transformation : $k = \frac{415}{128.9}$

CHPITRE 4

LES GRADATEURS

CONVERTISSEURS AC - AC

IV.1 Définition

Le gradateur est un dispositif qui convertit une tension sinusoïdale de valeur efficace constante à une tension alternative de même fréquence mais de valeur efficace réglable.

La variation de cette valeur efficace se fait par découpage de la tension à l'aide d'un interrupteur statique.

Les gradateurs possèdent deux types de fonctionnement les plus utilisés :

Gradateur à train d'ondes : Utilisé dans l'électrothermique spécialement les fours.

Gradateur à angle de phase : Utilisé pour la commande des moteurs asynchrones aussi pour l'éclairage.

Actuellement tous les gradateurs fonctionnent sur le principe de la commande de phase qui consiste à amorcer l'interrupteur statique avec un retard réglable, et à laisser le blocage s'effectuer en commutation naturelle.

L'interrupteur doit permettre le passage du courant dans les deux sens. On utilise deux thyristors montés en tête-bêche ou un triac pour les faibles puissances.

IV.2 – Gradateur monophasé :

IV.2.1 Débit sur charge résistive

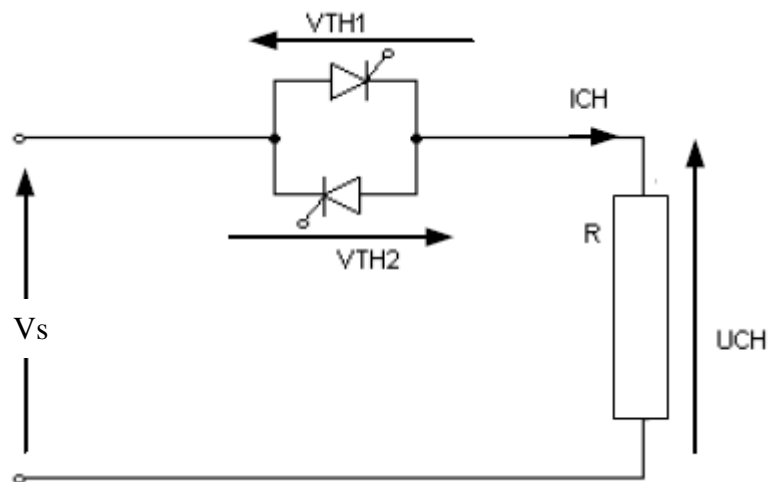


Figure IV.1 : montage d'un gradateur monophasé (débit sur charge résistive)

a)-Analyse de fonctionnement

Les thyristors TH_1 ou TH_2 sont passants qu'à partir du moment où l'on envoie le signal de gâchette à condition que la tension V_{AK} soit positive.

L'amorçage s'effectue avec un retard à l'amorçage α après chaque début de période pour le thyristor TH_1 .

Le thyristor TH_2 sera amorcé à $(\pi + \alpha)$ après chaque début de période, voir figure IV.2.

Le signal de gâchette doit être synchronisé avec la tension de source $v(t)$

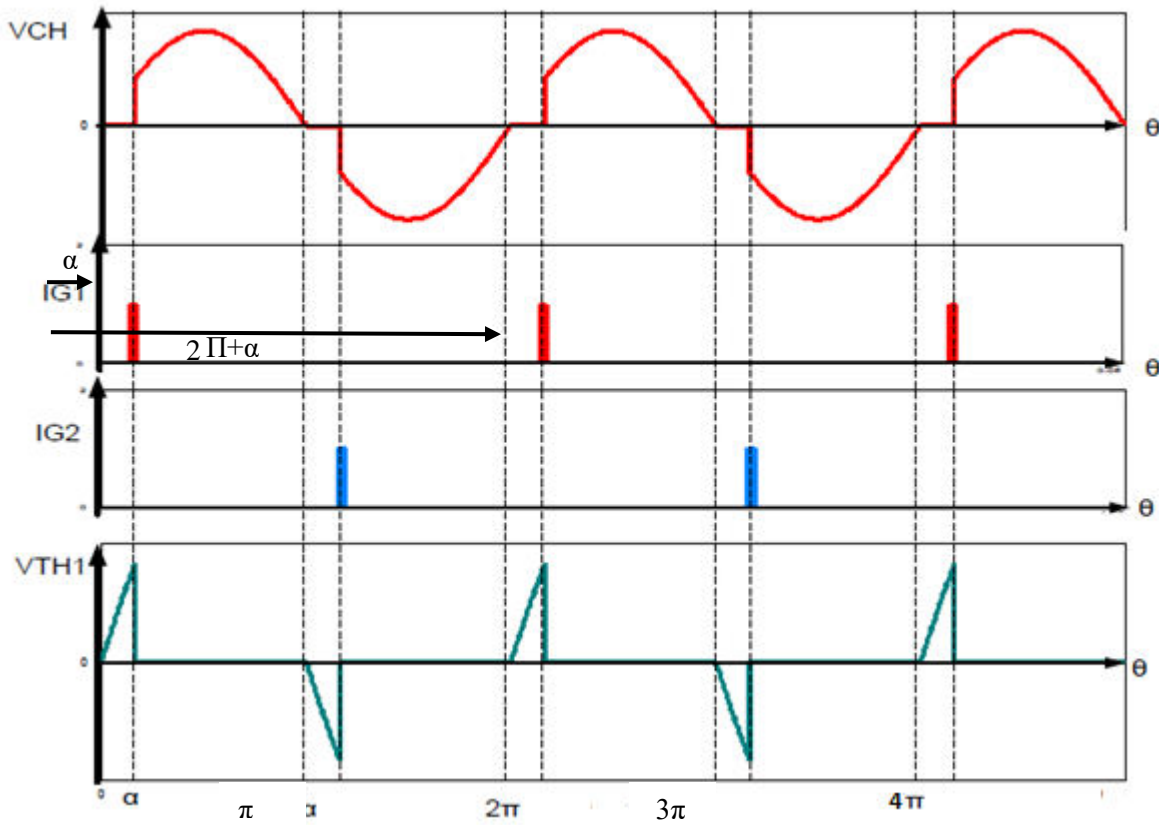


Figure IV.2 : Formes d'ondes pour un gradateur monophasé (débit sur charge résistive)

b- Détermination de la valeur efficace de la tension à la sortie

Sachant que : $V_s(t) = V_m \sin(\omega t)$

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t)}$$

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t)) d(\omega t)}$$

$$V_{ceff} = V_{eff} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad \text{IV.1}$$

Ainsi le courant efficace dans la charge sera égale à :

$$I_{ceff} = \frac{V_{eff}}{R} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad \text{IV.2}$$

D'où la puissance active de charge sera égale à :

$$P_c = \frac{V_{eff}^2}{R} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}\right) \quad \text{IV.3}$$

En faisant varier α de zéro à π , on fait varier P_c de son maximum $\frac{V_{eff}^2}{R}$ à zéro.

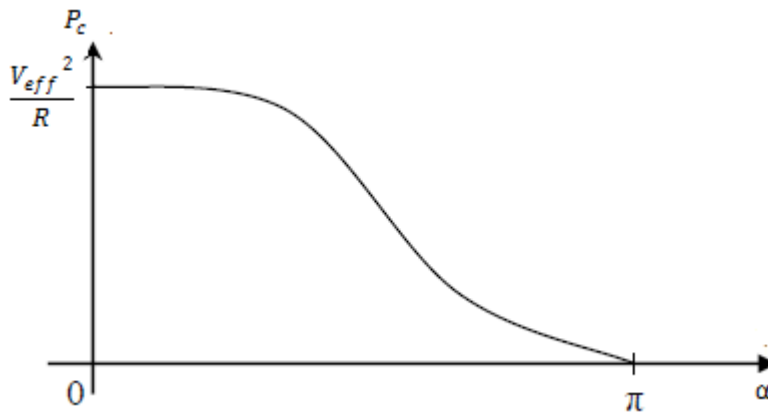


Figure IV.3 Variation de la puissance de charge en fonction de α

Remarque

Le courant $i_c(t)$ dans la charge n'est plus sinusoïdal. Il est possible de décomposer son allure en une onde fondamentale (première harmonique) et une série d'harmoniques d'ordre supérieur. On constate que l'onde fondamentale $i_{c1}(t)$ est déphasée de l'angle φ_1 par rapport à la tension d'alimentation $V_s(t)$.

Il en découle, que le réseau d'alimentation doit fournir une certaine puissance réactive, même si la charge est purement ohmique.

IV. 2.2 Débit sur charge résistive inductive :

Pour le démarrage du gradateur c à d pour qu'il y ait un contrôle de phase, il faut que $\alpha > \varphi$ (angle caractéristique de la charge RL). Pour ce faire on doit utiliser soit une impulsion large soit un train d'impulsions [4].

À cause de l'effet inductif, la conduction se poursuit après la fin de l'alternance, jusqu'à θ_1 l'instant d'annulation du courant $i_c(\theta)$.

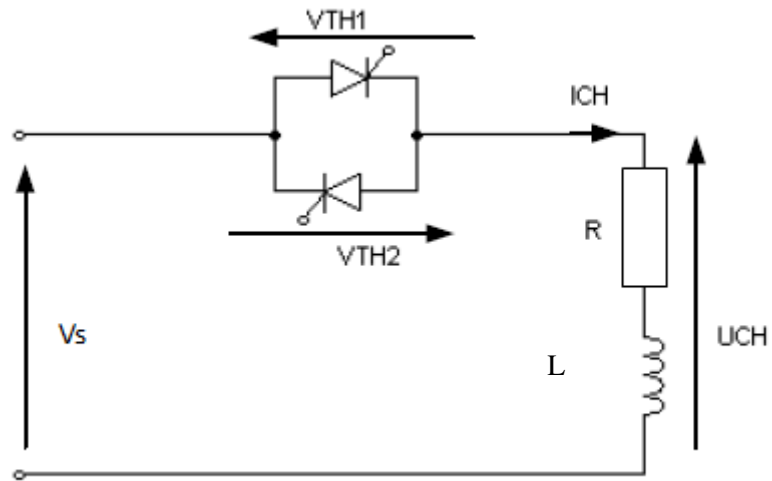


Figure IV.4 : Montage gradateur monophasé (débit sur charge inductive)

a- Analyse du fonctionnement

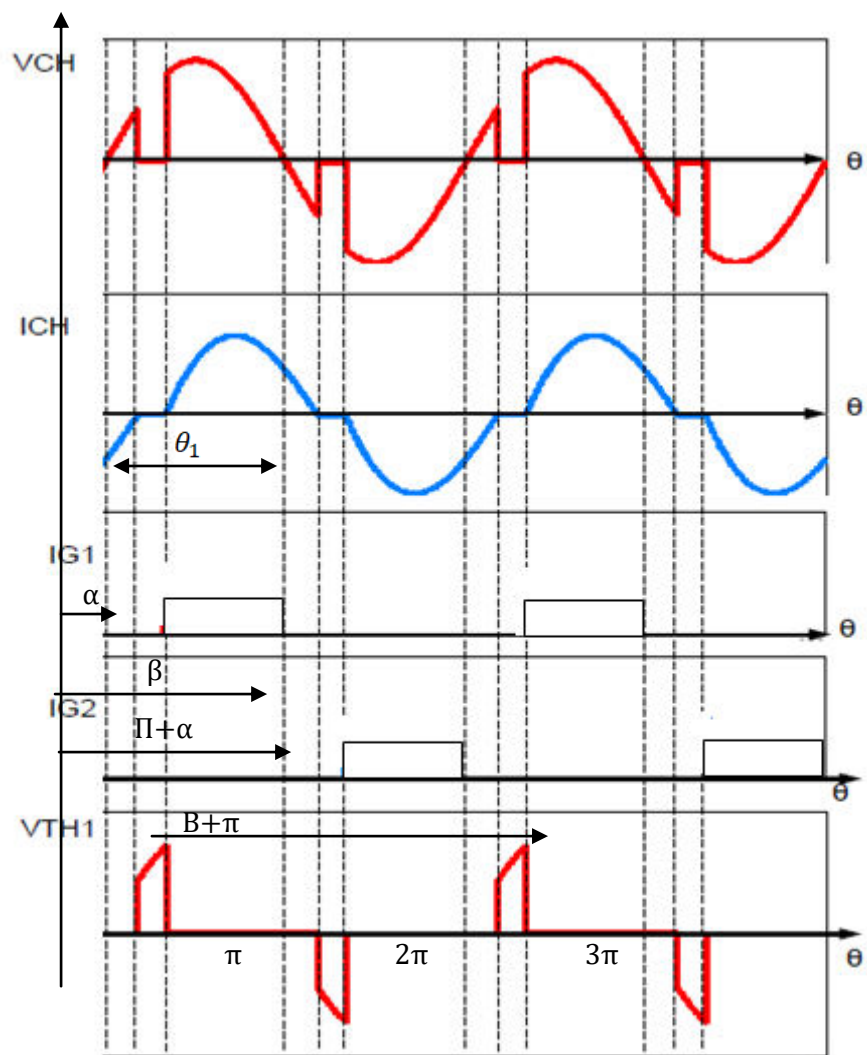


Figure IV.5 Forme d'ondes gradateur monophasé (débit sur charge inductive)

Soit β l'angle d'extinction du courant dans le thyristor TH_1 , et θ_1 l'angle de conduction :

$$\theta_1 = \beta - \alpha \quad \text{IV.4}$$

L'extinction de TH_1 doit avoir lieu avant l'apparition de l'impulsion d'allumage suivante de TH_2 ($\omega t = \pi + \alpha$) sinon TH_2 va rater son impulsion d'allumage $\Rightarrow \beta \leq \pi + \alpha$

- $\alpha < \theta < \beta$, TH_1 conduit

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = Ri_{ch}(t) + L \frac{di_{ch}(t)}{dt} = V_m \sin(\omega t)$$

Le courant dans la charge est la somme d'une composante libre i_{chl} caractérisant le régime transitoire et d'une composante forcée caractérisant le régime permanent.

$$i_{ch}(t) = i_{chl}(t) + i_{chf}(t)$$

La composante libre est solution de l'équation sans second membre

$$V_{ch}(t) = Ri_{ch}(t) + L \frac{di_{ch}(t)}{dt} = 0 \Rightarrow i_{chl}(t) = k e^{-\frac{R}{L}t}$$

La composante libre est la solution de l'équation avec second membre

$$V_{ch}(t) = Ri_{ch}(t) + L \frac{di_{ch}(t)}{dt} = V_m \sin(\omega t) \Rightarrow i_{chf}(t) = I_{max} \sin(\omega t - \varphi)$$

$$\text{Avec } I_{max} = \frac{V_m}{\sqrt{R^2 + (L\omega)^2}}, \quad \tan(\varphi) = \frac{L\omega}{R} = Q, \quad Z = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2}$$

$$\Rightarrow i_{ch}(\theta) = \frac{V_m}{Z} [\sin(\theta - \varphi)] + k e^{-\frac{\theta}{Q}} \quad \text{avec : } \omega t = \theta$$

$$\text{Sachant que pour } \alpha, \quad i_{ch}(\alpha) = 0 \Rightarrow k = \frac{V_m}{Z} \sin(\varphi - \alpha) e^{\frac{\alpha}{Q}}$$

La solution sera :

$$i_{ch}(\theta) = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\theta - \varphi) + \sin(\varphi - \alpha) e^{\frac{\alpha - \theta}{Q}} \right] \quad \text{IV.5}$$

- Pour $\beta < \theta < \pi + \alpha$

$$\text{Aucun thyristor ne conduit. } i_{ch}(\theta) = 0 \Rightarrow \sin(\beta - \varphi) = \sin(\varphi - \alpha) e^{\frac{\alpha - \beta}{Q}}$$

Pour déterminer l'angle β pour lequel le courant s'annule on doit utiliser une méthode numérique (itérative), [5] ($\beta < \pi + \alpha$);

$$V_{TH1}(\theta) = -V_{TH2}(\theta) = V_s(\theta)$$

- Pour $\pi + \alpha < \theta < 2\pi$

TH₂ devient conducteur, il se bloque pour $\theta = \theta_1 + \pi$ quand le courant qui le traverse s'annule.

- Pour $\theta = \alpha + 2\pi$

TH₁ est à nouveau amorcé, et le cycle se répète.

b- Détermination de la valeur efficace à la sortie

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_{\alpha}^{\beta} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t)}$$

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \int_{\alpha}^{\beta} \frac{1}{2} (1 - \cos(2\omega t)) d(\omega t)}$$

$$V_{ceff} = V_{eff} \sqrt{\frac{1}{\pi} (\beta - \alpha + \frac{\sin(2\alpha) - \sin(2\beta)}{2})} \quad \text{IV.6}$$

On voit bien qu'elle passe de V_{eff} à 0 quand α varie de φ à π . Le développement en série de Fourier de la tension de charge comprend, le fondamental de pulsation ω , et tous les harmoniques impaires (notamment l'harmonique 3) [6].

IV.3 Gradateur triphasés

En triphasé, trois montages sont possibles :

- Le gradateur triphasé commandé qui nécessite six thyristors raccordé à une charge triphasé couplé en étoile ou en triangle

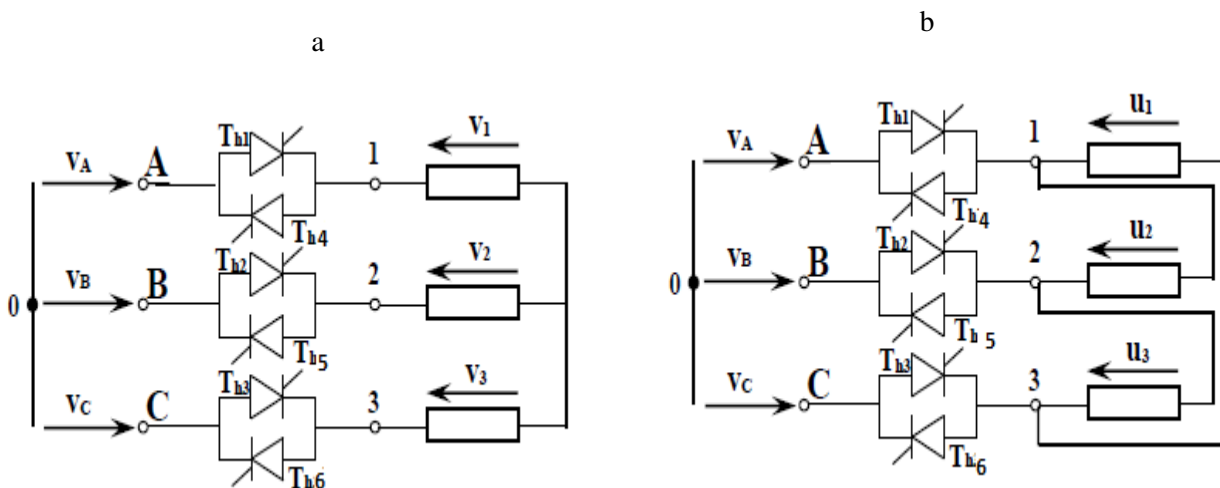


Figure IV.6 gradateur triphasé commandé

a- raccordé à une charge triphasée couplée en étoile

b- raccordé à une charge triphasée couplée en triangle

- Le gradateur triphasé semi- commandé ou mixte à trois thyristors et trois diodes

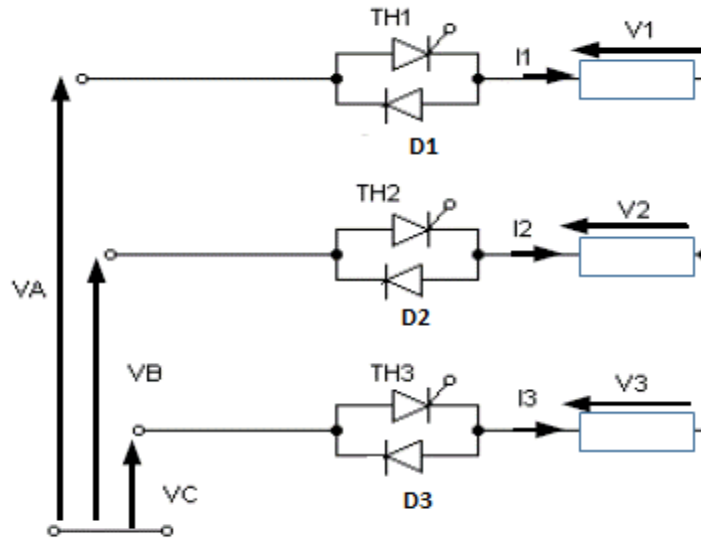


Figure IV.7 gradateur triphasé mixte

IV.4 Gradateur triphasés tout thyristors

Si le gradateur est couplé à la sortie à une charge résistive triphasée équilibrée couplée en étoile (voir figure IV. 8) ; lorsque α croît de 0° à 150° trois modes de fonctionnement se succèdent.

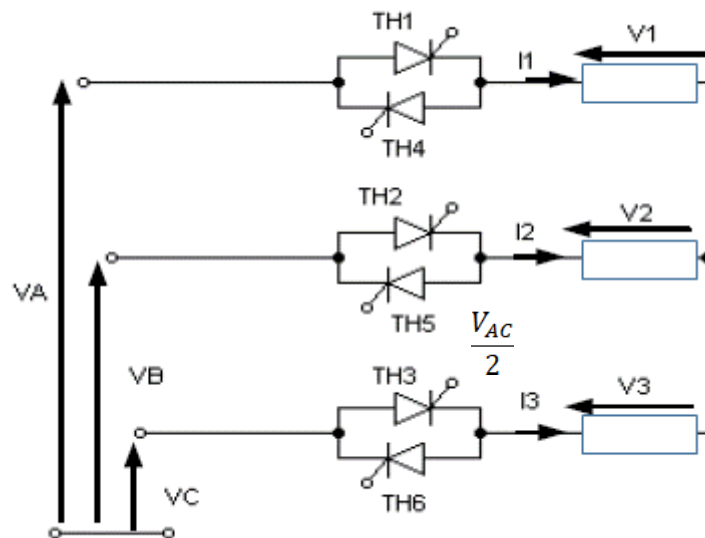


Figure IV.8 Montage gradateur triphasé alimentant une charge triphasé résistive

Vu la structure du montage, la conduction isolée d'un interrupteur est impossible. Il ne pourra donc y avoir que trois possibilités :

- **Un interrupteur est commandé** : Pas de conduction du courant possible (pas de boucle pour le courant)
- **Deux interrupteurs sont commandés** : Les impédances dans chaque phase conductrice étant identiques, la tension composée correspondante se répartit de façon égale entre les deux éléments concernés. Ainsi, par exemple si ; TH₁ et TH₅ conduisent $\Rightarrow$

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

Comme les tensions de charge forment un système équilibré $\Rightarrow V_2(\theta) = -V_1(\theta)$ (avec $V_C(\theta) = 0$)

$$\Rightarrow V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta)) \quad \text{IV.7}$$

La loi des mailles appliquée aux deux phases 2 et 3 donnent : $V_C - V_{TH3} - V_3 + -V_2 - V_B = 0$ et comme

$$V_2(\theta) = \frac{1}{2}(V_B(\theta) - V_A(\theta)) \text{ et } V_1 = 0 \Rightarrow V_{TH3}(\theta) = \frac{3}{2}V_C$$

- **trois interrupteurs sont commandés** : La tension de sortie de chaque phase est égale à la tension du réseau correspondante :

$$V_1(\theta) = V_A(\theta), V_2(\theta) = V_B(\theta); V_3(\theta) = V_C(\theta) \quad \text{IV.8}$$

On se limitera au tracé de la tension $V_1(\theta)$, (les autres étant identiques à des décalages de $2\pi/3$ près).

a- Etude du fonctionnement

1^{er} mode : $0 \leq \alpha < 60^\circ$

Il y a 3 ou 2 thyristors qui conduisent

- $\alpha < \theta < 60^\circ$ TH₁ TH₃ et TH₅ conduisent d'où :

$$V_1(\theta) = V_A(\theta), V_2(\theta) = V_B(\theta), V_3(\theta) = V_C(\theta)$$

- $60^\circ < \theta < \alpha + 60^\circ$, TH₁ et TH₅ conduisent d'où :

$$V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta)), V_2(\theta) = -V_1(\theta), V_3(\theta) = 0$$

La valeur efficace de la tension à la sortie sera égale à [4] :

$$\begin{aligned} V_{ch-eff}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t) \\ &= \sqrt{6}V_{eff} \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{\pi}{3}} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) \right] \\ &\Rightarrow V_{ch-eff} = \sqrt{6}V_{eff} \sqrt{\left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right]} \quad \text{IV.9} \end{aligned}$$

Avec V_{eff} tension simple efficace de source

⇒ La puissance active consommée par la charge sera égale à ;

$$P = 3RI_{ch-eff}^2 = 3 \frac{V_{ch-eff}^2}{\pi R} \quad \text{IV.10}$$

$$P = 3 \frac{V_{comp-max}^2}{\pi R} \left[\frac{\pi}{6} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right] \quad \text{IV.11}$$

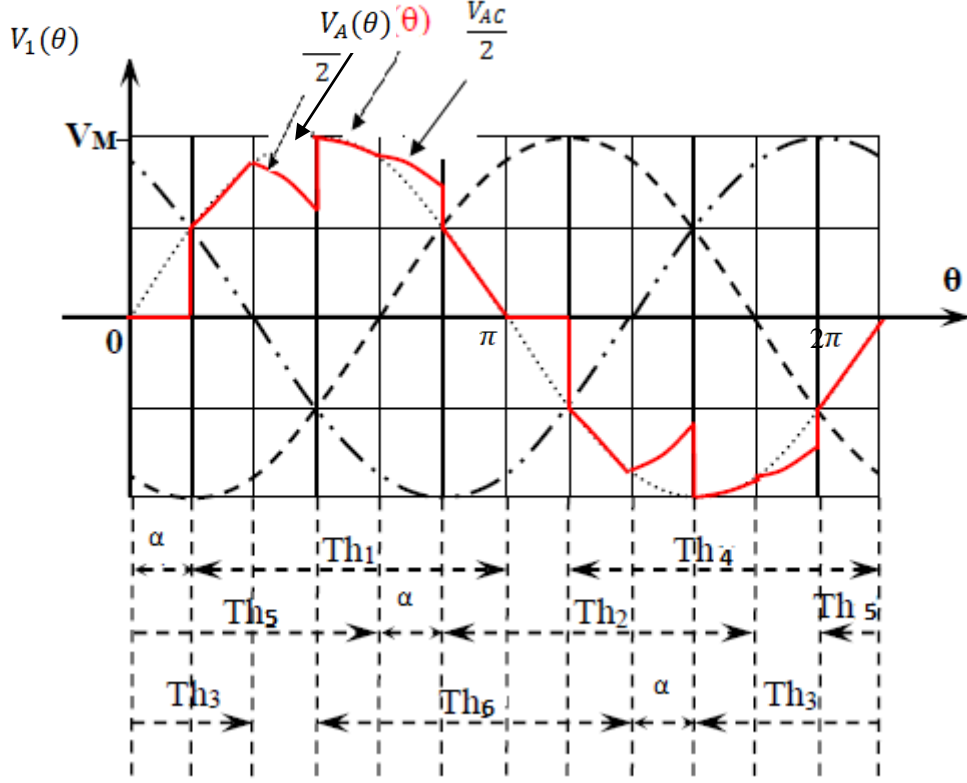


Figure IV.9 Forme d'onde de la tension à la sortie $V_1(\theta)$ pour $\alpha = 30^\circ$

2^{ème} mode : $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$

Il y a toujours 2 thyristors qui conduisent

- $\alpha < \theta < 60^\circ + \alpha$, TH₁ et TH₅ conduisent d'où :

$$V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta)), V_2(\theta) = -V_1(\theta), V_3(\theta) = 0$$

- $60^\circ + \alpha < \theta < 120^\circ$ TH₁ et TH₅ conduisent d'où :

$$V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta)), V_2(\theta) = -V_1(\theta), V_3(\theta) = 0$$

La valeur efficace de la tension à la sortie sera égale à [4] :

$$V_{ch-eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t) = \sqrt{6} V_{eff} \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{3} + \alpha} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} - \frac{\pi}{3} + \alpha} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) \right]$$

$$\Rightarrow V_{ch-eff} = \sqrt{6}V_{eff} \sqrt{\left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{12} - \frac{3\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} \right) \right]} \quad \text{IV.12}$$

$$P = 3 \frac{V_{comp-max}^2}{\pi R} \left[\frac{\pi}{12} + \frac{3\sin 2\alpha}{16} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} \right] \quad \text{IV.13}$$

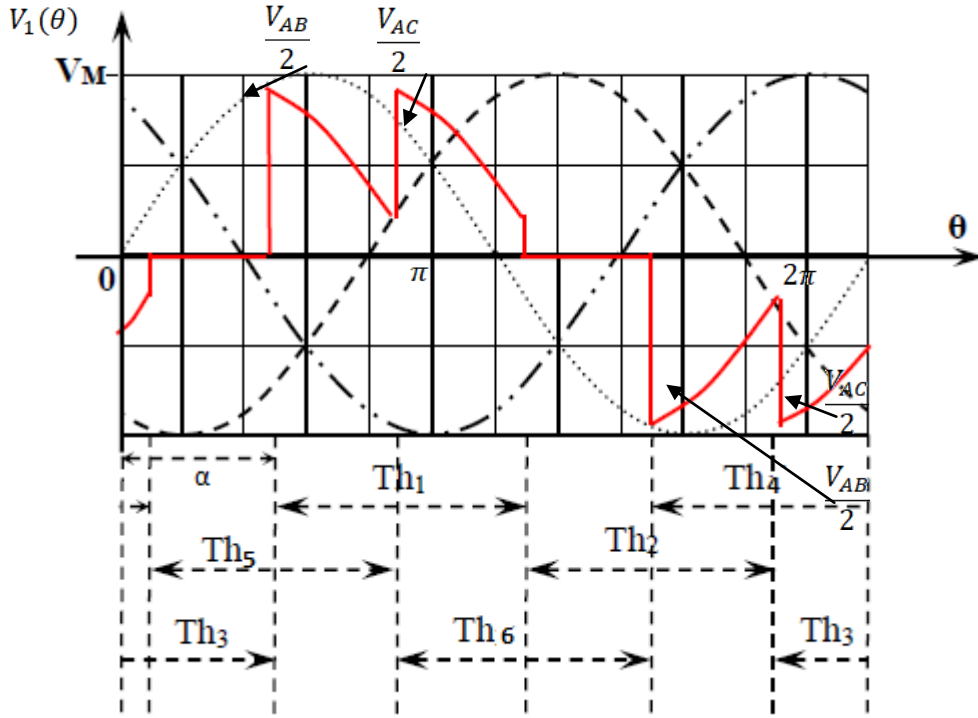


Figure IV.10 Forme d'onde de la tension à la sortie $V_1(\theta)$ pour $\alpha = 75^\circ$

3^{ème} mode : $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$

Il y a 2 ou 0 thyristors passants ; il faut envoyer des « impulsions de confirmations », [4], [5] : quand un thyristor est bloqué (par annulation du courant qui le traverse),

- $\alpha < \theta < 150^\circ + \alpha$, TH₁ et TH₅ conduisent d'où :

$$V_1(\theta) = \frac{1}{2}(V_A(\theta) - V_B(\theta)), V_2(\theta) = -V_1(\theta), V_3(\theta) = 0$$

- $150^\circ < \theta < \alpha + 60^\circ$ aucun thyristor ne conduit, d'où :

$$V_1(\theta) = 0, V_2(\theta) = 0, V_3(\theta) = 0$$

La valeur efficace de la tension à la sortie sera égale à [4]:

$$V_{ch-eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t) = \sqrt{6}V_{eff} \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{3} + \alpha}^{\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) \right]$$

$$\Rightarrow V_{ch-eff} = \sqrt{6}V_{eff} \sqrt{\left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} + \frac{\sin 2\alpha}{16} \right) \right]} \quad \text{IV.14}$$

$$P = 3 \frac{V_{comp-max}^2}{\pi R} \left[\frac{5\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} + \frac{\sin 2\alpha}{16} \right]$$

IV.15

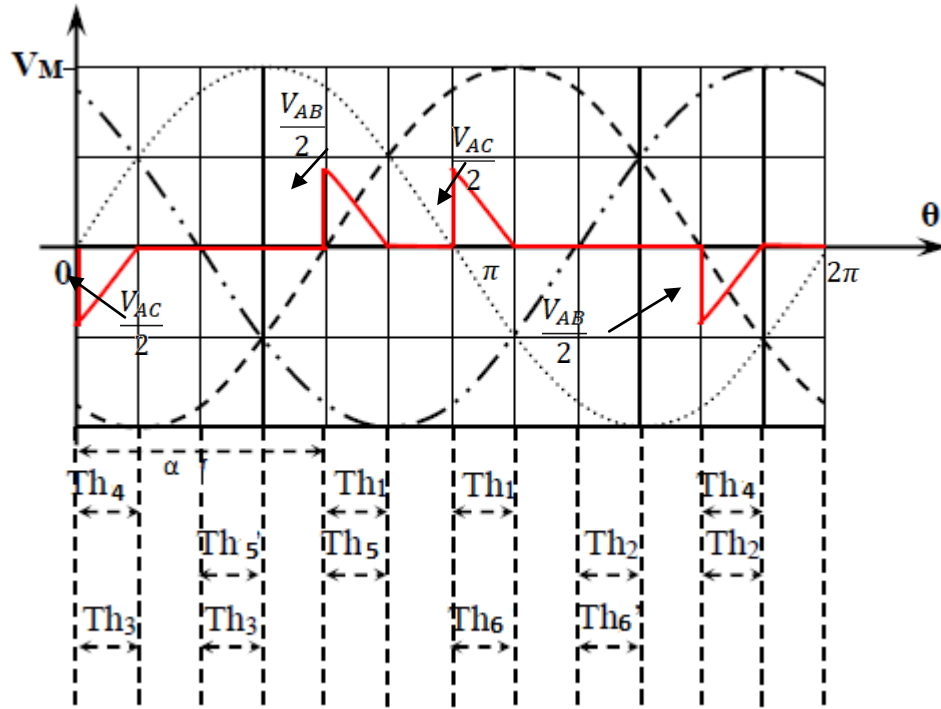


Figure IV.11 Forme d'onde de la tension à la sortie $V_1(\theta)$ pour $\alpha = 120^\circ$

Remarque :

Si on ne travaille pas avec des impulsions larges, il faut donc appliquer une deuxième impulsion de confirmation à chaque thyristor 60° après l'application de l'impulsion d'amorçage au démarrage, et également pour rendre deux thyristors conducteurs lorsque le débit de courant est discontinu. La deuxième impulsion de démarrage n'est pas nécessaire dans le cas des angles de retard inférieur à 90° .

Dans les équations ci-dessus, on a négligé les chutes de tensions dans les thyristors.

b- Caractéristiques

Dès que le récepteur est inductif, le gradateur ne sera pas en marche que lorsque α soit supérieur à φ (l'angle caractéristique de la charge).

- Les tensions $V_1(\theta), V_2(\theta), V_3(\theta)$ ont une valeur efficace V_{ch-eff} qui varie de V_{eff} (source) et 0 quand α varie de φ à $\frac{5\pi}{6}$. On trouve que les termes de pulsation
- Le développement en série de Fourier des tensions de sorties comportent en plus du fondamental les harmoniques impaires [6]. Comme le système de tension à la sortie est équilibrée ; il n'y a pas d'harmoniques multiple de 3. On trouve donc ; les termes de pulsation : $\omega, 5\omega, 7\omega, 11\omega, 13\omega$, etc. d'où

$$n\omega = (6k \pm 1)\omega$$

Comparer à ceux générés par le gradateur monophasé ; les premiers harmoniques d'ordres 5 et 7 sont plus élevés [6].

L'harmonique de courant de même pulsation $n\omega$ sera égale à :

$$I_n = \frac{V_n}{R\sqrt{1+n^2Q^2}} \quad \text{avec } Q = \frac{L\omega}{R} \quad \text{IV. 16}$$

- Bien que la charge est résistive ; le gradateur consomme de la puissance réactive (car le fondamental de la tension de sortie (fondamental du courant de sortie) est déphasé en arrière par rapport à la tension d'entrée correspondante).

Exemple

Soit un gradateur triphasé tous thyristors alimentant une charge triphasé résistive couplé en étoile

$R=10\Omega$, $V_{seff-comp} = 208V$, $f=50Hz$, $\alpha=60^\circ$

- 1) Calculer la tension efficace à la sortie
- 2) Calculer le facteur de puissance
- 3) Donner l'expression instantanée de la tension à la sortie de la phase (a) durant une période.

Solution

$$1) V_{seff-simple} = \frac{208}{\sqrt{3}} = 120V$$

à partir de l'équation IV.10 la tension efficace à la sortie sera égale à : $V_{eff-ch} = 100.9V$

$$2) \text{ Le courant efficace dans la charge sera égale à : } I_{eff-ch} = \frac{V_{eff-ch}}{R} = 10.09A \Rightarrow$$

$$P = 3 R I_{eff-ch}^2 = 3 \times 10.09^2 \times 10 = 3054.24W$$

$$S = 3V_{(seff-simple)} I_{(eff-ch)} = 3 \times 120 \times 10.09 = 3632.4VA$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{3054.24}{3632.4} = 0.84 \text{ (en retard)}$$

$$3) \text{ Pour } 0 \leq \omega t < 60^\circ \quad V_{an} = 0$$

$$\text{Pour } 60^\circ \leq \omega t < 120^\circ \quad V_{an} = \frac{V_{AB}}{2} = 147.1 \sin(\omega t + 30^\circ)$$

$$\text{Pour } 120^\circ \leq \omega t < 180^\circ \quad V_{an} = \frac{V_{AC}}{2} = \frac{-V_{CA}}{2} = 147.1 \sin(\omega t - 210^\circ - 180^\circ)$$

$$\text{Pour } 180^\circ \leq \omega t < 240^\circ \quad V_{an} = 0$$

$$\text{Pour } 240^\circ \leq \omega t < 300^\circ \quad V_{an} = \frac{V_{AB}}{2} = 147.1 \sin(\omega t + 30^\circ)$$

$$\text{Pour } 300^\circ \leq \omega t < 360^\circ \quad V_{an} = \frac{V_{AB}}{2} = 147.1 \sin(\omega t - 210^\circ - 180^\circ)$$

IV.5 Variantes

- On peut sans changer le gradateur, remplacer la charge en étoile par la charge en triangle équivalent (voir figure IV. 6.b). Si les trois phases de la charge ont un même argument et un module trois fois plus grand que celui pour une charge couplée en étoile ; Pour le même retard à l'amorçage on trouve les mêmes courants de lignes, les mêmes tensions s aux bornes des thyristors ; les harmonique et les diverses puissances restent les mêmes.
- Le fonctionnement du montage IV.8 ne change en rien si on place le gradateur en aval du récepteur (voir figure IV.12). Ce schéma facilite la commande si au lieu de thyristors on doit utiliser des triacs.

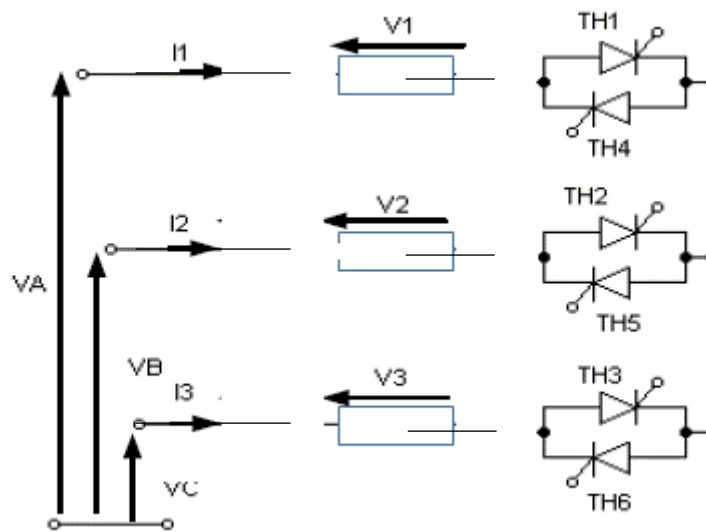


Figure IV.12 Montage gradateur en aval de la charge

- **Groupeement en triangle de trois groupes de thyristors (voir figure IV.13) :** Le fonctionnement de ce montage est le même que pour le cas de la figure IV. 8. L'avantage est que la valeur moyenne du courant dans les thyristors est divisée par deux ; par contre ; la tension inverse maximale passe de $\frac{3}{2}V_m$ à $\sqrt{3}V_m$ [6].

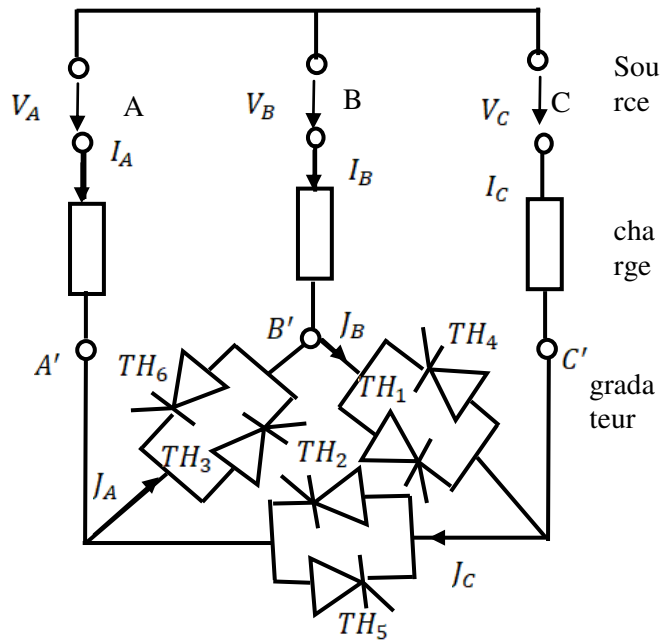


Figure IV.13 Groupement en triangle de trois groupes de thyristors

IV. 6 Groupement de trois gradateurs monophasés

Si la charge triphasé est déséquilibrée ; on ne peut pas utiliser le montage de la figure IV. 8 ou l'une de ses variantes. Il faut utiliser trois ensembles monophasés. On peut les grouper en triangle (figure IV.14.a) ou étoile avec conducteur neutre (figure IV.14.b).

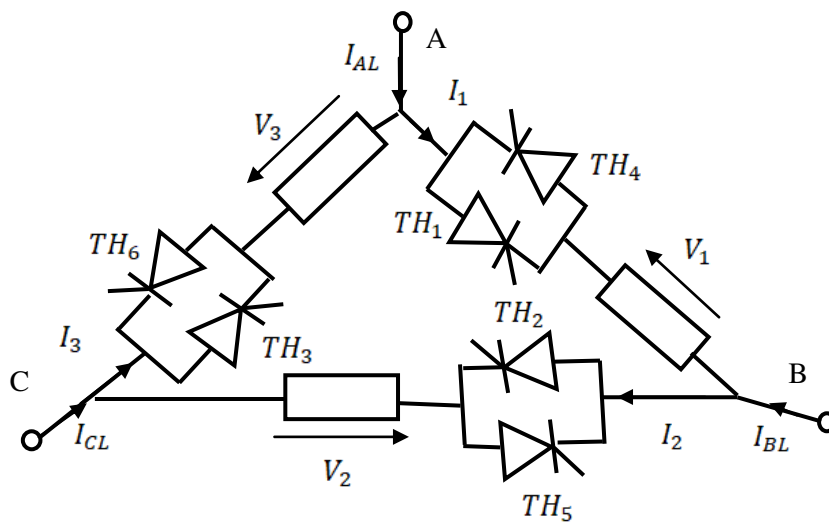


Figure IV.14.a Groupement en triangle de trois gradateurs monophasés

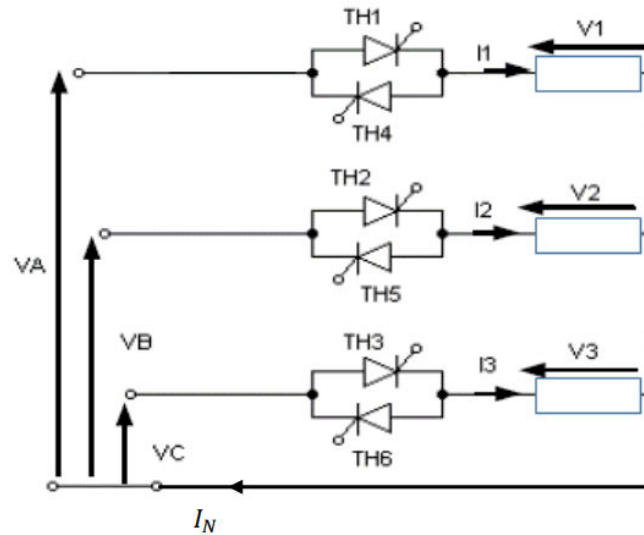


Figure IV.14.b Groupement en étoile de trois gradateurs monophasés

Pour chaque phase on peut utiliser les résultats établis pour le gradateur monophasé.

Dans le gradateur en triangle, si la charge est équilibrée, les harmoniques multiples de 3 en phase dans les trois phases disparaissent des courants en lignes I_{AL} , I_{BL} et I_{CL} . Il ne reste que les harmoniques 5, 7, 11... Sachant que ces harmoniques sont moins réduits dans la montage monophasé que dans le montage triphasé (figure IV.8). Le groupement en triangle est donc meilleur en ce qui concerne la qualité des courants pris au réseau.

Dans le groupement en étoile, même si la charge est équilibrée, il passe un courant important dans le conducteur neutre, [6].

IV.7 Gradateur triphasé mixte :

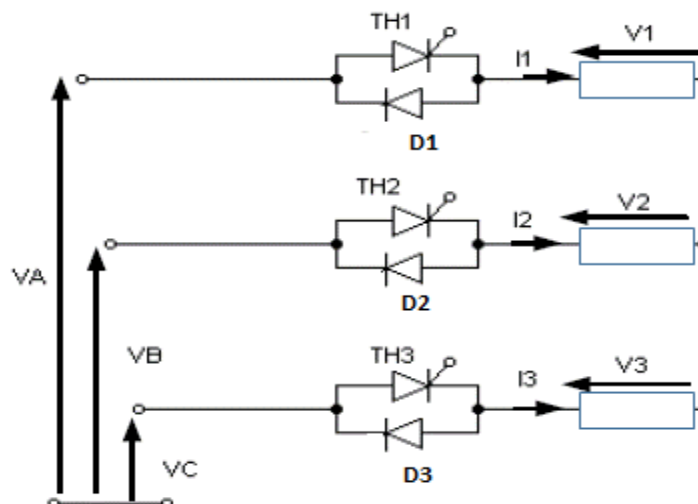


Figure IV.15 Montage gradateur triphasé mixte alimentant une charge résistive

La disposition semi commandée est plus simple, une seule impulsion d'amorçage étant nécessaire. Le

passage du courant dans la charge est commandé par TH₁, TH₂, TH₃ et les diodes servent pour le retour du courant. On distingue trois modes de conduction.

1^{er} mode : $0 \leq \alpha < 90^\circ$

- 2 ou 3 composants conduisent en même temps, soit (un thyristor et une diode ou deux thyristors et une diode ou encore un thyristor et deux diodes). TH₁ TH₃ et TH₅ conduisent d'où : Si trois composants conduisent $\Rightarrow$

$$V_1(\theta) = V_A(\theta), V_2(\theta) = V_B(\theta), V_3(\theta) = V_C(\theta)$$

Si deux composants conduisent $\Rightarrow$

$$V_1(\theta) = \frac{1}{2}V_{AB}(\theta), \text{ (si les phases A et B conduisent et la phase C est ouverte).}$$

$$\text{ou bien : } V_1(\theta) = \frac{1}{2}V_{AC}(\theta), \text{ (si les phases A et C conduisent et la phase B est ouverte).}$$

La valeur efficace de la tension à la sortie sera égale à [4]:

$$\begin{aligned} V_{ch-eff}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t) \\ &= \sqrt{6}V_{eff} \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{3\pi}{2}+\alpha} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{4\pi}{3}+\alpha}^{2\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) \right] \\ \Rightarrow V_{ch-eff} &= \sqrt{3}V_{eff} \cdot \sqrt{\left[\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right) \right]} \end{aligned} \quad \text{IV. 17}$$

$$P = 3 \frac{V_{comp-max}^2}{2\pi R} \left[\frac{\pi}{3} - \frac{\alpha}{4} + \frac{\sin 2\alpha}{8} \right] \quad \text{IV. 18}$$

2^{ème} cas : $90^\circ \leq \alpha < 120^\circ$

Ce mode est caractérisé par la conduction de 3, 2 ou 0 semi-conducteurs. Un seul thyristor conduit et le courant revient en partie par une diode de la phase B, en partie par une diode de la phase C (3 semi - conducteurs conduisent). Lorsque la tension cesse d'être négative pour une des diodes 2 semi-conducteurs passants commence. Durant un certain intervalle aucun semi-conducteur n'est passant.

La valeur efficace de la tension à la sortie sera égale à [4] :

$$\begin{aligned} V_{ch-eff}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t) \\ &= \sqrt{6}V_{eff} \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\frac{2\pi}{3}} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) \right. \\ &\quad \left. + \int_{\frac{\pi}{2}}^{\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\frac{4\pi}{3}} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi}{2}}^{2\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{4\pi}{3}+\alpha}^{2\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{3} d(\omega t) \right] \end{aligned}$$

$$V_{ch-eff} = \sqrt{3}V_{eff}\sqrt{\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{11\pi}{24} - \frac{\alpha}{2}\right)\right]} \quad \text{IV.19}$$

$$\Rightarrow P = 3 \frac{V_{comp-max}^2}{2\pi R} \left[\frac{11\pi}{24} - \frac{\alpha}{2} \right] \quad \text{IV.20}$$

2^{ème} cas : $120^\circ \leq \alpha \leq 210^\circ$

Un thyristor conduit et une diode assure le retour du courant

La valeur efficace de la tension à la sortie sera égale à [4]:

$$V_{ch-eff}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (V_m \sin(\omega t))^2 d(\omega t) = \sqrt{6}V_{eff} \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{2}-\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) + \int_{\frac{3\pi}{2}-\frac{2\pi}{3}+\alpha}^{2\pi} \frac{(\sin \omega t)^2}{4} d(\omega t) \right]$$

$$\Rightarrow V_{ch-eff} = \sqrt{3}V_{eff}\sqrt{\left[\frac{1}{\pi}\left(\frac{7\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} + \frac{\sin 2\alpha}{16}\right)\right]} \quad \text{IV.21}$$

$$P = 3 \frac{V_{comp-max}^2}{2\pi R} \left[\frac{7\pi}{24} - \frac{\alpha}{4} - \frac{\sqrt{3}\cos 2\alpha}{16} + \frac{\sin 2\alpha}{16} \right] \quad \text{IV.22}$$

Pour $\alpha > 210^\circ$ aucun thyristor n'est amorcé, donc le courant ne circule dans aucune phase.

Le montage gradateur triphasé mixte en plus de la simplicité dans la commande, il offre une puissance active plus grande que celle obtenue par un gradateur triphasé commandé voir figure IV.16.

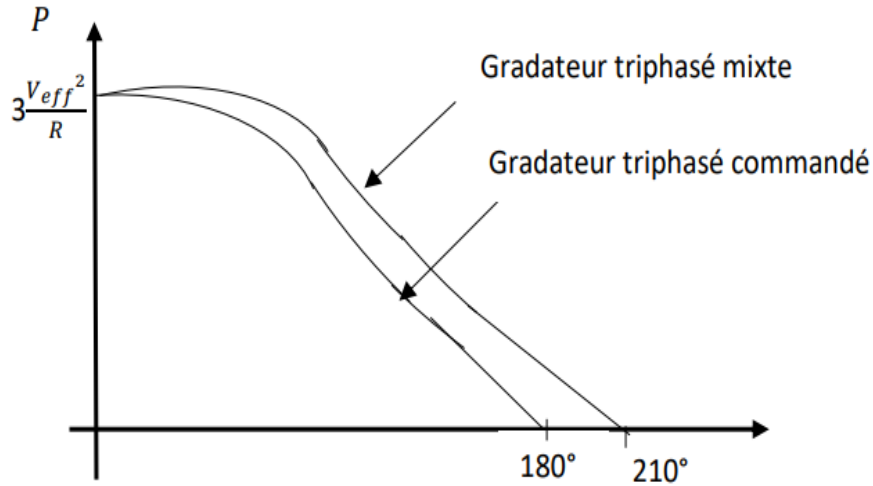


Figure IV. 16 Caractéristique de réglage de la puissance de charge en fonction de α

- La tension à la sortie possède une alternance positive différente de l'alternance négative. Elle contient en plus des harmoniques impaires un important harmonique d'ordre 2 [6] ; qui fait écarter l'emploi de ce montage dès qu'il s'agit d'une application de quelque puissance.

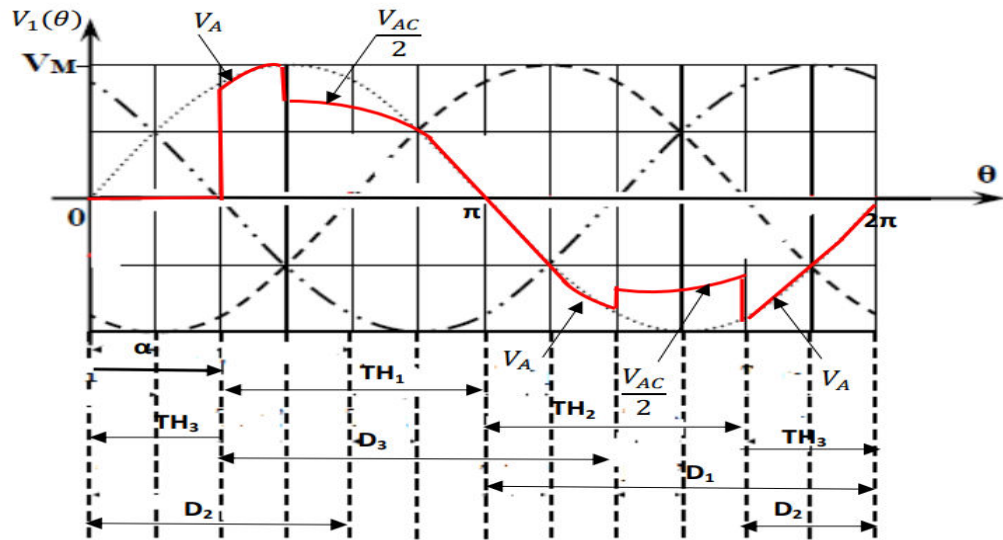


Figure IV. 17 Forme d'onde pour un gradateur triphasé mixte $\alpha = 60^\circ$

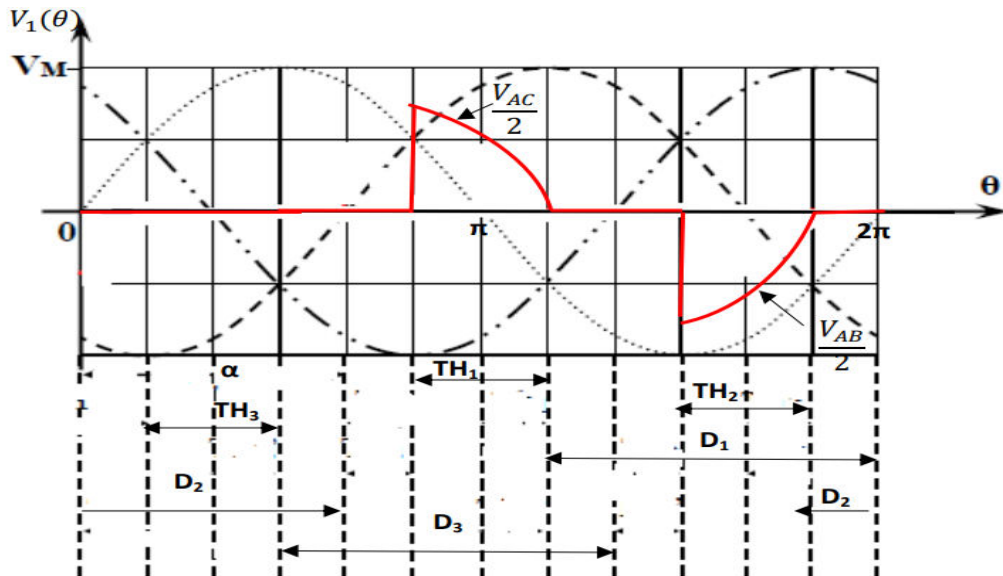


Figure IV. 18 Forme d'onde pour un gradateur triphasé mixte $\alpha = 150^\circ$

IV.8 Gradateur commandé par train d'alternances :

Il est fourni à partir du réseau alternatif monophasé ou triphasé, par séries, des périodes entières consécutives de tension séparées par des absences totales de tension. Il permet donc le réglage d'énergie.

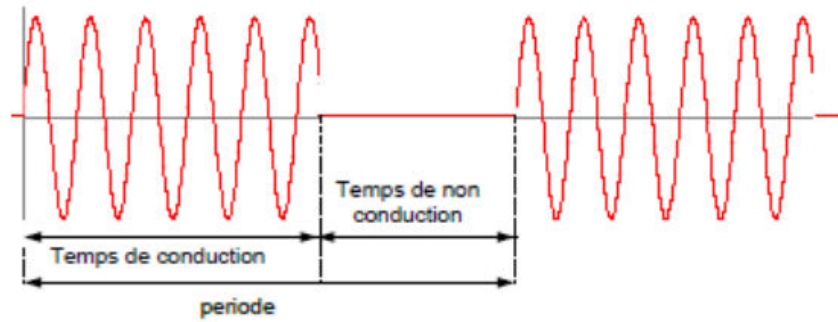


Figure 19 : tension de commande d'un gradateur à train d'ondes

La puissance est fournie pendant le temps de conduction.

Le rapport du temps de conduction sur la période de modulation donne le pourcentage de la puissance max transmise.

$$p = \frac{V_{max}^2}{2R} \cdot \frac{\text{temps de conduction}}{\text{temps de conduction} + \text{temps de blocage}} \quad \text{IV.23}$$

Les gradateurs par trains d'ondes sont utilisés avec des machines à fortes inerties (surtout en électrothermie, four à résistance).

CHAPITRE 5

LES HACHEURS

CONVERTISSEURS DC- DC

V.1 Introduction

Les hacheurs font appel à la commutation forcée. Ils permettent d'obtenir une tension continue de valeur moyenne variable à partir d'une source de tension continue fixe. C'est un convertisseur continu- continu (tension v_e continue – courant i_s continu) dont le symbole est :

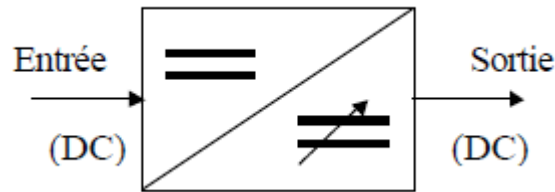


Figure V. 1 symbole d'un convertisseur continu - continu

Les hacheurs sont très répandus dans le domaine de la traction électrique à courant continu, par exemple sur les engins de traction pour chemin de fer, trolleybus et véhicule à batterie. Le hacheur permet d'alimenter un moteur à courant continu avec une tension continue variable.

Remarque :

L'utilisation du thyristor dans les hacheurs est très délicate car l'annulation du courant au blocage n'est pas naturelle. Il faut associer au thyristor un circuit auxiliaire comprenant plusieurs thyristors additionnels, inductances et condensateurs pour parvenir au blocage du composant principal.

Cependant aux très fortes puissances, le thyristor est irremplaçable. Par composant on peut commuter 2000A sous 2500V (en traction électrique), [7].

V.2 Hacheur dévolteur (série, Buck converter)

V.2-1 Débit sur charge résistive

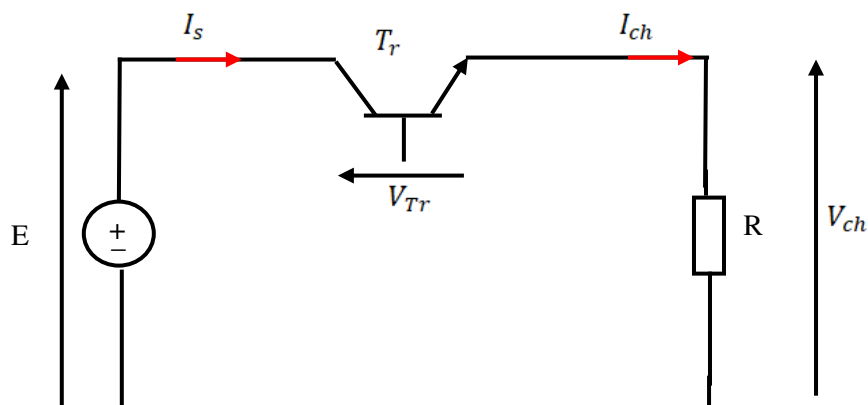


Figure V.2 schéma de principe d'un hacheur dévolteur (charge résistive)

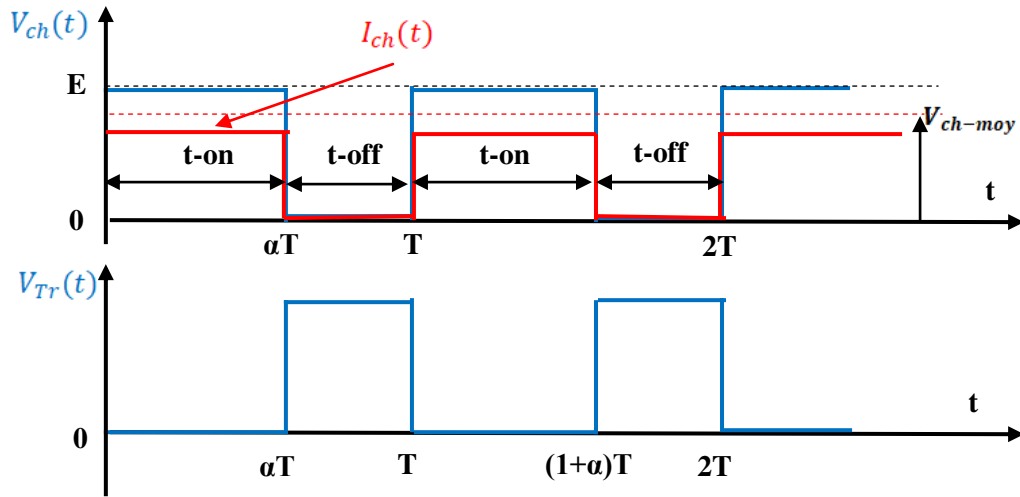


Figure V.3 Formes d'ondes pour un hacheur série (charge R)

Le courant s'annule instantanément dès que le transistor est bloqué à $t=\alpha T$

Avec : $T = \frac{1}{f_H}$

αT : temps de fermeture (conduction)

$T - \alpha T$: temps d'ouverture

α est le rapport entre le temps de conduction et la période de hachage ; il est appelé rapport cyclique :

$$\alpha = \frac{\text{temps de conduction}}{\text{période de hachage}}, \quad 0 < \alpha < 1$$

Quand T_r est fermé : $0 < t < \alpha T$

$$V_{ch}(t) = E$$

Quand T_r est ouvert : $\alpha T < t < T$

$$V_{ch}(t) = 0$$

$$V_{ch-moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt = \frac{E(\alpha T)}{T} = \alpha E \quad \text{V. 1}$$

$$I_{moy} = \frac{V_{ch-moy}}{R} = \frac{\alpha E}{R} \quad \text{V. 2}$$

V.2-2 Débit sur charge résistive inductive : Si la charge est résistive inductive le courant ne peut pas être interrompu au moment (αT) lorsque on ouvre l'interrupteur T. C'est pourquoi on place en parallèle avec la charge une diode D (voir figure V. 4).

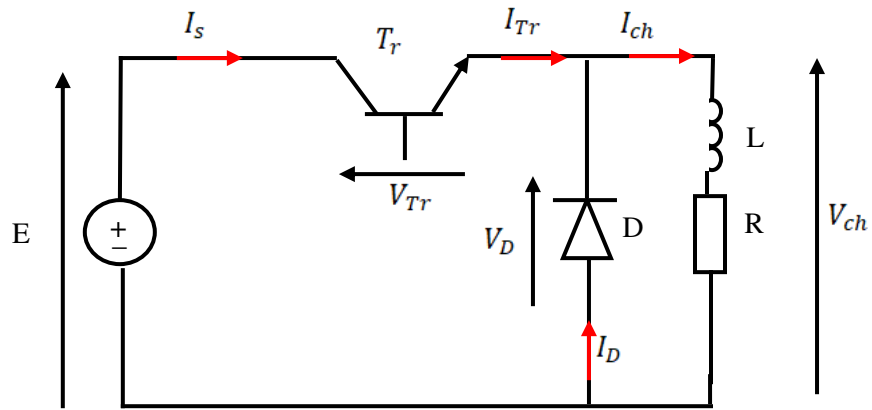


Figure V.4 schéma de principe

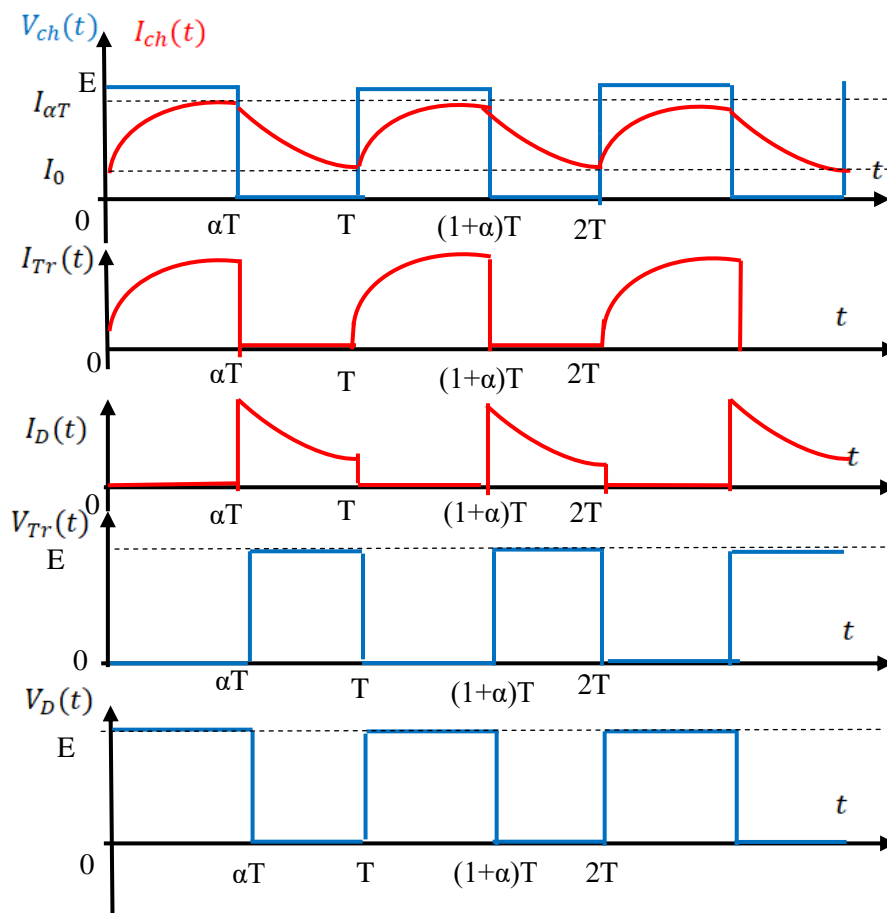


Figure V.5 Formes d'ondes pour un hacheur série (charge RL)

• Etude du fonctionnement :

- $0 < t < \alpha T$: T_r est fermé (la conduction de T_r force le blocage de la diode D)

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = E$$

$$\Rightarrow R i_1(t) + L \frac{di_1(t)}{dt} = E$$

$$\Rightarrow i_1(t) = \frac{E}{R} + (I_0 - \frac{E}{R})e^{-t/\tau} \quad , \text{ avec } \tau = \frac{L}{R} \quad \text{V.3}$$

$$\text{à } t = \alpha T \quad \text{on a :} \quad i_{\alpha T} = \frac{E}{R} + (I_0 - \frac{E}{R})e^{-\alpha T/\tau} \quad \text{V.4}$$

- $\alpha T < t < T$: T_r est bloqué (le courant circule en roue libre dans la diode et la charge)

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = 0$$

$$\Rightarrow R i_2(t) + L \frac{di(t)}{dt} = 0$$

$$\Rightarrow i_2(t) = I_{\alpha T} e^{-(t-\alpha T)/\tau} \quad \text{V.5}$$

$$\text{à } t = T \quad \text{on a :} \quad \Rightarrow i_0 = I_{\alpha T} e^{-(T-\alpha T)/\tau} \quad \text{V.6}$$

$$I_0 = \frac{E}{R} \left(\frac{e^{-\frac{T-\alpha T}{\tau}} - e^{-\frac{T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) = \frac{E}{R} \left(\frac{1 - e^{-\frac{\alpha T}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T}{\tau}}} \right) e^{-\frac{T}{\tau}} \quad \text{V.7}$$

$$\text{D'où ; } I_{\alpha T} = I_0 e^{(T-\alpha T)/\tau} \quad \text{V.8}$$

$$\text{La tension de charge moyenne sera égale à : } V_{ch-moy} = \alpha E \quad \text{V.9}$$

On réglera la valeur de V_{ch-moy} en modifiant le rapport cyclique α :

1. soit en modifiant la durée de conduction du transistor T_r sans modifier la période T de hachage
2. soit en modifiant la fréquence de commande ($f_H = \frac{1}{T} = 1$) sans modifier la durée de conduction du transistor.

La 1^{ère} solution, est la plus utilisée en pratique car elle permet un filtrage aisé de la tension $V_{ch}(t)$ par un filtre passe-bas.

- Le courant moyen dans la charge sera égale à :

$$I_{moy} = \frac{V_{ch-moy}}{R} = \frac{\alpha E}{R} \quad \text{V.10}$$

- Ondulation du courant

Pour simplifier l'étude, on peut considérer que l'inductance est suffisamment élevée pour que la constante de temps ($\tau = L / R$) soit grande par rapport à la période de hachage. Dans ces conditions, les morceaux d'exponentielle sont des segments de droites, [8].

Comme $e^x = 1 + x$, et en faisant l'approximation des expressions V.7 et V.8 on aura :

$$I_0 = \frac{\alpha E}{R} \quad \text{et} \quad I_{\alpha T} = I_0 \left[1 + \frac{(1-\alpha)T}{\tau} \right]$$

Ainsi l'ondulation crête à crête sera égale à :

$$\Delta I = I_{\alpha T} - I_0 \quad \text{V.11}$$

$$\Delta I = \frac{E}{R} \frac{T}{\tau} \alpha (1 - \alpha) \quad \text{V.12}$$

ΔI est maximale lorsque sa dérivée par rapport à α est nulle $\Rightarrow \alpha = 0.5$

$$\Rightarrow \Delta I_{max} = \frac{E}{4R} \frac{T}{\tau} = \frac{E T}{4L} \quad \text{V.13}$$

Pour réduire l'ondulation, on doit soit augmenter l'inductance, soit augmenter la fréquence du hachage.

V.2-3 Débit sur charge RLE

La charge est constituée d'une résistance R, d'une inductance L et d'une f.e.m E'

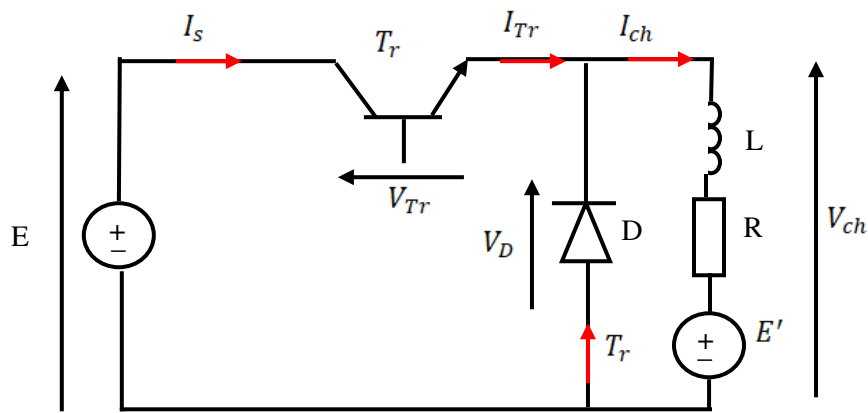


Figure V.6 Schéma de principe

Deux cas de conduction sont à envisager selon que le courant de charge s'annule ou non avant la nouvelle conduction du transistor T_r .

1^{er} cas Conduction continue : Les formes d'ondes sont les mêmes que pour le cas d'une charge RL, sauf que les expressions du courant instantané et du courant moyen sont différentes.

$0 < t < \alpha T$: T_r est fermé, la diode D est bloquée

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = E$$

$$\Rightarrow R i_1(t) + L \frac{di_1(t)}{dt} + E' = E$$

$$\Rightarrow i_1(t) = \frac{E-E'}{R} + (I_0 - \frac{E-E'}{R}) e^{-t/\tau} \quad \text{avec } \tau = \frac{L}{R} \quad \text{V. 14}$$

$\alpha T < t < T$: T_r est bloqué

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = 0$$

$$\Rightarrow R i_2(t) + L \frac{di_2(t)}{dt} + E' = 0$$

$$\Rightarrow i_2(t) = \frac{-E'}{R} + \left(I_{\alpha T} + \frac{E'}{R} \right) e^{-(t-\alpha T)/\tau} \quad \text{V.15}$$

Pour déterminer les valeurs de I_0 et $I_{\alpha T}$ on utilise les conditions aux limites suivantes :

$$\begin{cases} i_1(\alpha T) = I_{\alpha T} \\ i_2(T) = I_0 \end{cases}$$

- Le courant moyen dans la charge sera égale à :

$$\begin{aligned} V_{moy} &= \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left[\left(R i(t) + L \frac{di(t)}{dt} + E' \right) dt \right] \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T R i(t) dt + \frac{1}{T} \int_0^T L \frac{di(t)}{dt} dt + \frac{1}{T} \int_0^T E' dt = R I_{moy} + E' \end{aligned}$$

à savoir que : $\frac{1}{T} \int_0^T L \frac{di(t)}{dt} dt = 0$ (à la fin de la période de hachage, la dérivée de courant de charge est nulle)

$$\Rightarrow I_{moy} = \frac{V_{ch-moy} - E'}{R} = \frac{\alpha E - E'}{R} \quad \text{V.16}$$

Si la charge (RLE) est un moteur E' serait une force contre électro motrice et les caractéristiques de vitesse

$n = f(I)$ seront des droites parallèles : $n = \frac{\alpha E - RI}{K\phi}$; (régime moteur marche avant, 1^{er} quadrant)

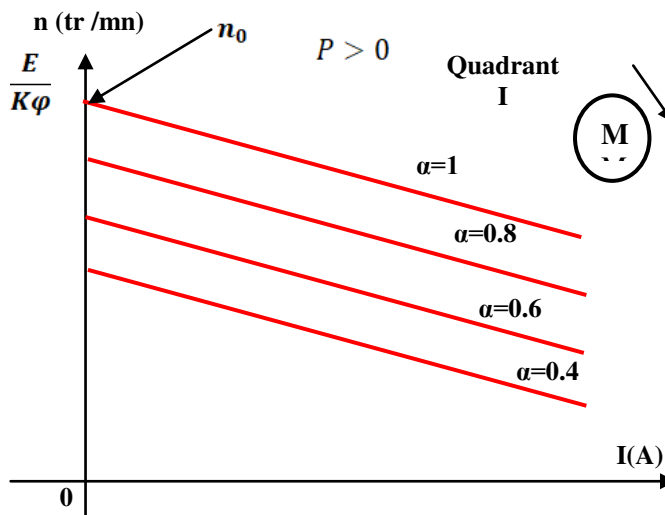


Figure V.7 caractéristique de vitesse (conduction continue)

2^{ème} cas : Conduction discontinue :

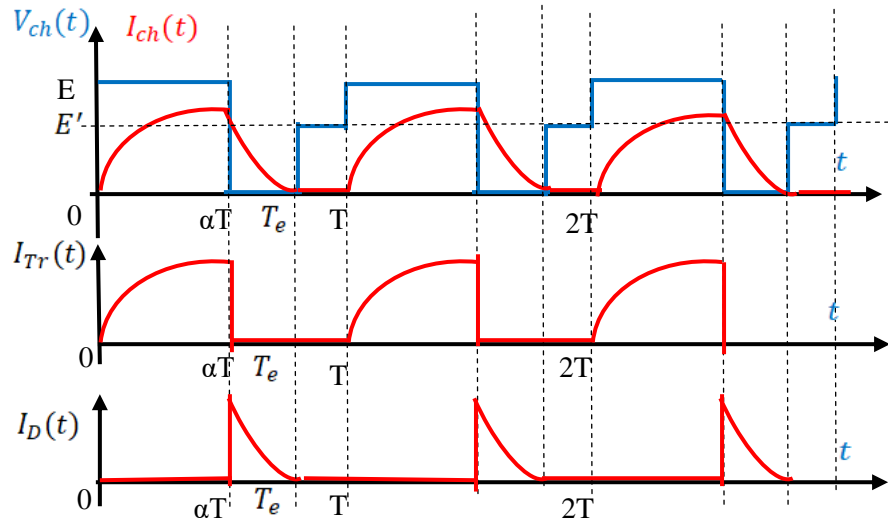


Figure V.8 Formes d'ondes en conduction discontinue (charge RLE)

- $0 < t < \alpha T$

T_r est fermé, D est bloquée

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = E$$

Le courant dans la charge augmente suivant une loi exponentielle pour tendre vers la valeur fictive

$\frac{E-E'}{R}$ avec la constante du temps $\tau = \frac{L}{R}$

- $\alpha T < t < T_e$

T_r est bloqué, D conduit

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = 0$$

Le courant dans la charge décroît vers la valeur fictive $\frac{-E'}{R}$

- $T_e < t < T$

D est bloquée

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = E'$$

La tension moyenne sera égale à :

$$V_{ch-moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{\alpha T} E dt + \int_{T_e}^T E' dt \right) = \frac{E(\alpha T) + (T - T_e)E'}{T} \quad V.17$$

Remarque :

Lorsque $T_e > T$, le fonctionnement est continu et le courant ne s'annule jamais dans la charge.

Pour diminuer la zone de discontinuité on doit :

- Introduire une self de lissage
- Ou augmenter la fréquence de hachage

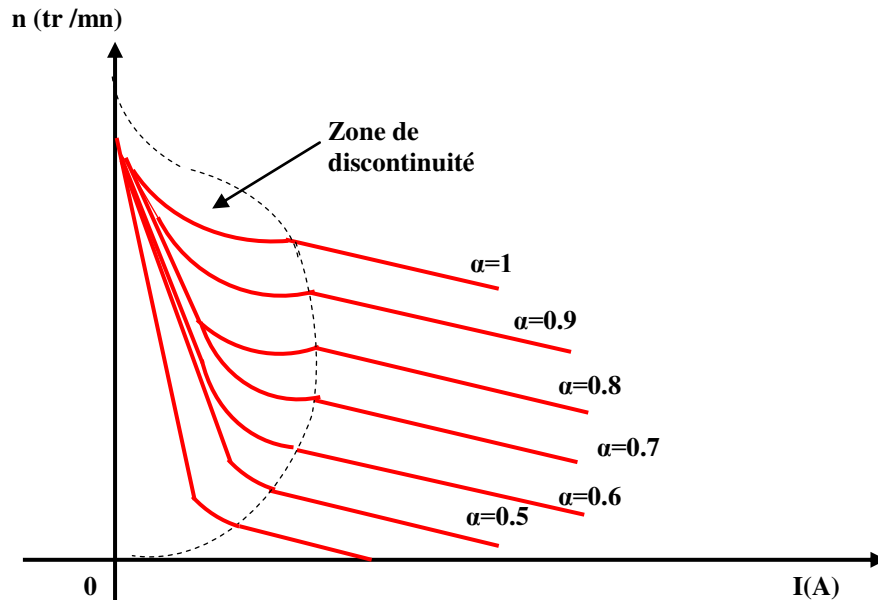


Figure V.9 Caractéristique de vitesse (conduction discontinue)

V. 3 Hacheur survolteur (parallèle, Boost convertter)

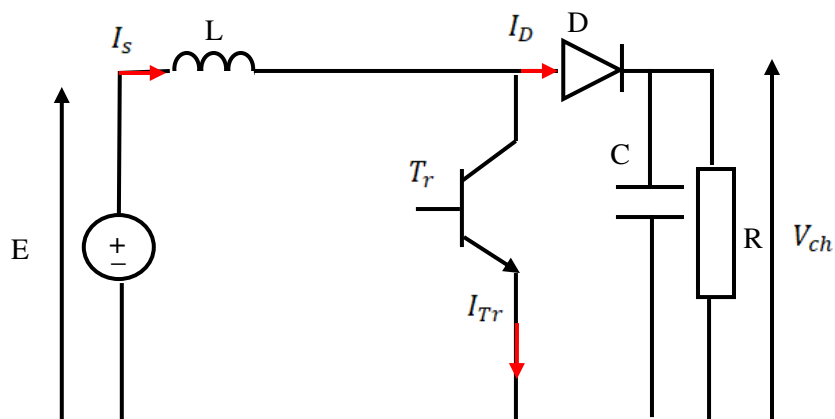


Figure V.10 Schéma de principe d'un hacheur survolteur

La capacité est supposée élevée afin d'assurer une tension V_{ch} aux bornes de la charge constante. La diode D empêche la décharge du condensateur dans la partie amont, [8].

L'inductance de la source L est suffisamment grande de sorte que la conduction est continue.

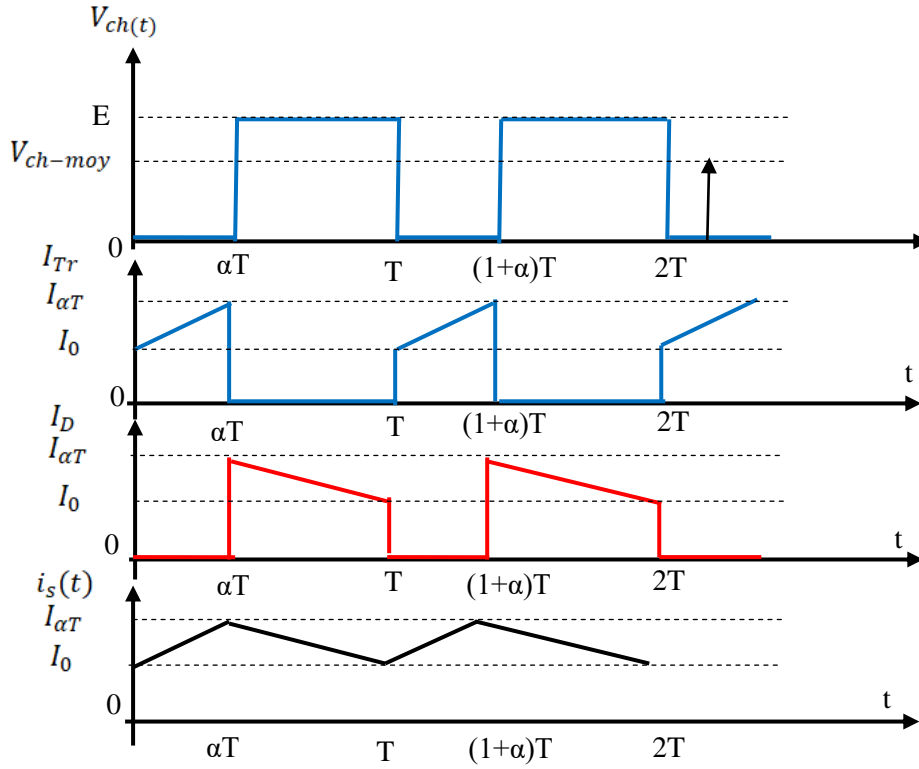


Figure V. 11 Formes d'ondes pour un hacheur survolteur (conduction continue)

0 < t < alphaT

T_r est fermé, la diode est bloquée

$$\Rightarrow V_{ch}(t) = 0$$

$$\Rightarrow I_D = 0, i_s = i_{Tr}, V_{Tr} = 0$$

$$E = L \frac{di_s(t)}{dt} \quad \text{V.18}$$

Le courant varie linéairement d'une valeur minimale I_0 pour $t=0$ à la valeur maximale $I_{\alpha T}$ pour $t=\alpha T$,

$$\Rightarrow i_s(t) = \frac{E}{L} t + I_0 \quad \text{V.19}$$

L'inductance accumule de l'énergie qui sera dissipée en 2^{ème} phase.

Pour $\alpha T < t < T$

T_r est bloqué et la diode sera passante

Le courant de la diode varie brusquement de la valeur nulle à la valeur $I_{\alpha T}$, la capacité absorbe cette variation brusque.

$$\Rightarrow i_s = i_D, i_{Tr} = 0,$$

$$V_{ch} = E - L \frac{di_s(t)}{dt} \quad \text{V.20}$$

Soit :

$$\Rightarrow (V_{ch-moy} - E)dt = -L di_s(t)$$

$$\Rightarrow i_s(t) = \frac{E - V_{ch-moy}}{L} t + cste$$

Le courant varie linéairement d'une valeur maximale $I_{\alpha T}$ pour $t=\alpha T$ à la valeur minimale I_0 pour $t=T$,

$$\Rightarrow i_s(t) = \frac{E - V_{ch-moy}}{L} (t - \alpha T) + I_{\alpha T} \quad \text{V.21}$$

La tension moyenne sera égale à :

$$V_{ch-moy} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ch}(t) dt = \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T E dt = (1 - \alpha)E \quad \text{V.22}$$

les caractéristiques de vitesse $n = f(I)$ seront des droites parallèles : $n = \frac{(1-\alpha)E - RI}{K\phi}$; (régime générateur marche avant, 2^{ème} quadrant), [7]

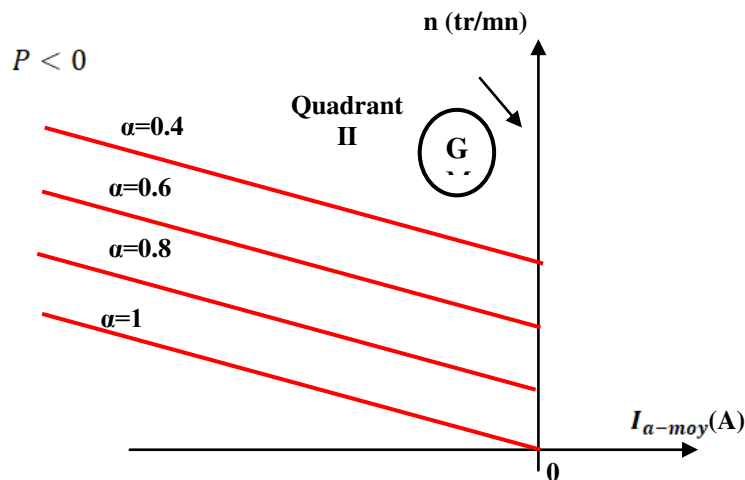
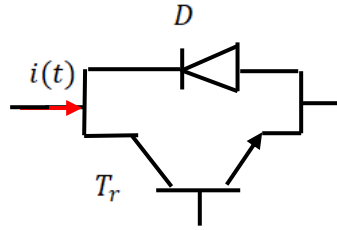


Figure V.12 Caractéristique de vitesse d'une machine à cc alimentée par un hacheur survolteur
(conduction continue)

V. 4 Hacheur réversible en courant

Ce montage permet de changer le sens de courant sans changer le signe de la tension aux bornes de la charge. Pour avoir un interrupteur bidirectionnel, on a placé en tête bêche deux interrupteurs unidirectionnels :



Si $i(t) > 0$, Tr est passant

Si $i(t) < 0$, D est passante

Le machine à courant continu est modélisé par une charge RLE. Le courant évolue donc de façon exponentielle entre I_0 et $I_{\alpha T}$.

Pour éviter les anomalies dues à la conduction discontinue pour les faibles valeurs du courant, il faut adopter une commande complémentaire, [8] :

$$\alpha_1 + \alpha_2 = 1$$

Ainsi : Tr_1 est commandé à la fermeture durant l'intervalle 0 à $\alpha_1 T$

Tr_2 est commandé à la fermeture durant l'intervalle de temps : $\alpha_1 T$ à T

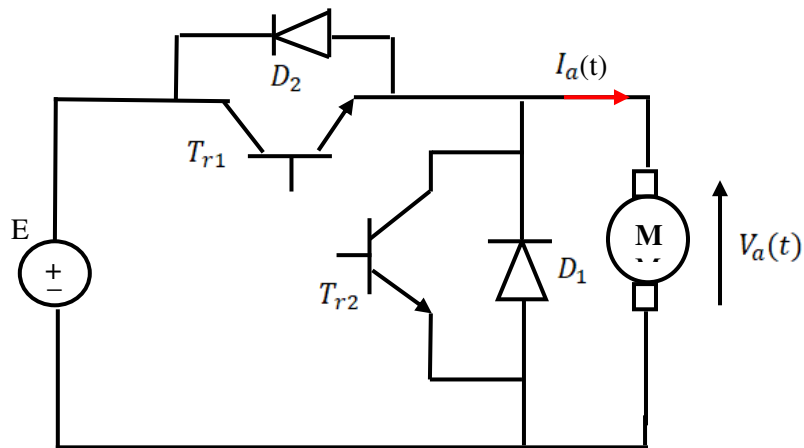


Figure V. 13 Hacheur réversible en courant

Lors de l'étude on suppose que :

- Les transistors et les diodes sont supposés parfaits ($V_{Tr1} = V_{Tr2} = V_{D1} = V_{D2} = 0$) en conduction
- les temps de commutation sont négligés.

On a deux régimes de fonctionnement

- **Régime moteur marche avant (quadrant I)** $\begin{cases} V_{a-moy} > 0 \\ I_{a-moy} > 0 \end{cases}$: Tr_1 et D_1 ramène le courant de la source vers la machine le hacheur fonctionne en dévolteur.

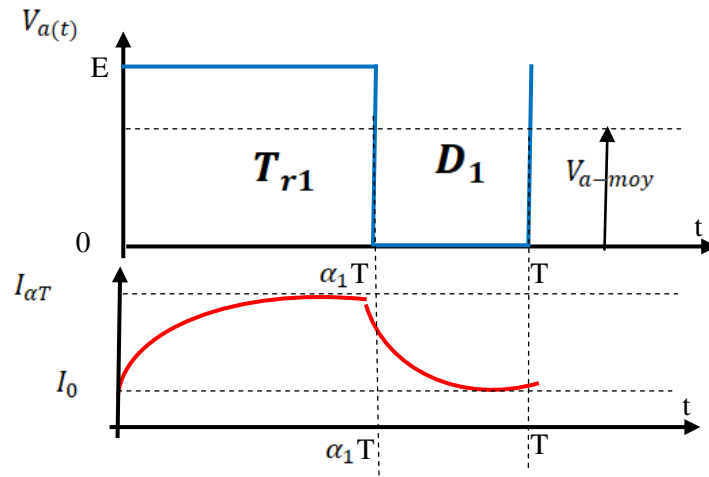


Figure V. 14. Formes d'ondes pour de $V_a(t)$ et $I_a(t)$ lors d'un régime moteur

- **Régime générateur marche avant (quadrant II)** $\begin{cases} V_{a-moy} > 0 \\ I_{a-moy} < 0 \end{cases}$: T_{r2} et D_2 ramène le courant de la machine vers la source, le hacheur fonctionne en survolteur.

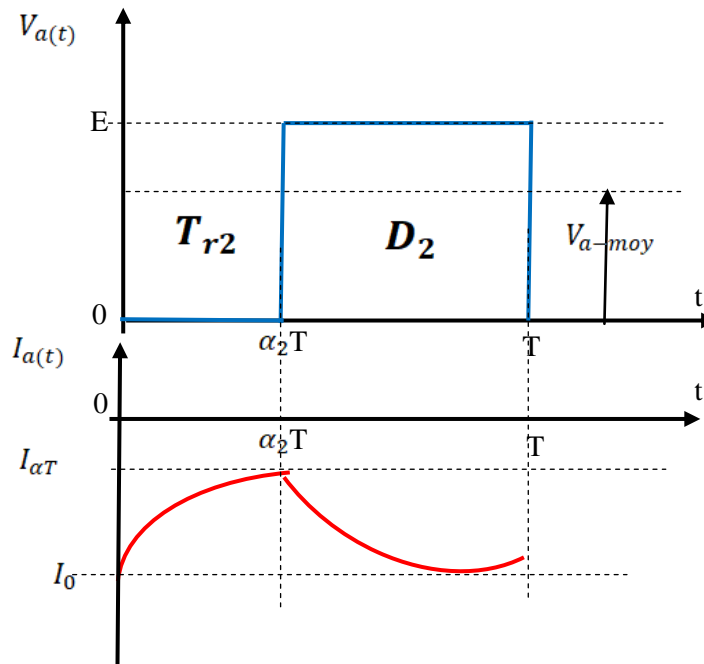


Figure V. 15. Formes d'ondes pour de $V_a(t)$ et $I_a(t)$ lors d'un régime générateur

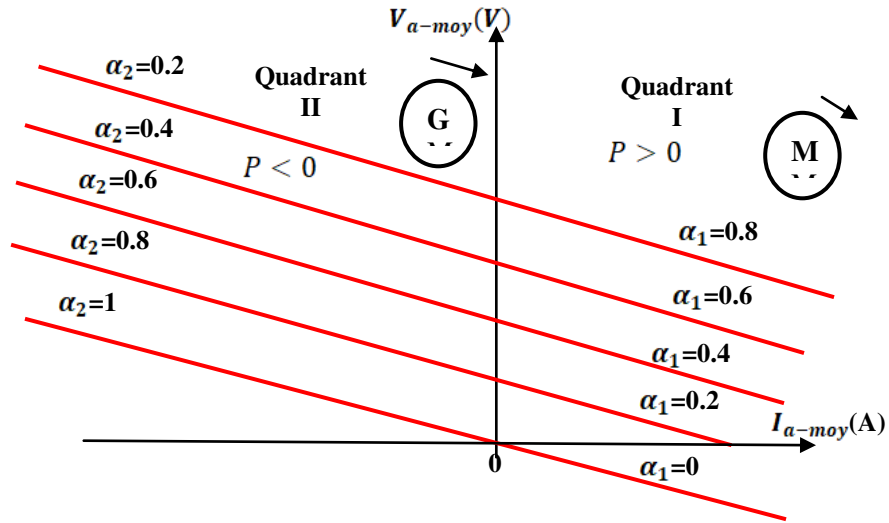


Figure V. 16 Quadrants de fonctionnement pour un hacheur réversible en courant

V. 5 Hacheur réversible en tension : Ce type de montage est très utilisé dans le domaine de levage.

Dans ce cas T_{r1} et T_{r2} sont commandés simultanément avec le même état à la période T et un rapport cyclique α . T_{r1} et T_{r2} assurent la tension E aux bornes de la machine durant l'intervalle $[0, \alpha T]$ et les diodes D_1, D_2 assurent la tension négative $-E$ durant l'intervalle $[\alpha T, T]$.

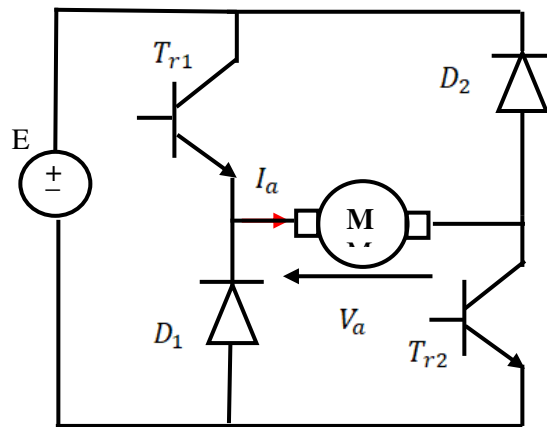


Figure V. 17 Hacheur réversible en tension

La tension de charge sera égale à :

$$V_{a-moy} = \frac{1}{T} \int_0^{\alpha T} E dt + \frac{1}{T} \int_{\alpha T}^T -E dt = (2\alpha - 1)E \quad \text{V.23}$$

Selon la valeur de α on distingue deux régimes de fonctionnement

- $\alpha > \frac{1}{2} \Rightarrow$ Régime moteur, marche avant (quadrant I) $\begin{cases} V_{a-moy} > 0 \\ I_{a-moy} > 0 \end{cases}$

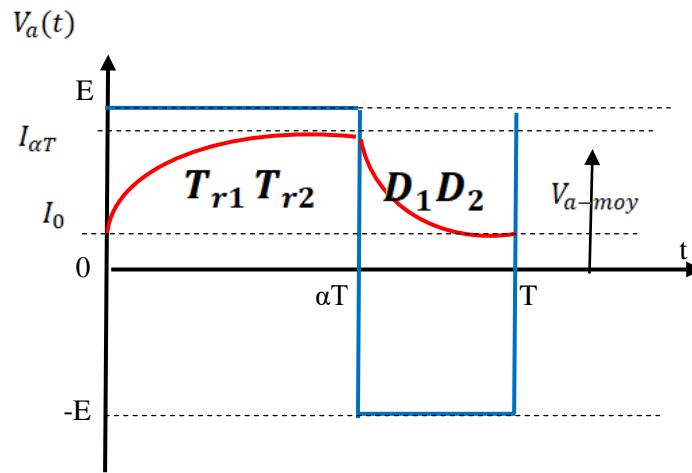


Figure V. 18. Formes d'ondes pour de $V_a(t)$ et $I_a(t)$ lors d'un régime moteur

- $\alpha < \frac{1}{2} \Rightarrow$ Régime générateur, marche arrière (quadrant IV) $\begin{cases} V_{a-moy} < 0 \\ I_{a-moy} > 0 \end{cases}$

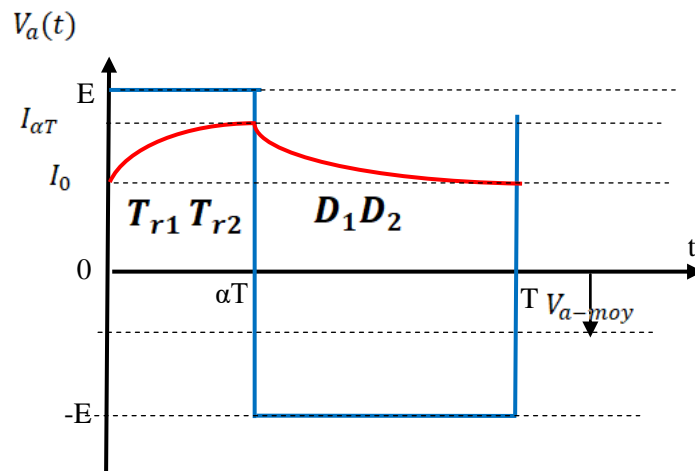


Figure V. 19. Formes d'ondes pour de $V_a(t)$ et $I_a(t)$ lors d'un régime moteur

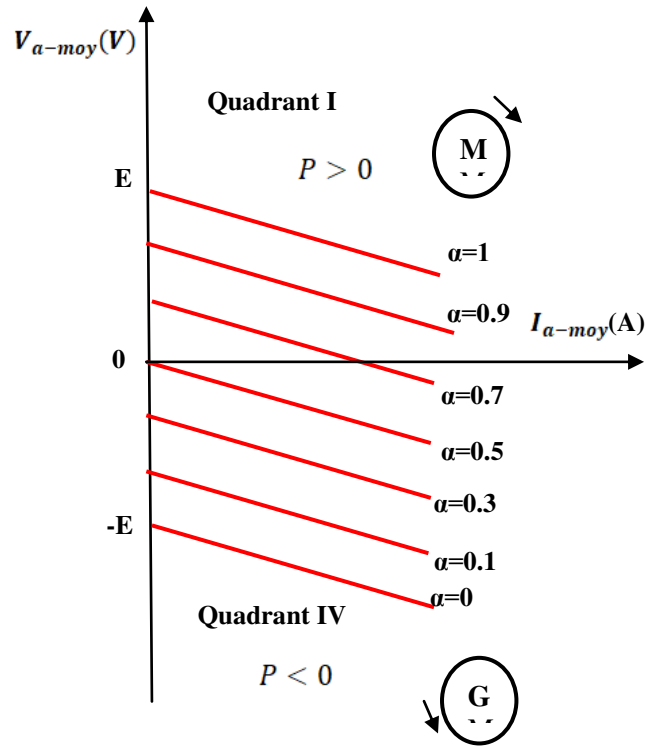


Figure V. 20 Quadrants de fonctionnement pour un hacheur réversible en tension

V. 6 Hacheur réversible en tension et en courant

Le but de ce montage est d'obtenir un fonctionnement quatre quadrants

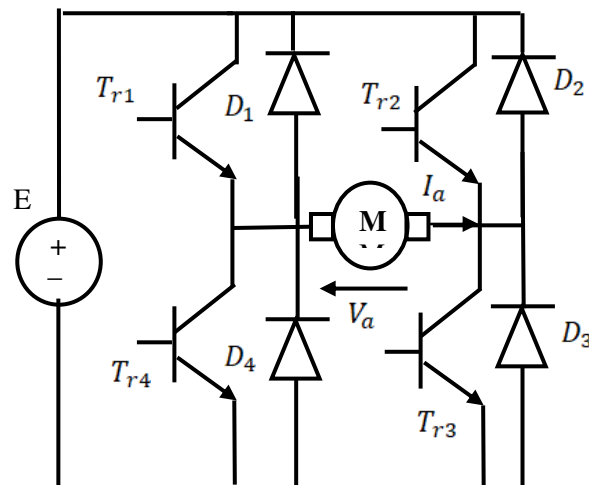


Figure V. 21 Hacheur réversible en tension et en courant

T_{r1} et T_{r3} sont commandés à la fermeture de 0 à αT alors que T_{r2} et T_{r4} sont ouverts.

T_{r2} et T_{r4} sont commandés à la fermeture de αT à T alors que T_{r1} et T_{r3} sont ouverts.

- **Etats des composants en fonction du quadrant :**

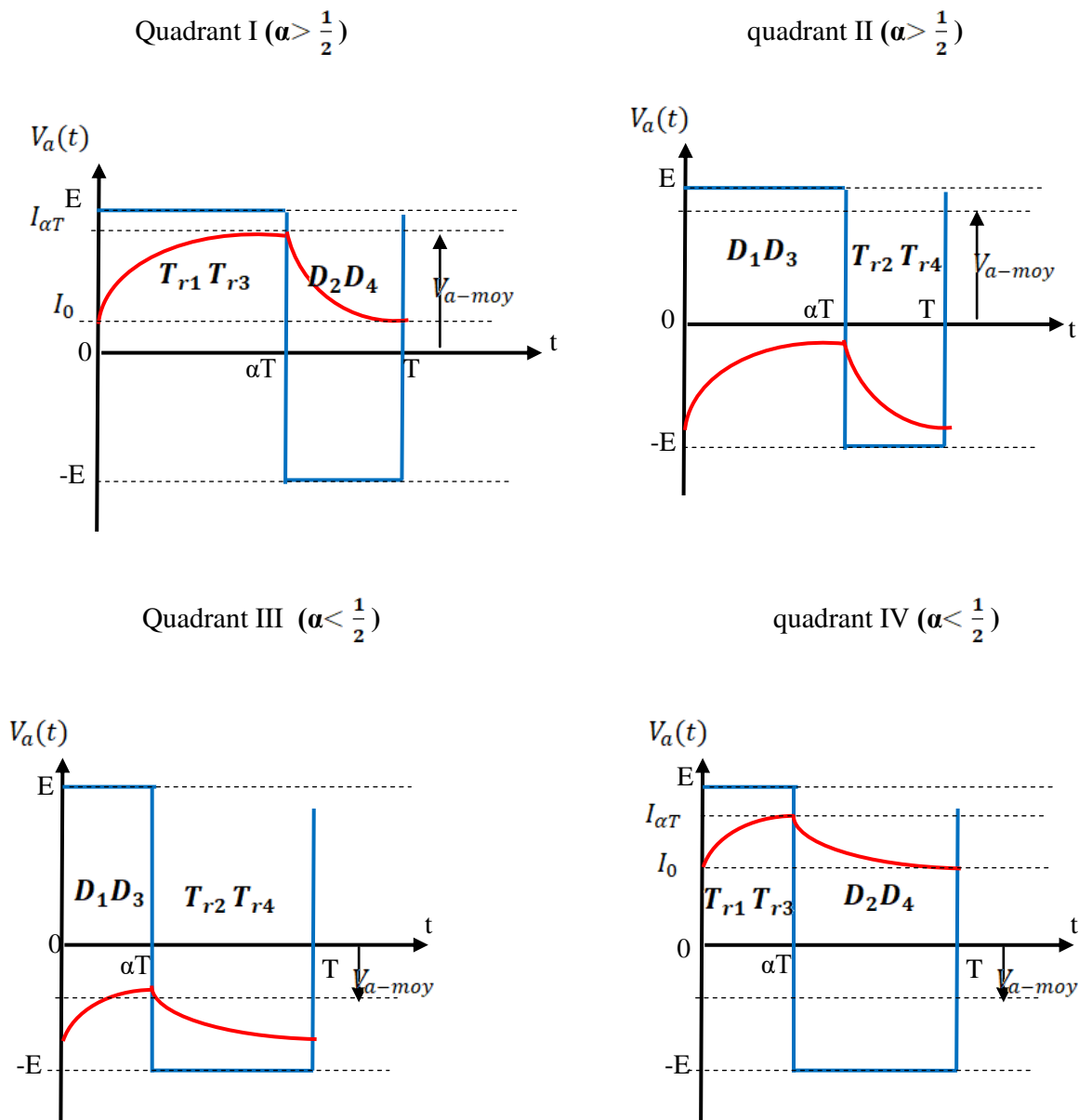


Figure V. 22 Etats des composants pour un hacheur réversible en courant et en tension

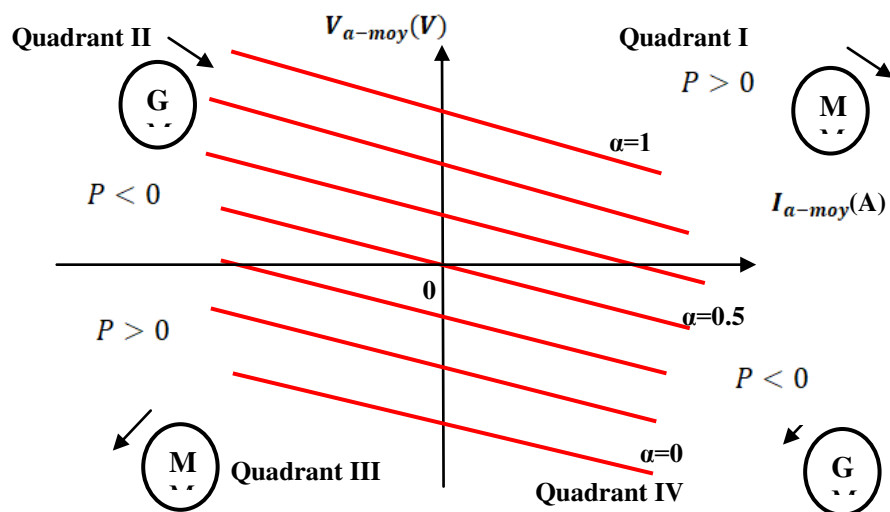


Figure V. 23 Quadrants de fonctionnement pour un hacheur réversible en courant et en tension

Remarque :

- αT correspond au temps de conduction de T_{r1} et T_{r3} , et au temps de blocage de T_{r2} et T_{r4} .
- Comme les formes d'ondes sont identiques à celles du hacheur deux quadrants la tension moyenne est de même expression :

$$V_{a-moy} = (2\alpha - 1)E$$

CHAPITRE 6

LES ONDULEURS AUTONOMES

CONVERTISSEURS DC- AC

VI.1 Introduction

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif ; il permet d'obtenir une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace à partir d'une tension continue donnée.

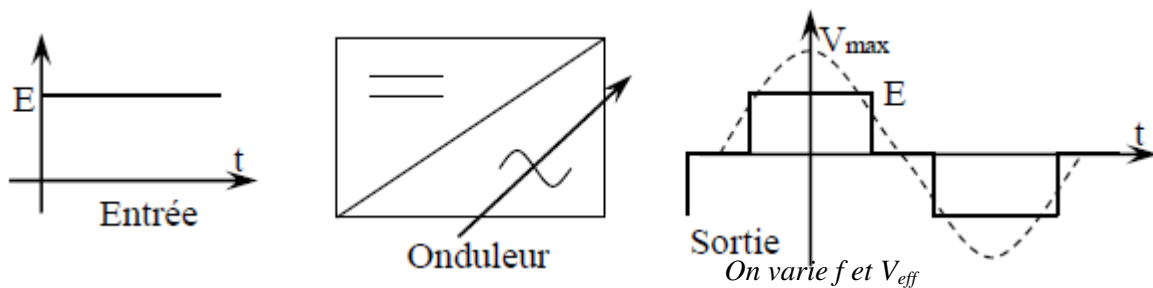


Figure VI. 1 symbole d'un convertisseur continu alternatif

Selon la nature de la source à l'entrée, on distingue :

- Onduleur de tension
- Onduleur de courant

VI.2 Domaine d'utilisation des onduleurs

Les onduleurs sont utilisés dans plusieurs applications industrielles :

- Alimentation sans interruption : En temps normal, la batterie est maintenue en charge, mais l'énergie est fournie par le réseau via le redresseur et l'onduleur. En cas de défaut de réseau, l'énergie est fournie par la batterie via l'onduleur.

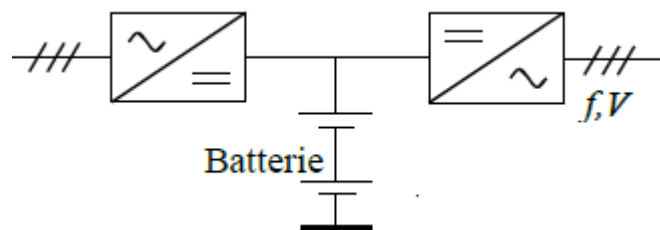


Figure VI. 2 Alimentation sans interruption

- Alimentation des moteurs à courants alternatifs à fréquence et tension variables : (éventuellement réversible)

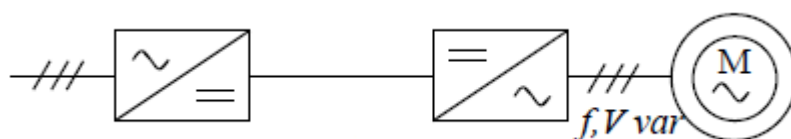


Figure VI. 3 Alimentation d'un moteur à courant alternatif à travers un onduleur

- Alimentation de charges réactives (fours, ou onduleurs "à résonance", ...).

VI.3 Principe de l'onduleur de tension monophasé en demi- pont :

VI.3.1 Montage à deux interrupteurs (débit sur charge résistive)

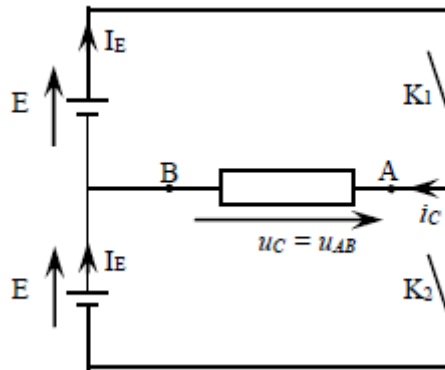


Figure VI.4 Principe d'un onduleur en demi- pont à deux interrupteurs

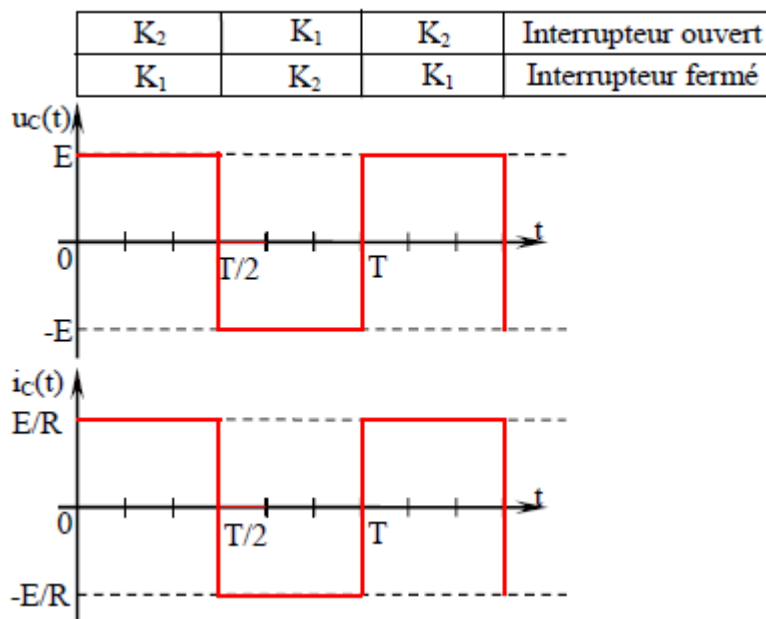


Figure VI.5 Tension de charge pour onduleur en demi- pont à deux interrupteurs

K1 et K2 sont deux interrupteurs électroniques commandable à l'ouverture et à la fermeture. L'interrupteur de puissance se compose, selon la puissance commutée, de GTO (Gate Turn Off), de MOS de puissance ou D'IGBT (Insulated Gate Bipolaire Transistor).

Sur la première demi-période ($0 < t < T/2$), l'interrupteur K₁ est fermé et K₂ est ouvert. Seule la branche du haut est utilisée. La tension E est aux bornes de la charge.

Sur la deuxième demi-période ($T/2 < t < T$), l'interrupteur K_2 est fermé et K_1 est ouvert. La tension $(-E)$ est aux bornes de la charge ; ainsi la tension aux bornes de la charge est alternative.

Comme la charge est résistive, le courant de charge instantané a la même forme d'onde que la tension aux bornes de la charge. On peut réaliser K_1 avec un transistor bipolaire NPN et K_2 avec un transistor bipolaire PNP.

VI.3.2 Onduleur de tension en demi- pont (débit sur charge inductive) :

La charge inductive implique un déphasage entre la tension et le courant pour la charge. Ainsi $u_c(t)$ et $i_c(t)$ ne passe pas par 0 aux mêmes instants. Par conséquent, le courant dans les interrupteurs sera bidirectionnel. Pour cela, on place une diode en antiparallèle du transistor pour chacun des interrupteurs K_1 et K_2 .

La commande des interrupteurs K_1 et K_2 est complémentaire

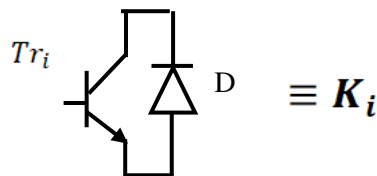


Figure VI.6 : Interrupteur bidirectionnel de puissance (transistor en tête bêche avec une diode)

La diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci.

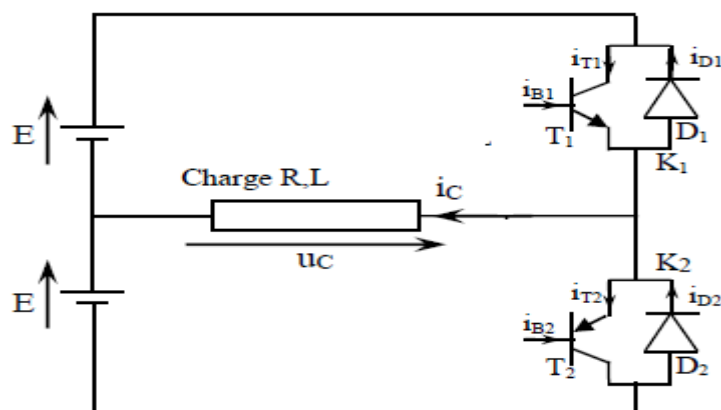


Figure VI.7 Schéma de montage d'onduleur de tension en demi- pont (débit sur charge inductive)

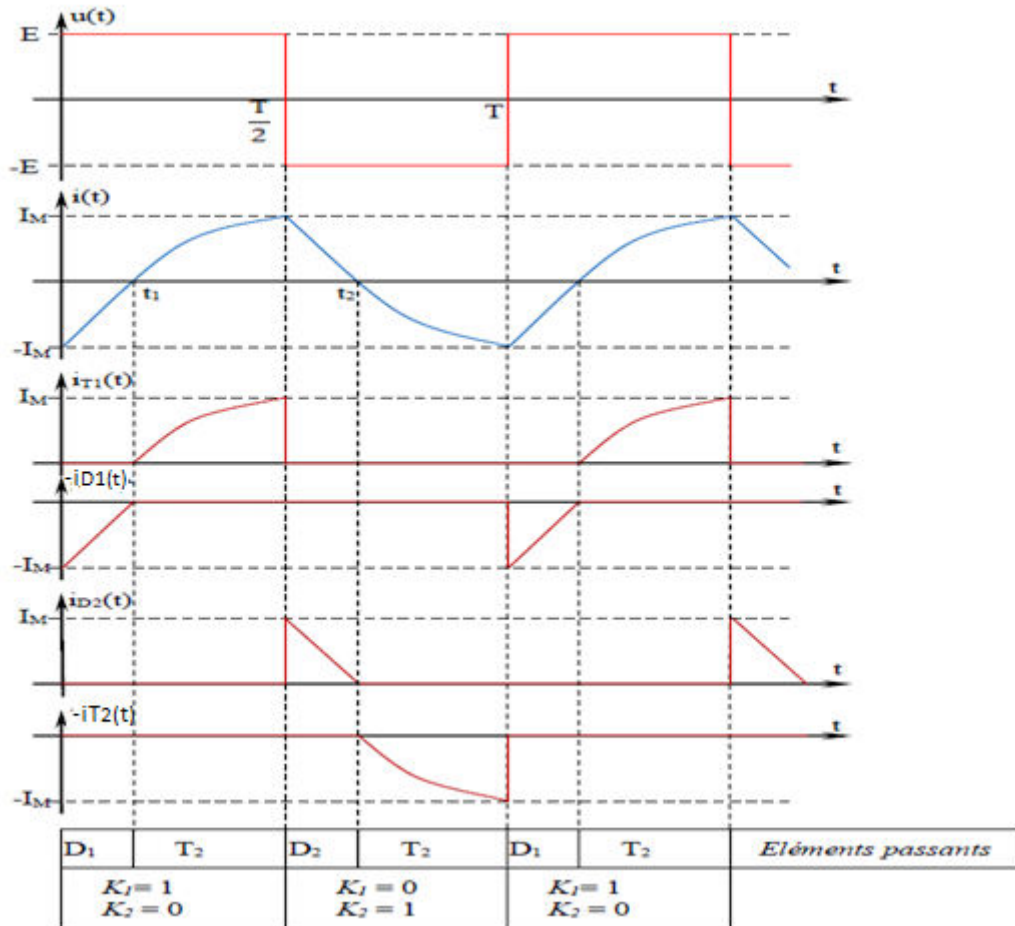


Figure VI.8 Formes d'ondes pour un onduleur de tension en demi-pont (débit sur charge inductive)

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

- Pendant la première demi-période ($0 \leq t < T/2$), K_1 fermé et K_2 ouvert, $u_c(t) = E$
- Pendant la deuxième demi-période ($T/2 \leq t < T$), K_2 fermé et K_1 ouvert, $u_c(t) = -E$
- **Valeur efficace de la tension aux bornes de la charge :**

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{2}{T} \left(\int_0^{T/2} E^2 dt \right)} = E \quad \text{VI.1}$$

VI.4 Etude de l'onduleur de tension monophasé en pont (quatre interrupteurs)

Le montage est constitué de deux bras. Le premier bras est constitué de deux interrupteurs bidirectionnels K_1 et K_2 . Le second est constitué de K_3 et K_4 .

♦ La source est un générateur de tension continue réversible en courant.

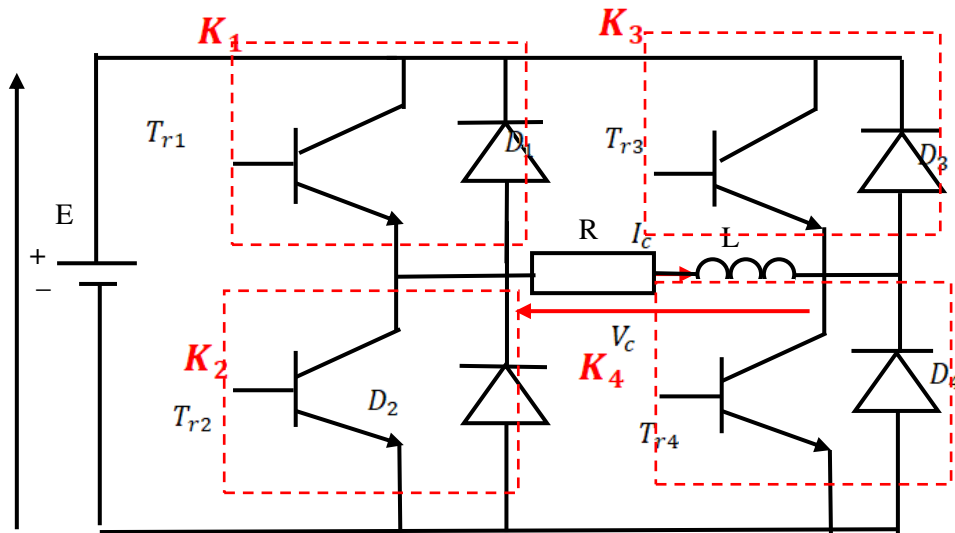


Figure VI.9 : Schéma de principe de l'onduleur en pont monophasé

♦ Les transistors T_{r1} , T_{r2} , T_{r3} et T_{r4} sont commandable à l'ouverture et à la fermeture. D_1 , D_2 , D_3 et D_4 sont des diodes supposées idéales.

VI.4-1 Etude du fonctionnement pour une commande réunie :

Dans cette commande T_{r1} et T_{r4} sont commandés en même temps, à la fermeture pendant l'alternance positive et bloqués pendant l'alternance négative. De même pour T_{r2} et T_{r3} , bloqués pendant l'alternance positive et fermés pendant l'alternance négative.

La commande de T_{r1} et T_{r2} est complémentaire (si K_1 est fermé, K_2 est ouvert et l'inverse) ; afin de ne pas court-circuiter la source.

La commande de T_{r3} et T_{r4} est aussi complémentaire (si K_3 est fermé, K_4 est ouvert et l'inverse).

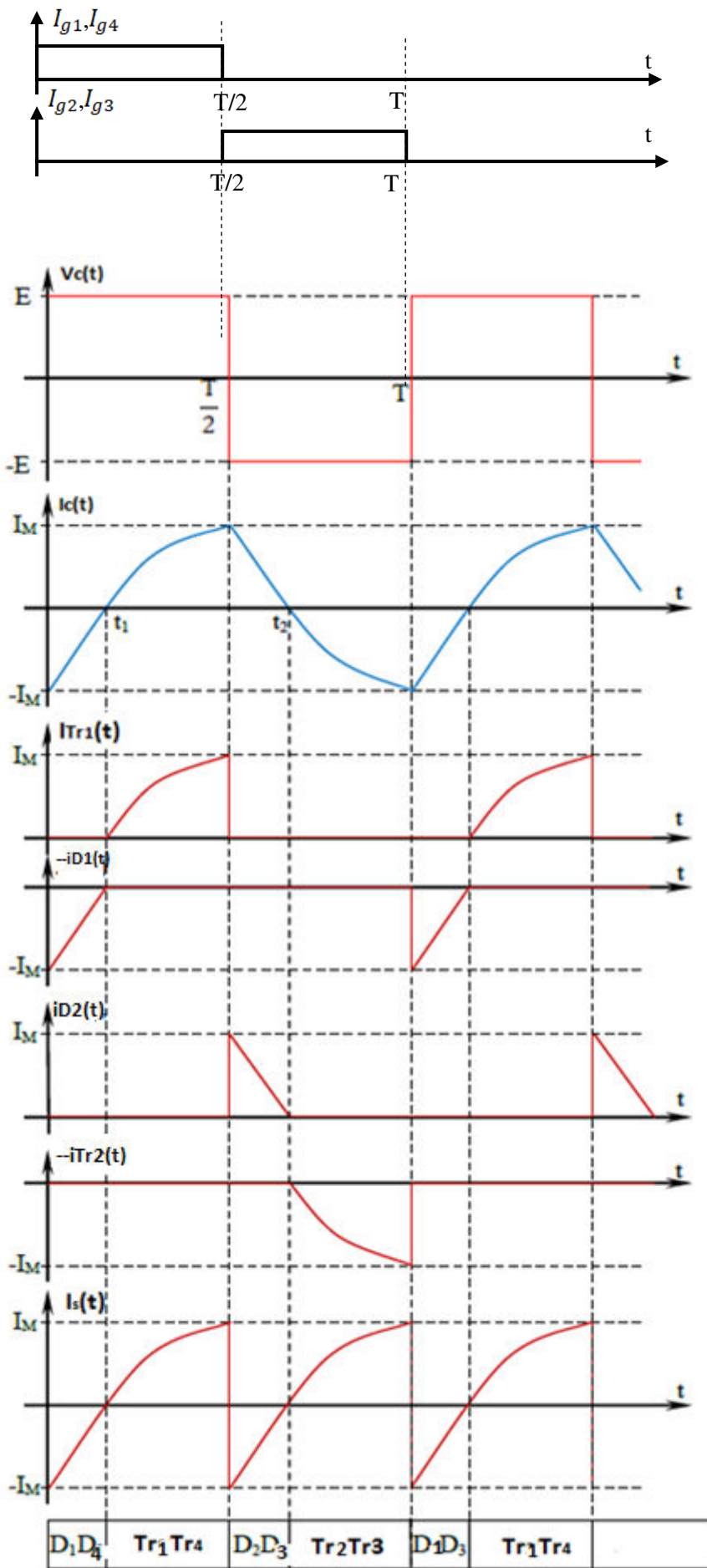
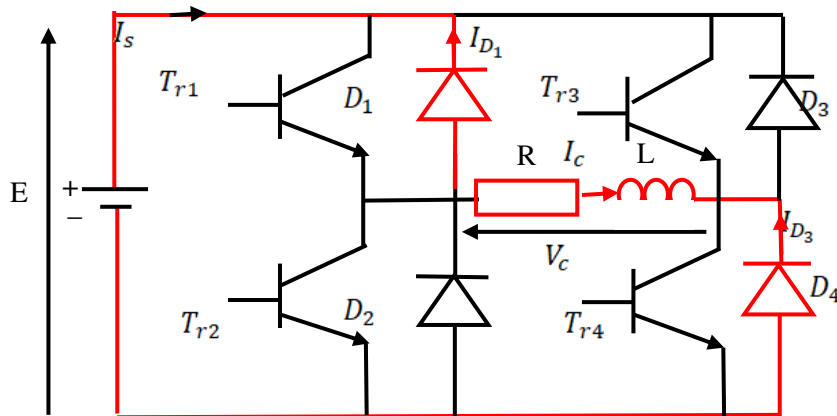


Figure VI.10 Formes d'ondes pour un onduleur en pont monophasé débit sur charge inductive

a- Analyse du fonctionnement

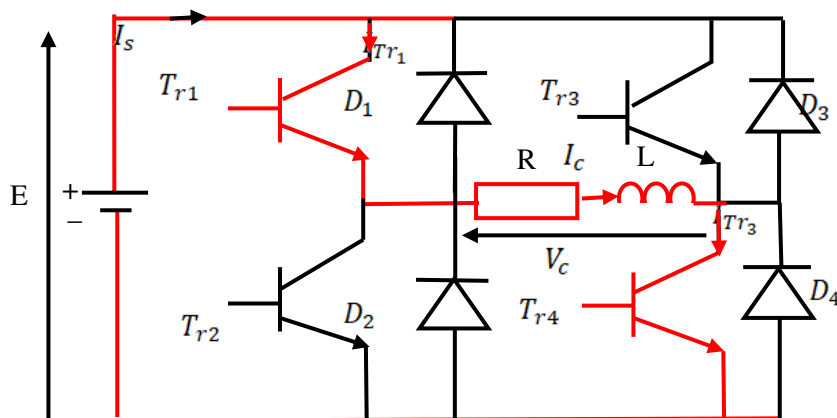
Pour $0 \leq t < T/2$: T_{r1} , T_{r4} fermés et T_{r2} , T_{r3} ouverts donc $V_c(t) = E$

- Pour $0 \leq t < t_1$: le courant dans la charge est négatif $i_c(t) < 0$.
- Le courant circule par les diodes D_1 et D_4 . Les transistors T_{r1} , T_{r4} ne conduisent pas. La puissance instantanée $P(t) = E \cdot i_c(t) < 0$: il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. **Il s'agit d'une phase de récupération ou restitution.**



- Pour $t_1 \leq t < T/2$: le courant dans la charge est positif : $i_c(t) \geq 0$.

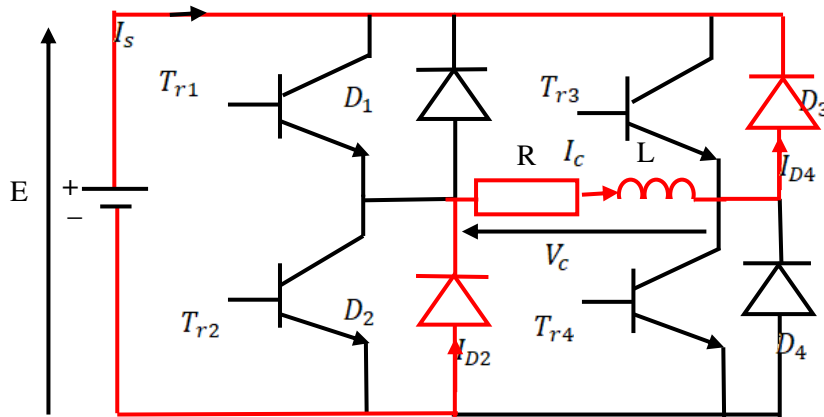
Le courant circule par les transistors T_{r1} et T_{r4} . Les diodes D_1 et D_4 sont bloquées. La puissance instantanée $P(t) = E \cdot i_c(t) \geq 0$: il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. **Il s'agit d'une phase d'alimentation ou accumulation.**



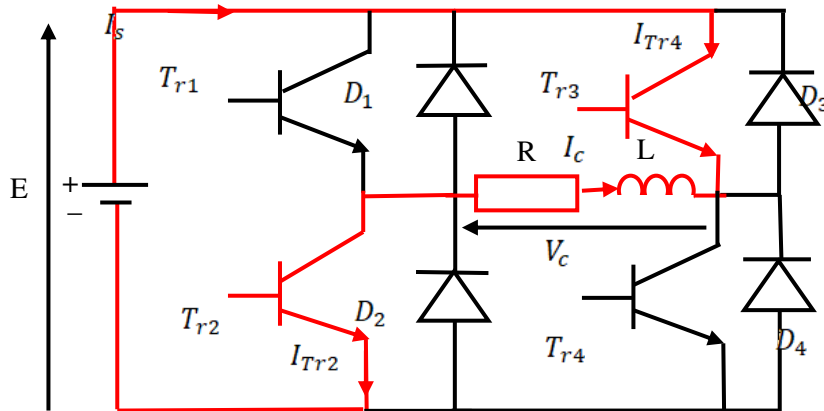
Pour $T/2 \leq t < T$: T_{r2} et T_{r3} fermés et T_{r1} , T_{r4} ouverts donc $V_c = -E$

- Pour $T/2 \leq t < t_2$: le courant dans la charge est positif $i_c(t) > 0$.

Le courant circule par les diodes D_2 et D_3 . Les transistors T_{r2} et T_{r3} ne conduisent pas. La puissance instantanée $P(t) = E \cdot i_c(t) < 0$: il y a transfert d'énergie de la charge vers la source de tension. **Il s'agit d'une phase de récupération ou restitution.**



- Pour $t_2 \leq t < T$: le courant dans la charge est négatif $i_c(t) \leq 0$. Le courant circule par les transistors T_{r2} et T_{r3} . Les diodes D_2 et D_3 sont bloquées. La puissance instantanée $P(t) = E \cdot i_c(t) \geq 0$: il y a transfert d'énergie de la source vers la charge. **Il s'agit d'une phase d'alimentation ou accumulation.**



b- Valeur efficace de la tension aux bornes de la charge :

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{2}{T} \left(\int_0^T E^2 dt \right)} = E \quad \text{VI.2}$$

c- Détermination de l'expression du courant de charge :

- Pour $0 < t < t_1$, T_{r1} et T_{r4} sont commandés à la fermeture (T_{r2} et T_{r3} sont ouverts). Le courant $i_c(t)$ est négatif à $t=0$, T_{r2} et T_{r3} ne peuvent pas conduire ce sont donc les diodes D_1 et D_4 qui conduisent le courant $i_c(t)$

On a donc :

$$V_c(t) = E = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt}, \text{ d'où } i_c(t) = \frac{E}{R} + \left(-I_M - \frac{E}{R} \right) e^{\left(-\frac{t}{\tau} \right)} \quad \text{avec } \tau = \frac{L}{R} \quad \text{VI.3}$$

à $t = t_1$, $i_c(t)$ s'annule.

- Pour $t_1 < t < \frac{T}{2}$ Tr₁ et Tr₄ se mets à conduire tandis que D₁ et D₄ se bloquent. Les équations donnant $i_c(t)$ et $V_c(t)$ restent les mêmes que précédemment.
- Pour, $\frac{T}{2} < t < t_1 + \frac{T}{2}$, Tr₁ et Tr₄ sont commandés à l'ouverture, Tr₂ et Tr₃ sont commandés à la fermeture. Le courant $i_c(t)$ est positif à $t = \frac{T}{2}$, il est égale à I_M . Tr₂ et Tr₃ ne peuvent pas conduire ce sont donc les diodes D₂ et D₃ qui conduisent.

On a donc :

$$V_c(t) = -E = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt}, \text{ d'où } i_c(t) = \frac{-E}{R} + (I_M - \frac{E}{R})e^{-\frac{1}{\tau}(t-\frac{T}{2})} \text{ avec } \tau = \frac{L}{R} \quad \text{VI.4}$$

à $t = t_1$, $i_c(t)$ s'annule.

A $t = \frac{T}{2} + t_1$, $i_c(t)$ s'annule.

- Pour $(t_1 + \frac{T}{2}) < t < T$, Tr₂ et Tr₃ conduisent, D₁ et D₄ sont bloquées. Les équations donnant $i_c(t)$ et $V_c(t)$ restent les mêmes que précédemment.

d- Calcul de la valeur maximale de I_M

Pour : $0 < t < \frac{T}{2}$

$$i_{c1}(t) = \frac{E}{R} + (-I_M - \frac{E}{R})e^{(-\frac{t}{\tau})} \quad \text{VI.5}$$

L'indice 1 correspond à l'intervalle de temps $0 < t < \frac{T}{2}$

Pour : $\frac{T}{2} < t < T$

$$i_{c1}(t) = \frac{-E}{R} + (I_M + \frac{E}{R})e^{(-\frac{2t+T}{2\tau})} \quad \text{VI.6}$$

L'indice 2 correspond à l'intervalle de temps $\frac{T}{2} < t < T$

En régime permanent, le courant $i_c(t)$ étant périodique de période T, on a alors :

$$i_{c1}(0) = i_{c2}(T)$$

$$\Rightarrow I_M = \frac{-E}{R} + (I_M + \frac{E}{R})e^{(-\frac{T}{2\tau})}$$

$$I_M(1 + e^{(-\frac{T}{2\tau})}) = \frac{E}{R}(1 - e^{(-\frac{T}{2\tau})})$$

Ce qui donne :

$$I_M = \frac{E(1 - e^{(-\frac{T}{2\tau})})}{R(1 + e^{(-\frac{T}{2\tau})})} \quad \text{VI.7}$$

e- Etude harmonique de la tension de charge :

La forme de la tension de charge est très riche en harmoniques, ce qui pose des problèmes pour une utilisation avec des moteurs (pertes joules, couples pulsatives ...).

La tension de charge est un signal carrée symétrique impair. La décomposition en série de Fourier donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt = 0, \quad \text{valeur moyenne nulle car le signal est symétrique} \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt = 0, \quad \text{car le signal est impair} \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \end{array} \right.$$

Symétrie de glissement $\Rightarrow$ Les coefficients b_n sont nuls pour n pair

$$b_n = \frac{2}{T} \left[\int_0^{\frac{T}{2}} E \sin(n\omega t) dt + \int_{\frac{T}{2}}^T -E \sin(n\omega t) dt \right] = \frac{2E}{n\pi} [1 - (-1)^n] = \frac{4E}{n\pi} \quad \text{VI.8}$$

$\Rightarrow$

$$V_c(t) = E \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \sin(2k+1)\omega t \quad \text{VI.9}$$

Avec $n = 2k + 1$ (n impair), sachant que :

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_{neff}^2}{V_{1eff}^2}} \quad \text{VI.10}$$

Le THD pour ce cas sera égal à :

$$THD = \sqrt{\sum_k^{\infty} \frac{1}{(2k+1)^2}} \quad \text{VI.11}$$

Il est très mauvais de l'ordre de 48%

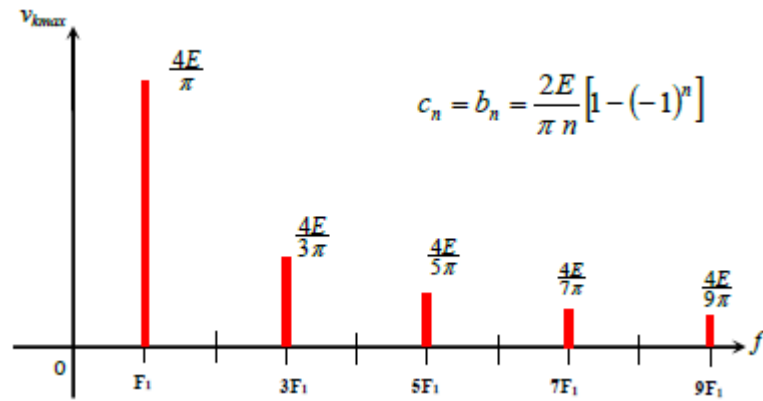


Figure VI.11 Spectre de la tension de charge

Ce type de commande est le plus simple à mettre en œuvre, mais le filtrage de la tension de sortie est difficile. La commande décalée réduit ces harmoniques

VI-4-2 Commande décalée

La commande des transistors T_{r3} et T_{r4} est décalée d'une durée t_0 par rapport à la commande des interrupteurs T_{r1} et T_{r2} (voire les formes d'ondes ci-dessous)

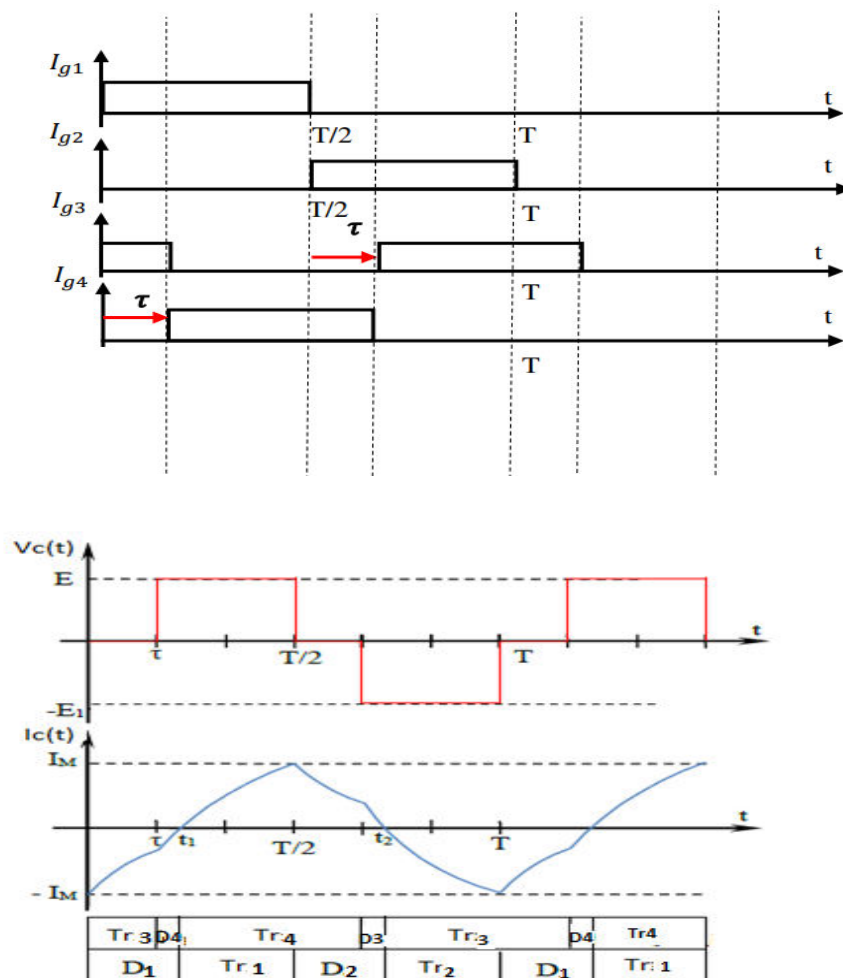


Figure VI. 12 Formes d'ondes pour un onduleur en pont monophasé débit sur charge inductive

a- Valeur efficace de la tension aux bornes de la charge :

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left(\int_{\varphi}^{\pi} E^2 \right) d\theta}$$

avec : $\varphi = t_0 \omega$

$$V_{ceff} = E \sqrt{1 - \frac{\varphi}{\pi}} = E \sqrt{1 - \frac{2t_0}{T}} \quad \text{VI.12}$$

En réglant t_0 donc φ , il est possible de régler la valeur efficace de la tension aux bornes de la charge.

b- Analyse du fonctionnement et détermination de l'expression du courant :

- Pour $0 < t < t_0$, Tr1 et Tr3 sont commandés à la fermeture; $V_c(t) = 0$. Le courant $i_c(t)$ tend vers zéro, mais il est encore négatif. Le courant passe donc par D1 et D3. C'est la phase de roue libre (l'énergie est dissipée dans la résistance). La tension de charge s'écrit

$$V_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = 0. \text{ D'où } i_c(t) = -I_M e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)} \quad \text{VI.13}$$

- Pour $t_0 < t < t_1$ Tr1 et Tr4 conduisent. $V_c(t) = +E$ donc $i_c(t)$ augmente, mais il est toujours négatif. Le courant passe donc par les diodes D1 et D4. C'est la phase de récupération (l'énergie est renvoyée vers la source).

$$V_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = E; \text{ d'où } i_c(t) = \frac{E}{R} + (i_c(t_0) - \frac{E}{R}) e^{-\left(\frac{t-t_0}{\tau}\right)} \quad \text{VI.14}$$

- Pour, $t_1 < t < \frac{T}{2}$, Tr1 et Tr4 sont toujours commandés à la fermeture et $V_c(t) = +E$, le courant i_c est devenu positif. Les transistors Tr1 et Tr4 sont conducteurs (D1 et D4 se bloquent). C'est la phase d'alimentation (l'énergie est fournie par la source). L'expression de la tension de charge est :

$$V_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = E. \text{ D'où } i_c(t) = \frac{E}{R} + (i_c(t_1) - \frac{E}{R}) e^{-\left(\frac{t-t_1}{\tau}\right)} \quad \text{VI.15}$$

- Pour $\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} + t_0$, Tr2 et Tr4 sont commandés à la fermeture $V_c(t) = 0$, donc i_c tend vers 0, mais il est encore positif. Le courant passe donc par D2 et T4.

$$V_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = 0. \text{ D'où } i_c(t) = i_c\left(\frac{T}{2}\right) e^{-\left(\frac{t-T/2}{\tau}\right)} \quad \text{VI.16}$$

C'est la phase de roue libre (l'énergie est dissipée dans la résistance)

- Pour $\frac{T}{2} + t_0 < t < \frac{T}{2} + t_1$, Tr2 et Tr3 sont commandés à la fermeture. $V_c(t) = -E$, i_c diminue, mais il est encore positif. Le courant passe donc par les diodes D2 et D3

$$V_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = E. \text{ D'où : } i_c(t) = \frac{-E}{R} + \left(i_c \left(\frac{T}{2} + t_0 \right) + \frac{E}{R} \right) e^{-\left(\frac{t - (T/2 + t_0)}{\tau} \right)} \quad \text{VI.17}$$

C'est la phase de récupération (l'énergie est renvoyée vers la source)

- Pour $\frac{T}{2} + t_1 < t < T$, Tr2 et Tr3 sont toujours commandés. Le courant i_c est devenu négatif. Les transistors Tt2 et Tr3 sont conducteurs (D2 et D3 se bloquent). C'est la phase d'alimentation (l'énergie est fournie par la source) et les expressions de tension et de courant de charge sont :

$$V_c(t) = R i_c(t) + L \frac{di_c(t)}{dt} = E, \text{ et } i_c(t) = \frac{-E}{R} + \left(i_c \left(\frac{T}{2} + t_1 \right) + \frac{E}{R} \right) e^{-\left(\frac{t - (T/2 + t_1)}{\tau} \right)} \quad \text{VI.18}$$

c- Etude harmonique de la tension de charge :

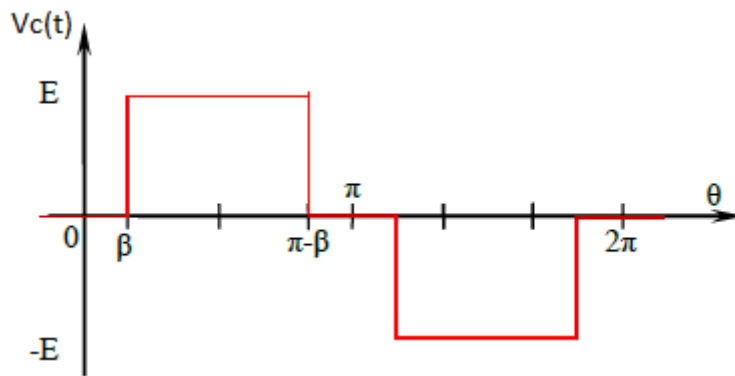
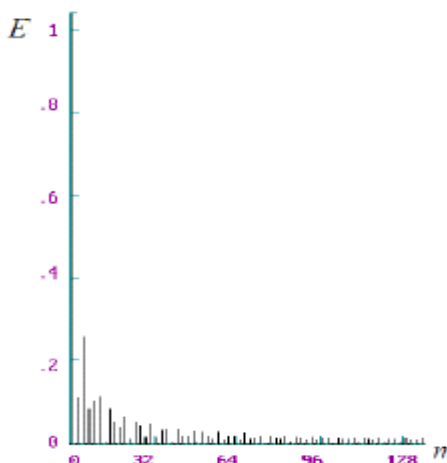


Figure VI. 13 Forme d'onde de la tension de charge (commande décalée)

Afin de faciliter la décomposition en série de Fourier de la tension de charge, on décale en arrière la forme de la tension $V_{c(t)}$ d'un angle $\beta = \frac{\varphi}{2}$, le signal devient impair et il aura une symétrie de glissement. D'où sa décomposition en série de Fourier sera donnée comme suite, [10] :

$$V_c(t) = E \frac{4}{\pi} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{2k+1} \cos((2k+1)\beta) \cdot \sin(2k+1)\omega t \quad \text{VI.19}$$

Avec $n=2k+1$, (n impair)



VI.14 Spectre de la tension de charge

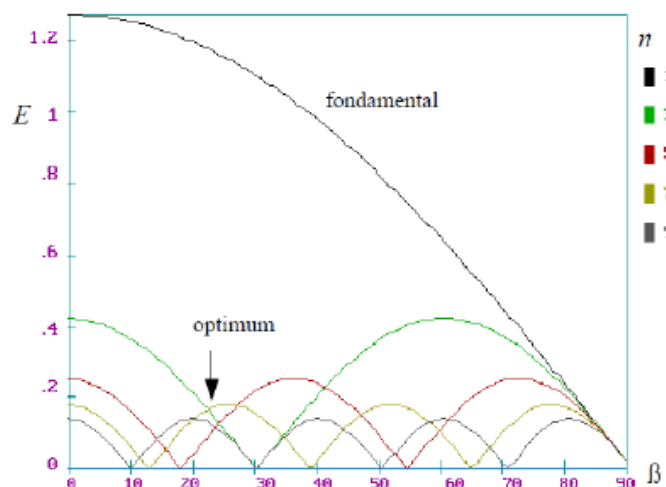


Figure VI. 15 Amplitude des premières

Figure

Le THD sera égale à :

$$THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} V_{neff}^2}{V_{1eff}^2}} = \sqrt{\frac{V_{eff}^2 - V_{1eff}^2}{V_{1eff}^2}} = \sqrt{\left(\frac{V_{eff}^2}{V_{1eff}^2} - 1\right)}$$

Sachant que :

$$V_{ceff} = E \sqrt{1 - \frac{2\beta}{\pi}}$$

$\Rightarrow$

$$THD\% = 100 \frac{\sqrt{\pi^2 - 2\pi\beta - 8\cos^2\beta}}{2\sqrt{2}\cos\beta} \quad \text{VI.20}$$

Le THD dépend de l'angle de commande β . Comme le montre la courbe ci-dessous, sa valeur minimale est de l'ordre de 29%, pour $\beta = 23^\circ$ ($\varphi = 46^\circ$).

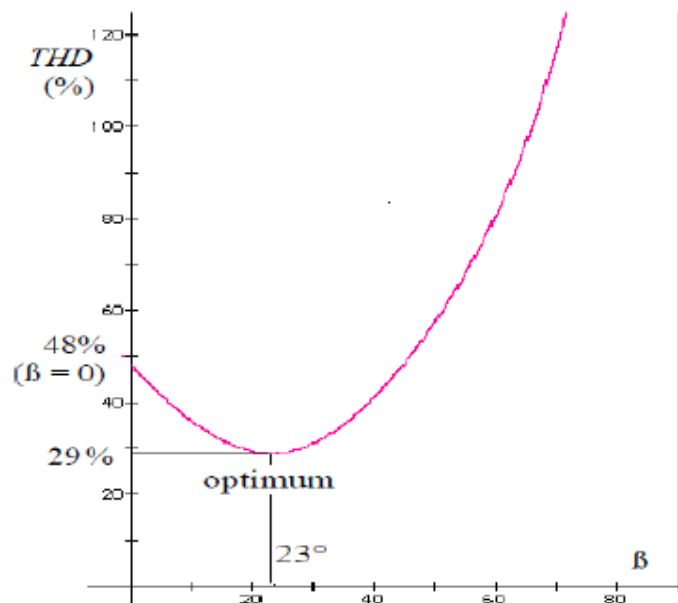


Figure VI. 16 Variation du THD de la tension de charge en fonction de β [9]

VI.5 Les onduleurs triphasés

Dans ce chapitre, nous présentons l'onduleur triphasé, son principe de fonctionnement et nous exposons les deux types de commande 120° et 180° (pleine onde), et la technique de modulation de largeur d'impulsions.

VI-5-1 Principe de l'onduleur de tension triphasé

L'onduleur triphasé en pont est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes suivi d'un filtre.

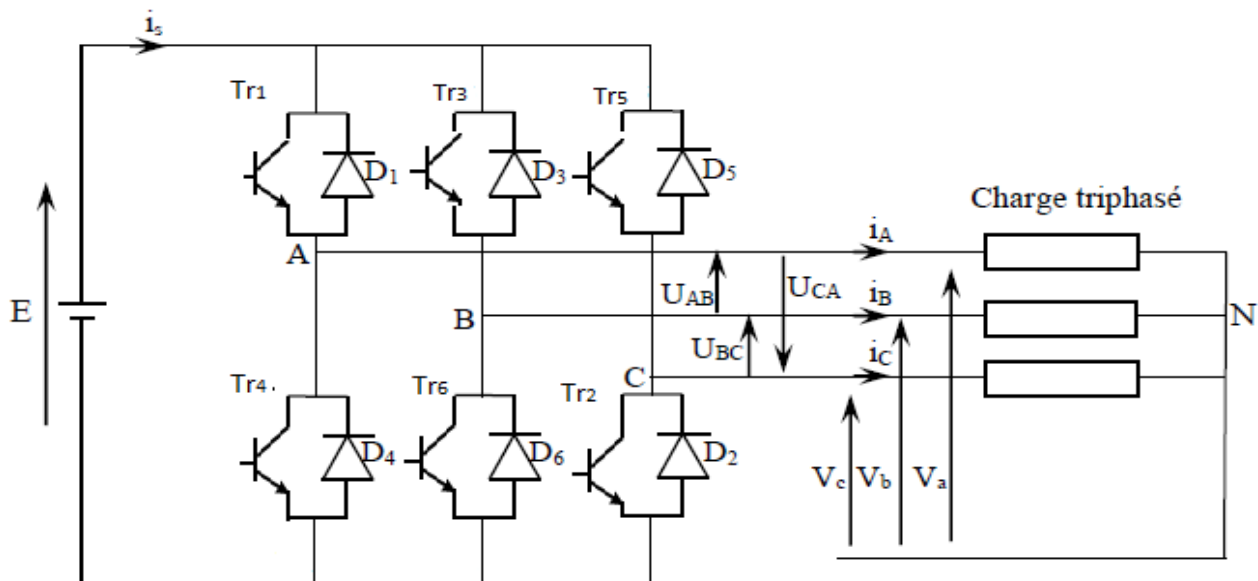


Figure VI.17 Schéma du montage d'un onduleur triphasé en pont

Nous considérons une charge triphasée équilibrée, et pour simplifier l'étude nous supposons que le couplage est en étoile (bien que le branchement d'une charge en triangle soit possible). Pour cette structure, plusieurs types de commande sont possibles, les plus utilisées sont :

- La commande 120°
- La commande 180°
- La commandes à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

VI-5-2 Commande à 120°

- **Etude des tensions**

Les interrupteurs sont commandés pendant une durée correspondant à un tiers de période, d'où :

- À tous instants deux interrupteurs sont en état de conduction et les quatre autres sont bloqués
- Les interrupteurs d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source de tension.

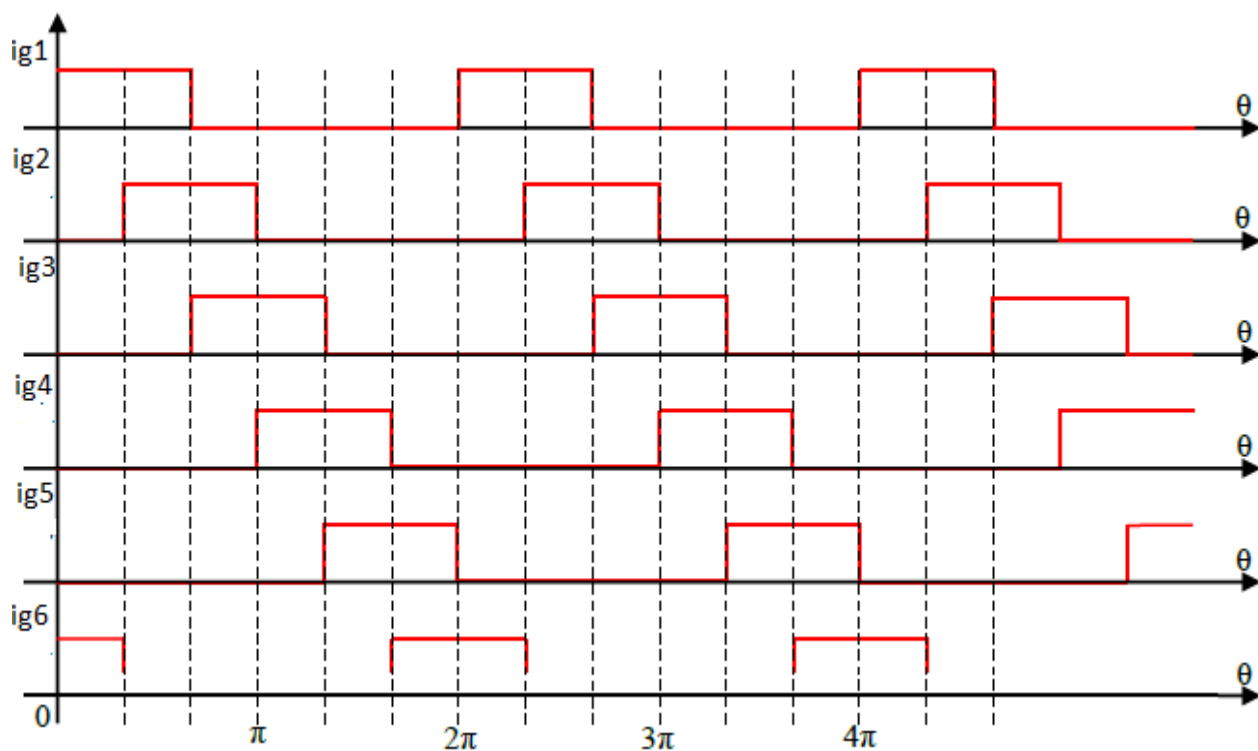


Figure VI.18 Séquences de conduction des interrupteurs pour la commande 120°

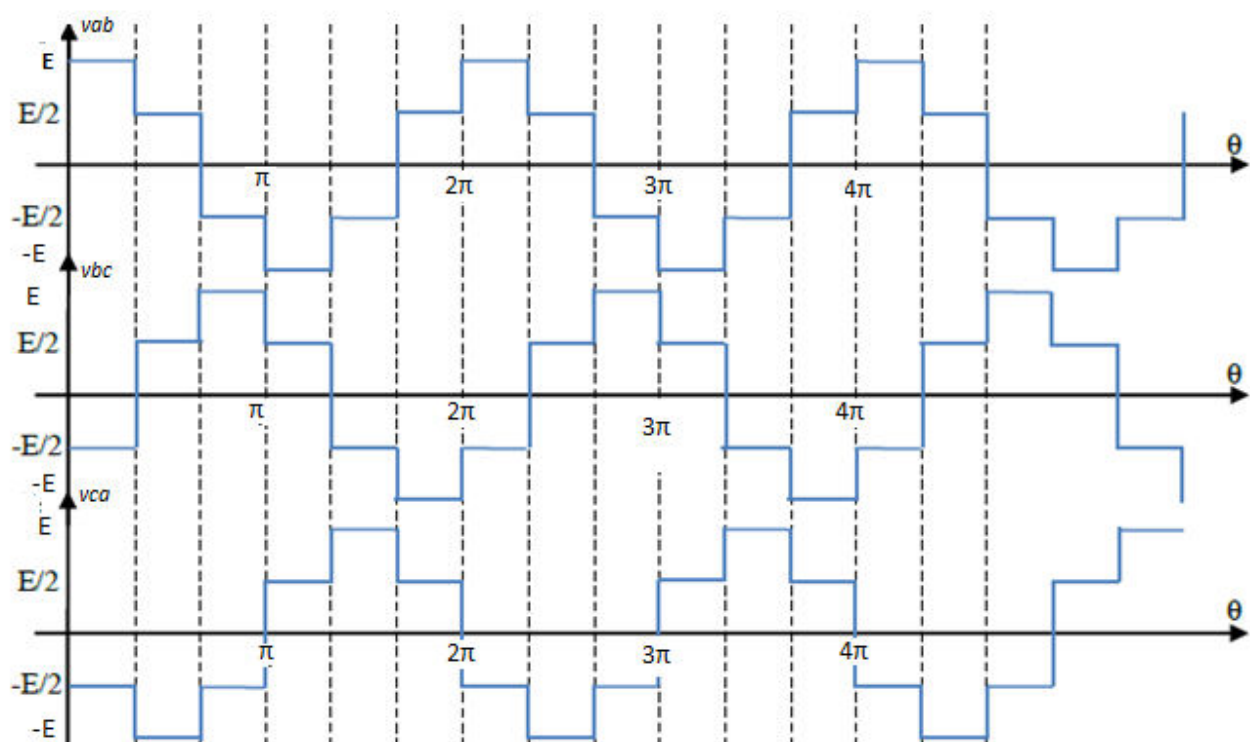


Figure VI.19 Formes d'ondes des tensions composées (commande 120°)

La valeur efficace de la tension composée sera :

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} (V_{AB}(t))^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2E^2 + 4(E/2)^2}{6}} = \frac{E}{\sqrt{2}} \quad \text{VI.21}$$

Les tensions de charges à la sortie forment un système triphasé équilibré d'où : l'expression de la première tension simple :

$$V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0$$

$$V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$$

$$V_{BC} = V_{BN} - V_{CN}$$

$$V_{CA} = V_{CN} - V_{AN}$$

$$V_{AB} - V_{CA} = 2V_{AN} - V_{BN} - V_{CN}$$

$$\text{Comme } V_{AN} = -V_{BN} - V_{CN}$$

$$\Rightarrow V_{AB} - V_{CA} = 3V_{AN} \Rightarrow V_{AN} = \frac{1}{3}(V_{AB} - V_{CA}) \quad \text{VI.22}$$

De la même façon, on établit les expressions des deux autres tensions simples :

$$V_{BN} = \frac{1}{3}(V_{BC} - V_{AB}) \quad \text{VI.23}$$

$$V_{CN} = \frac{1}{3}(V_{CA} - V_{BC}) \quad \text{VI.24}$$



Figure VI.20 Formes d'ondes des tension simples

$$V_{seff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi (V_{AN}(t))^2 d\theta} = \sqrt{\frac{(E/2)^2 + (E/2)^2 + (0)^2}{6}} = \frac{E}{\sqrt{6}} \quad \text{VI.25}$$

♦ Ce qui conduit au rapport : $V_{ceff} = \sqrt{3}V_{seff}$

Un onduleur triphasé commandé par une commande à 120°, ne permet pas un réglage des valeurs efficaces des tensions composées et simples. La variation des instants d'allumage des interrupteurs n'engendrera que le réglage de la fréquence des tensions de sortie. On devra dans ce but insérer un convertisseur statique en aval de l'onduleur, et donc deux solutions s'imposent :

- Un hacheur si la source primaire est une batterie d'accumulateur
- Un redresseur commandé si la source primaire est un réseau d'alimentation triphasé.

- **Etude harmonique des tensions simples**

La forme de la tension simple v_a est en créneaux alternativement positifs et négatifs et de période T (signal impair).

La décomposition en série de Fourier peut être exprimée de la façon suivante [10] :

$$V_{AN}(t) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2E}{(2k+1)\pi} \cos \frac{(2k+1)\pi}{6} \sin((2k+1)\omega t) \quad \text{VI.26}$$

k un entier naturel.

En développant les premiers termes on obtient :

$$V_{AN}(t) = \sqrt{3} \frac{E}{\pi} \sin(\omega t) - \sqrt{3} \frac{E}{5\pi} \sin(5\omega t) - \sqrt{3} \frac{E}{7\pi} \sin(7\omega t) + \sqrt{3} \frac{E}{11\pi} \sin(11\omega t) + \dots \quad \text{VI.27}$$

On remarque que les harmoniques pair et multiples de trois (3, 9, 12 ...), disparaissent, alors que ceux de rang 5, 7, 11, 13 ..., restent présents le spectre.

L'expression de la valeur efficace du fondamental de tension simple est :

$$V_{1eff}(t) = \sqrt{\frac{3E}{2\pi}}$$

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (V_{2k+1}^2)}}{V_1} = \sqrt{\left(\frac{V_{eff}}{V_{eff1}}\right)^2 - 1} = \sqrt{\left(\frac{\frac{E}{\sqrt{6}}}{\sqrt{\frac{3E}{2\pi}}}\right)^2 - 1} = 0.309$$

$$THD\% \cong 31\% \quad \text{VI.28}$$

VI-5-3 Commande à 180°

- **Etude des tensions**

Les transistors sont commandés durant une demi-période.

- À tout instant trois transistors sont en état de conduction et les trois autres sont bloqués ;
- Les transistors d'un même bras doivent être commandés de façon complémentaire afin de ne pas court-circuiter la source de tension.

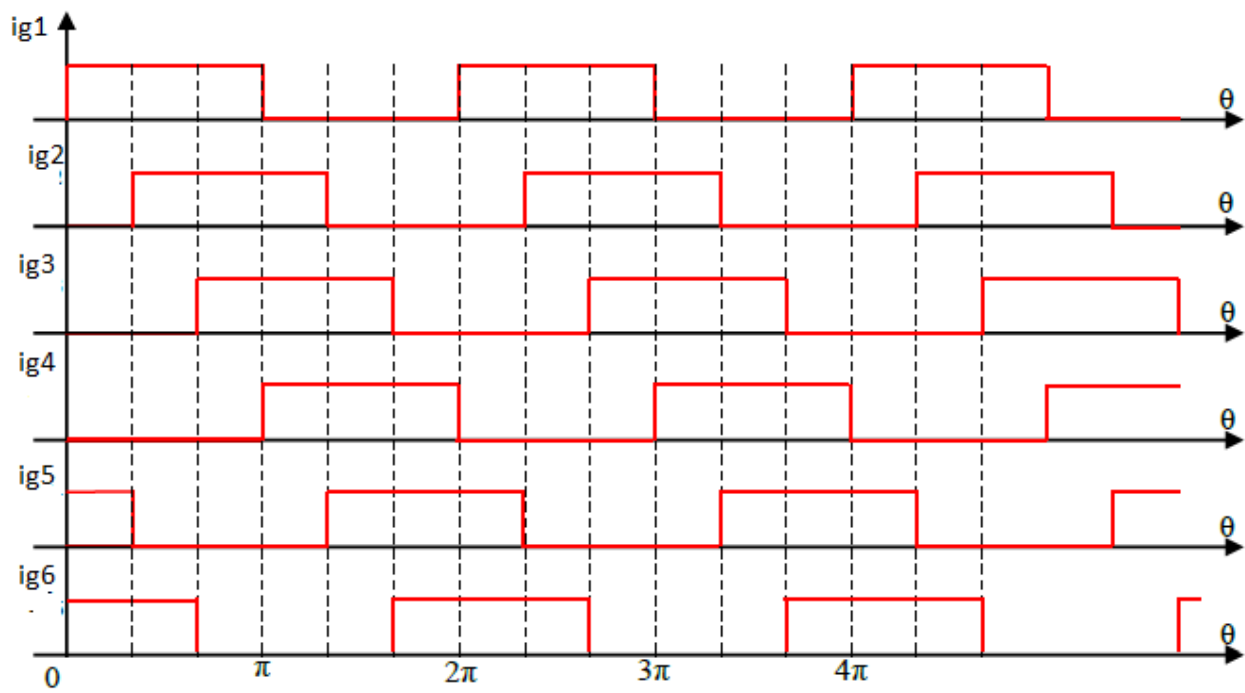


Figure VI. 21 Séquences de conduction des interrupteurs pour la commande 180°

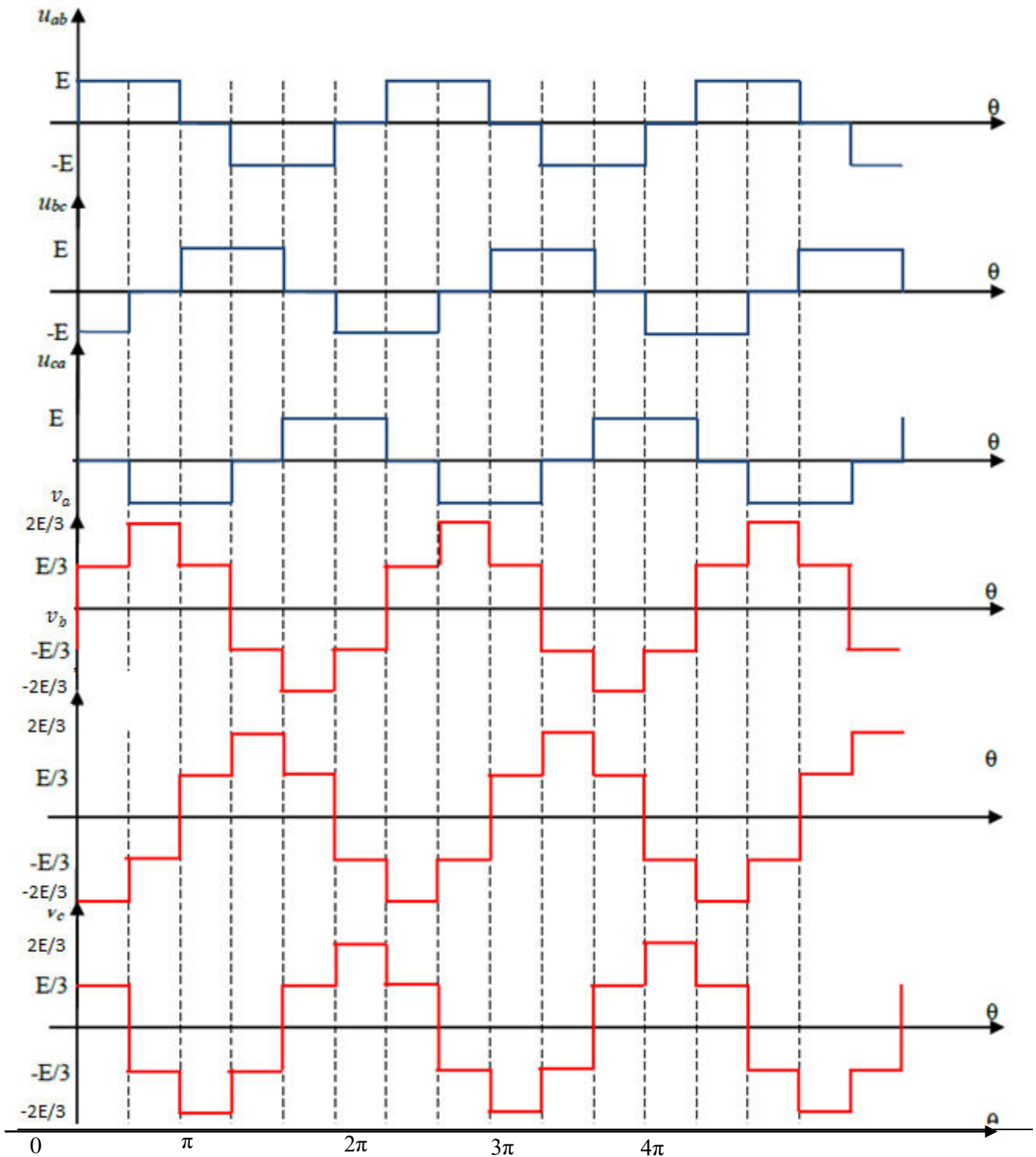


Figure VI.22 Formes d'ondes des tensions composées et simples (commande 180°)

Les trois tensions simples ont une forme en escalier et elles forment un système de tensions triphasées équilibrées

- La tension efficace composée sera égale à :

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} (V_{AB}(t))^2 d\theta}$$

Ou encore ;

$$V_{ceff} = \sqrt{\frac{E^2 + (E)^2 + 0^2}{3}} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \quad \text{VI.29}$$

- La tension efficace simple sera égale à :

$$V_{seff} = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} (V_{AB}(t))^2 d\theta}$$

Ou encore ;

$$V_{seff} = \sqrt{\frac{4(E/3)^2 + 2(2E/3)^2}{6}} = \frac{\sqrt{2}}{3} E \quad \text{VI.30}$$

♦ Ce qui conduit au rapport : $V_{ceff} = \sqrt{3}V_{seff}$

Comme pour la commande précédente (120°), l'onduleur triphasé commandé à 180° permet seulement un réglage de la fréquence des tensions composées et simples. Selon l'origine de la tension continue il sera nécessaire d'insérer un convertisseur statique. Les deux solutions précédentes sont encore envisageables.

La commande à 180° sera privilégiée par rapport à la commande à 120°, en effet elle délivre des tensions efficaces supérieures à la commande à 180°.

Remarque : dans le cas d'une charge résistive, les diodes branchées en tête bêche sur les interrupteurs n'ont aucune fonction. Pour une charge couplée en étoile les intensités des courants traversant la charge sont de même formes que les tensions simples et respectivement en phase.

• Etude des courants

La charge étant équilibrée, en appliquant la loi des nœuds au point neutre on aura la relation suivante :

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad \text{VI.31}$$

Pour une charge résistive, la forme d'onde du courant de phase suit la forme d'onde de la tension de phase correspondante :

$$i_{ch-A}(t) = V_{AN}(t)/R \quad \text{VI.32}$$

Pour une charge inductive, le courant traversant chaque phase sera retardé d'un certain angle en arrière par rapport à la tension simple correspondante.

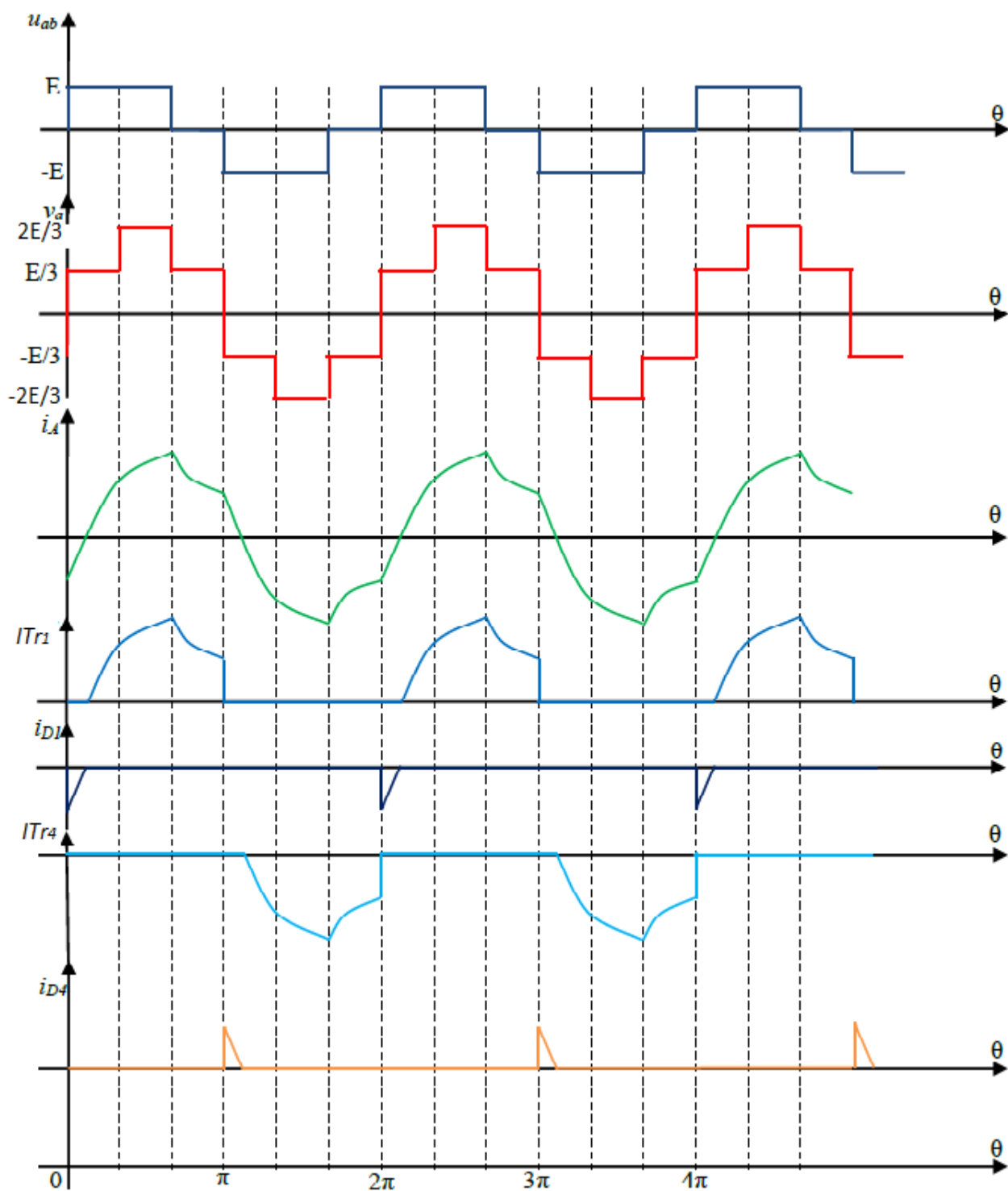


Figure VI. 23 Formes d'ondes pour une commande à 180° (débit sur charge inductive)

- **Etude harmonique des tensions simples**

La tension simple v_a a une forme en escalier d'amplitude $(2/3 E)$ et de période T .

Le signal est impair et présente une symétrie sur les deux demi-périodes (symétrie de glissement). La décomposition en série de Fourier à pour expression [10] :

$$V_{AN}(t) = 2 \frac{E}{\pi} \sin(\omega t) + 2 \frac{E}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \left[\frac{1}{6k \pm 1} \sin((6k \pm 1) \omega t) \right] \quad \text{VI.33}$$

Avec k entier naturel.

En développant quelques termes on obtient :

$$V_{AN}(t) = 2 \frac{E}{\pi} \sin(\omega t) + 2 \frac{E}{5\pi} \sin(5\omega t) + 2 \frac{E}{7\pi} \sin(7\omega t) + 2 \frac{E}{11\pi} \sin(11\omega t) + \dots \quad \text{VI.34}$$

On remarque, comme pour la commande 120°, que les harmoniques pairs sont absentes et que ceux multiples de trois (3, 9, 12...) ont disparus car ce sont des composants homopolaires (système équilibré). Seuls restent les harmoniques de rang 5, 7, 11, ... dans le spectre. L'amplitude des harmoniques présents dans les deux types de commandes 120° et 180° est inversement proportionnelle à leur ordre harmonique :

$$\frac{V_{2k+1}}{V_1} = \frac{1}{2k+1} \Rightarrow THD = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (V_{2k+1})^2}}{V_1} = \frac{\sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\frac{V_1}{2k+1})^2}}{V_1} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} (\frac{1}{2k+1})^2} \quad \text{VI.35}$$

En développant les premiers termes, on trouve :

$$THD = \sqrt{\frac{1}{5^2} + \frac{1}{7^2} + \frac{1}{11^2} + \dots} \quad \text{VI.36}$$

$$THD \approx 0.28 \text{ (28\%)}$$

- Ce qui signifie que les formes de tensions ne sont pas extrêmement déformées par rapport à une forme sinusoïdale.
- L'expression de la valeur efficace du fondamental de tension simple est : $V_{1eff} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{E}{2}$, et elle est supérieure à celle de la commande 120°.

VI-6 La commande à MLI

La technique de génération des signaux de commande appelée PWM (Pulse With Modulation ou **Modulation de la Largeur d'Impulsion** en Français) est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois références sinusoïdales sont déphasées de 120° à la même fréquence f

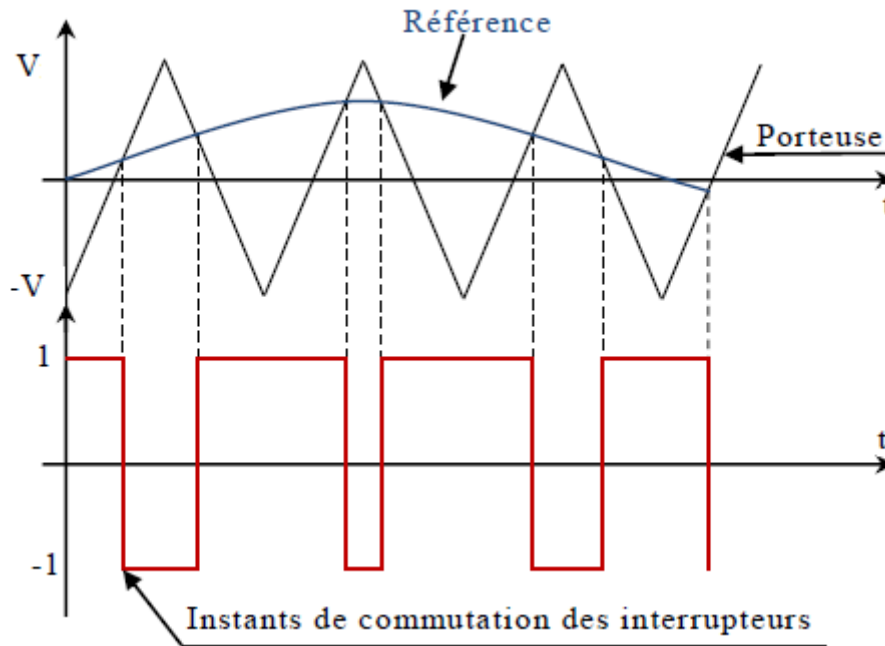


Figure VI. 24 Principe de la MLI bipolaire.

VI-6-1 Caractérisation de la modulation

Si la référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande :

- **L'indice de modulation m** , égal au rapport de la fréquence de la modulation (porteuse) sur la fréquence de la référence (modulante).

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad \text{avec } m > 1 \quad \text{VI.37}$$

On choisit généralement m supérieure à l'unité parce que l'augmentation mène au déplacement des harmoniques vers des fréquences élevées. Dans la simulation on constate que les valeurs très élevées de m provoquent une augmentation des déchets de tension, ce qui nous oblige à optimiser la valeur de m .

$$r = \frac{V_m}{V_p} \quad \text{VI.38}$$

- **Le coefficient de réglage en tension ' r '**, égal au rapport de l'amplitude de la tension de la référence sur celle de la porteuse.

D'ordinaire la modulation est **synchrone**, c'est-à-dire f_p est un multiple entier de f_m . La tension de sortie u est alors vraiment périodique et a bien une période T égal à $1/T_m$.

Mais dans certains cas la modulation est **asynchrone**, notamment quand à fréquence de modulation f_p donnée on fait varier de façon continue la fréquence de la référence. En modulation synchrone, si m est impair, l'alternance négative de u reproduit au signe près son alternance positive. Le développement en série de Fourier de u ne comporte que des harmoniques impairs.

Au contraire si m est pair, on trouve dans le développement série de Fourier de u une composante continue, des harmoniques pairs et impairs.

Pour une modulation synchrone suffisamment importante ($m \geq 15$), les raies des harmoniques se répartissent par groupe au rang : 1, ($m-2, m, m+2$), ($2m-5, 2m-3, 2m-1, 2m+1, 2m+3, 2m+5$),

L'augmentation de m rejette les premiers harmoniques non nuls vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage. Mais, m est limité par les temps des commutations des semi-conducteurs des convertisseurs et donc par la largeur minimale des impulsions.

VI-6-2 MLI bipolaire

Elle est celle présentée précédemment ; le signal de sortie vaut $\pm E$. Le spectre de la tension de sortie comporte des raie autour de la fréquence de découpage et de ses multiples.

Exemple 1 : Modulation bipolaire (simulé par Pspice)

$m = 10, r = 0.85$

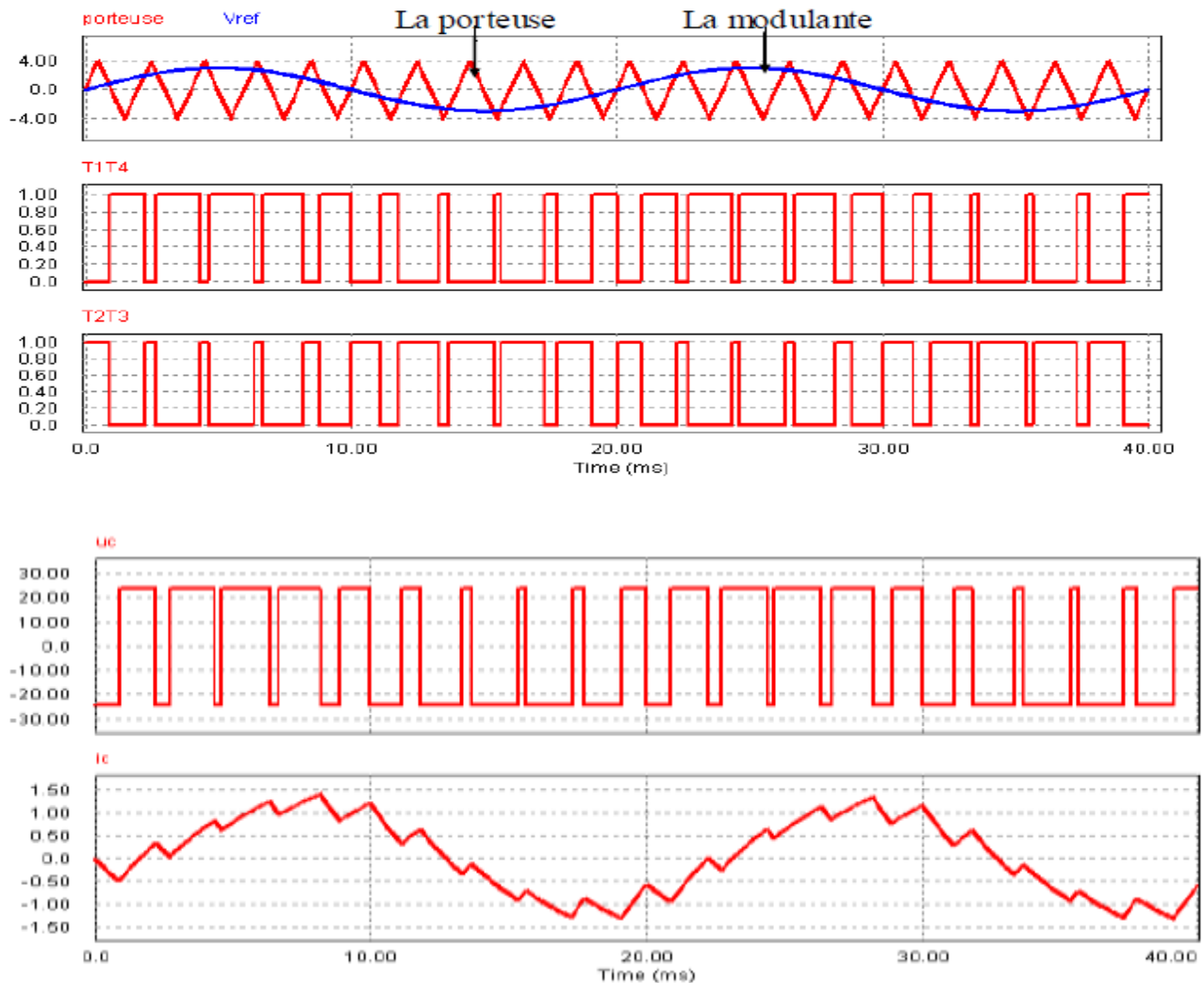


Figure VI.25 MLI bipolaire ($m=10, r=0.85$)

VI-6-3 MLI unipolaire

Elle s'obtient en utilisant la configuration (0, E) de 0 à T/2 puis (0, -E) pendant la 2ème demi période.

Exemple 2 : Modulation unipolaire (simulé par Pspice)

$$m = 10, r = 0.85$$

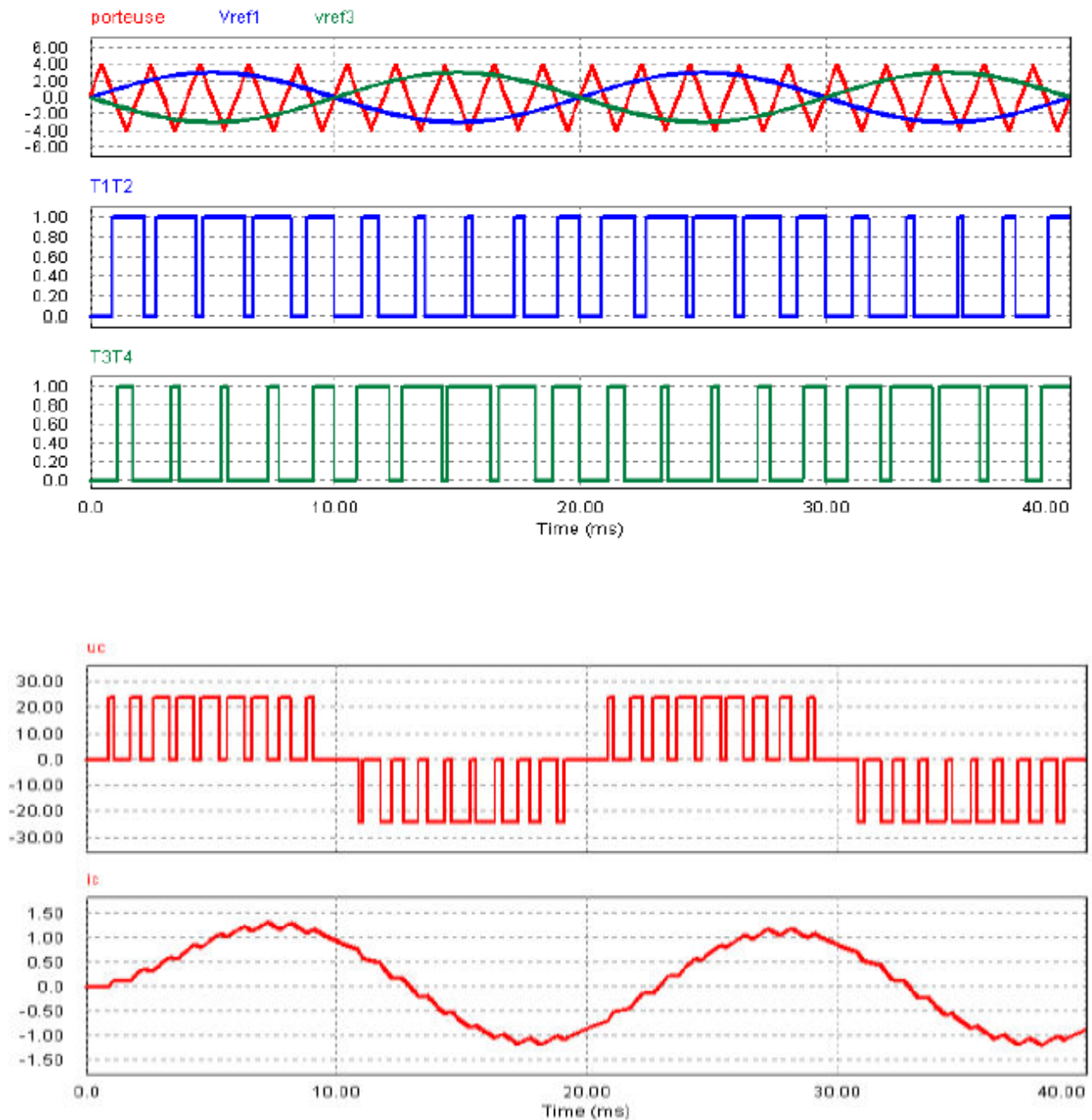


Figure VI.26 MLI bipolaire ($m=10$, $r=0.85$)

VI.6.4 Tensions simples et composées à la sortie de l'onduleur

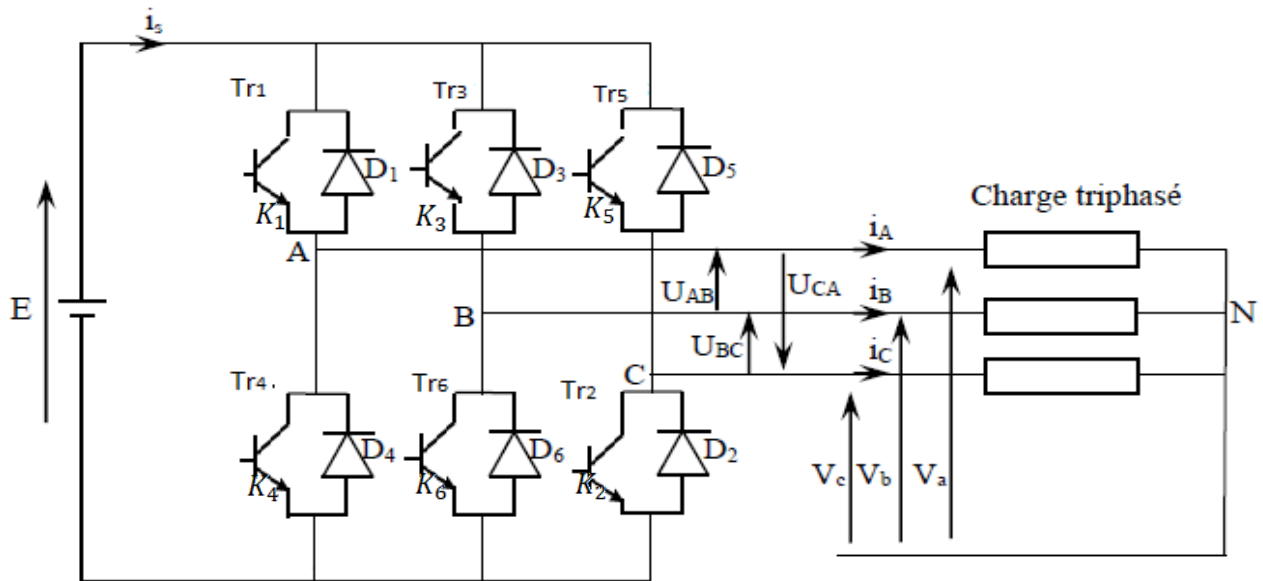


Figure VI.27 onduleur de tensions triphasé

La commande des six interrupteurs est complémentaire. Ils imposent les tensions composées à la sortie de l'onduleur ; ainsi pour la tension V_{AB} on aura :

$V_{AB} = E$ si K_1 est fermé et K_2 est ouvert ;

$V_{AB} = 0$ si K_1 et K_2 fermés

$V_{AB} = -E$ si K_1 est ouvert et K_2 est fermé

$V_{AB} = 0$ si K_1 et K_2 ouverts

Si le récepteur est équilibré, on peut passer des tensions composées aux tensions simples par les relations suivantes :

$$V_{AN} = \frac{1}{3}(V_{AB} - V_{CA}) \quad \text{VI.39}$$

$$V_{BN} = \frac{1}{3}(V_{BC} - V_{AB}) \quad \text{VI.40}$$

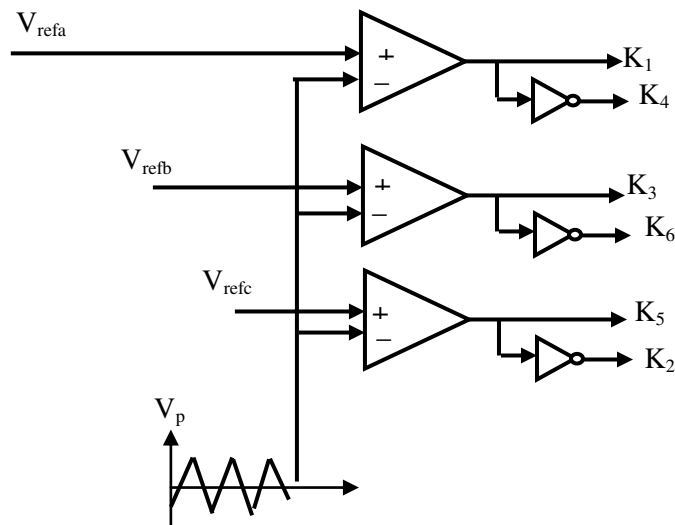
$$V_{CN} = \frac{1}{3}(V_{CA} - V_{BC}) \quad \text{VI.41}$$

Le Tableau (VI.1) donne les huit combinaisons possibles des trois interrupteurs :

	K_1	K_2	K_3	V_A	V_B	V_C
1	1	0	0	$2/3 E$	$-1/3 E$	$-1/3 E$
2	1	1	0	$1/3 E$	$1/3 E$	$-2/3 E$
3	0	1	0	$-1/3 E$	$2/3 E$	$-1/3 E$
4	0	1	1	$-2/3 E$	$1/3 E$	$1/3 E$
5	0	0	1	$-1/3 E$	$-1/3 E$	$2/3 E$
6	1	0	1	$1/3 E$	$-2/3 E$	$1/3 E$
7	1	1	1	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0

TABLE VI.1

VI.7.5 Commande par demi-pont : On peut utiliser une onde de modulation unique. Ses interactions avec les trois tensions de référence, une par demi-pont, donnent les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs K_1 et K_4 , K_3 et K_6 , K_5 et K_2 .



IV. 28 Figure Commande en demi- pont

Pour que les trois tensions de sortie soient identiques, à un tiers de leur période près, en modulation synchrone on adopte un indice de modulation m multiple de 3.

Dans le but de réduction de déchet de tension on peut rajouter à la tension de référence une tension sinusoïdale de pulsation 3ω et d'amplitude égale à $\frac{rE}{8}$ ou $\frac{rE}{12}$.

Annexe

A.1 FACTEUR DE PUISSANCE ET THD

Facteur de puissance en monophasé si $v(t)$ est sinusoïdale et $i(t)$ est périodique non sinusoïdal :

Si $v(t)$ et $i(t)$ sont périodiques non sinusoïdaux de même période T (s'exprimant en série de Fourier)

$$v(t) = V_{moy} + V_{1max} \cos(\omega t - \alpha_1) + V_{2max} \cos(2\omega t - \alpha_2) + \dots + V_{nmax} \cos(n\omega t - \alpha_n) \quad A.1$$

$$i(t) = I_{moy} + I_{1max} \cos(\omega t - \beta_1) + I_{2max} \cos(2\omega t - \beta_2) + \dots + I_{nmax} \cos(n\omega t - \beta_n) \quad A.2$$

$\Rightarrow$

$$p = V_{moy}V_{moy} + V_{1eff}V_{1eff}\cos\varphi_1 + V_{2eff}V_{2eff}\cos\varphi_2 + \dots + V_{neff}I_{neff}\cos\varphi_n \quad A.3$$

Avec $\varphi_n = \alpha_n - \beta_n$ déphasage de l'harmonique de tension par rapport à l'harmonique de courant

- Si $v(t)$ est sinusoïdale et $i(t)$ est périodique non sinusoïdal $\Rightarrow$

$$p = V_{eff}I_{1eff}\cos\varphi_1, \text{ avec : } \varphi_1 = \alpha - \beta_1 \quad A.4$$

$$S = v_{eff}i_{eff}$$

$$S = V_{eff}\sqrt{I_{moy}^2 + I_{1eff}^2 + I_{2eff}^2 + \dots + I_{neff}^2} \quad A.5$$

I_{moy} est généralement nul

$$\Rightarrow S = \sqrt{V_{eff}^2 I_{1eff}^2 + V_{eff}^2 I_{2eff}^2 + \dots + V_{eff}^2 I_{neff}^2} \quad A.6$$

Avec :

$$V_{eff}^2 I_{1eff}^2 = V_{eff}^2 I_{1eff}^2 (\cos^2 \varphi_1 + \sin^2 \varphi_1) = V_{eff}^2 I_{1eff}^2 (\cos^2 \varphi_1) + V_{eff}^2 I_{1eff}^2 (\sin^2 \varphi_1)$$

$$\Rightarrow V_{eff}^2 I_{1eff}^2 = p^2 + Q^2$$

Le terme ;

$$D = \sqrt{V_{eff}^2 I_{2eff}^2 + V_{eff}^2 I_{3eff}^2 + \dots + V_{eff}^2 I_{neff}^2} \quad A.7$$

est appelé puissance déformante. Elle rend compte des harmoniques

$$\Rightarrow S = \sqrt{p^2 + Q^2 + D^2} \quad \text{A.8}$$

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

$$FP = \frac{V_{eff} I_{1eff} \cos \varphi_1}{v_{eff} \sqrt{I_{1eff}^2 + I_{2eff}^2 + \dots + I_{neff}^2}} = \frac{\cos \varphi_1}{\frac{I_{1eff}^2 + I_{2eff}^2 + \dots + I_{neff}^2}{I_{1eff}^2}} = \frac{\cos \varphi_1}{1 + \frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{neff}^2}{I_{1eff}^2}} = \frac{\cos \varphi_1}{1 + THD} \quad \text{A.10}$$

$$\text{Avec : } THD = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{neff}^2}{I_{1eff}^2}} \quad \text{A.11}$$

THD : est le taux de distorsion harmonique (Total harmonic distortion)

$\cos \varphi_1$: est appelé le facteur de déplacement (Displacement power factor) ;

ainsi on peut écrire :

$$FP = \frac{DPF}{1 + THD} \quad \text{A.12}$$

e- Facteur de puissance dans un système triphasé

- Si $v(t)$ et $i(t)$ sont sinusoïdaux et équilibrés de même période $\Rightarrow$

$$p = 3 V_{eff} I_{1eff} \cos \varphi_1$$

$$S = 3 V_{eff} I_{1eff}$$

$$\Rightarrow FP = \frac{P}{S} = \cos \varphi \quad \text{A.13}$$

- Si les tensions sont triphasées alternatives sinusoïdales équilibrées et les courants triphasés sont équilibrés de même période que les tensions mais non sinusoïdaux.

$$FP = \frac{3 V_{eff} I_{1eff} \cos \varphi_1}{3 v_{eff} \sqrt{I_{1eff}^2 + I_{2eff}^2 + \dots + I_{neff}^2}} = \frac{\cos \varphi_1}{1 + THD} = \frac{DPF}{1 + THD} \quad \text{A.14}$$

A.2 REDRESSEUR DODECAPHASE

Ce montage est constitué de l'association série de deux redresseurs PD3 et S3 non commandés, (voir figure A.1). Cette structure à l'avantage de diminuer l'ondulation et d'améliorer le facteur de puissance.

- l'indice d'ondulation est égal à 12 alors que pour le PD3 et le S3, il est égal à 6. Le facteur de puissance de chaque secondaire est meilleur que celui d'un redresseur seul ayant un indice d'ondulation égal à 12.

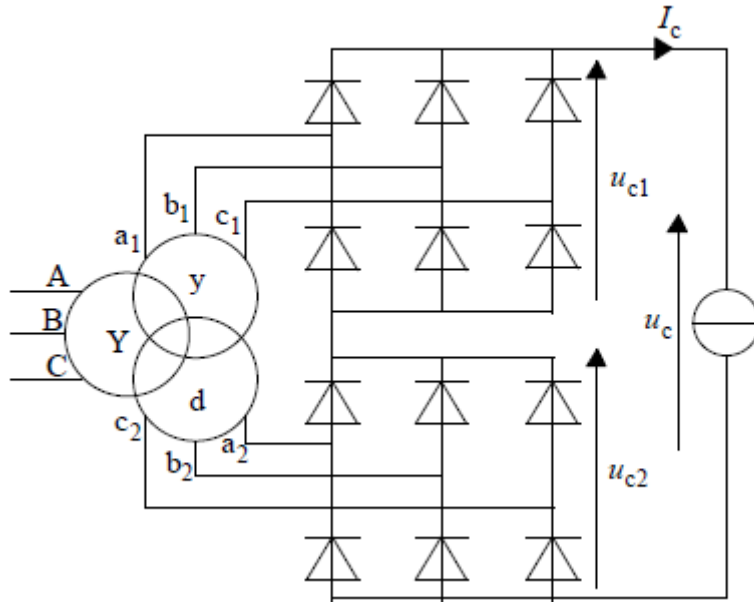


Figure A.1 Redresseur dodécaphasé

a- Tension redressée moyenne

La mise en série impose que la valeur moyenne de la tension en sortie de chacun des ponts soit identique.

La tension redressée (figure A.2) moyenne sera égale à :

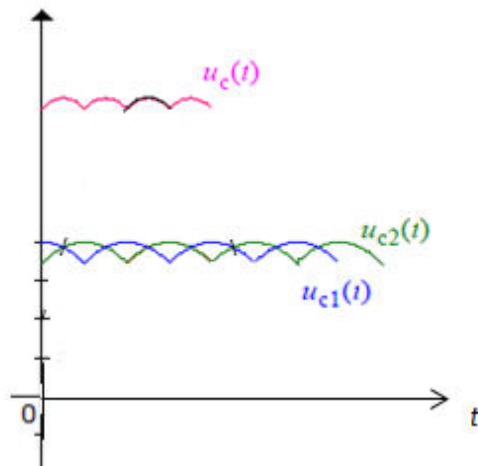


Figure A.2 Dédution de la tension redressée

$$V_{cmoy} = v_{cmoy PD3} + v_{cmoy S3}$$

$$= \frac{3\sqrt{3}\sqrt{2}v_y}{\pi} + \left(\frac{3\sqrt{2}v_d}{\pi} \right)$$

Sachant que $v_d = \sqrt{3}v_y$

$$\Rightarrow V_{cmoy} = \frac{6\sqrt{6}v_y}{\pi}$$

A.15

b- Facteur de puissance au primaire

L'égalité des deux tensions moyenne à la sortie des deux secondaires permet de conclure que :

$$n_{2y}\sqrt{3} = n_{2d}$$

Avec : n_{2y} : Nombre de spires de l'enroulement secondaire en étoile (y)

n_{2d} : Nombre de spires de l'enroulement secondaire en triangle (d)

n_1 : Nombre de spires de l'enroulement primaire en étoile (y)

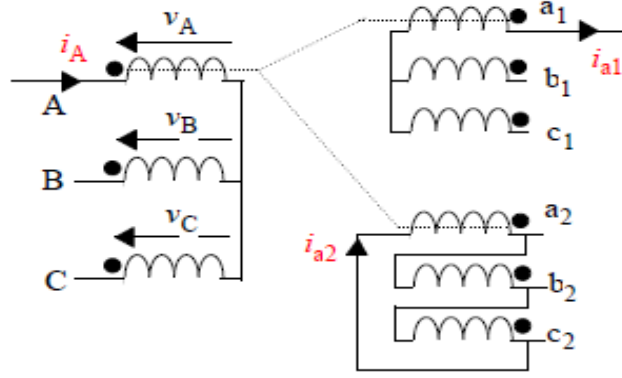


Figure A.3 Couplage du transformateur

On déduit que :

$$m_y = \frac{v_y}{V} = \frac{n_{2y}}{n_1}$$

$$m_d = \frac{v_d}{V} = \frac{n_{2d}}{n_1} = \frac{n_{2y}\sqrt{3}}{n_1} = m_y\sqrt{3}$$

Avec :

m_y : rapport de transformation du entre l'enroulement secondaire en (Y) et le primaire

m_d : rapport de transformation entre l'enroulement secondaire (d) et l'enroulement primaire.

Ainsi le courant primaire (voir figure A. 3) est égal à :

$$i_p(\theta) = m_y i_{sy}(\theta) + \sqrt{3} m_y i_{sd}(\theta) = m_y (i_{sy}(\theta) + \sqrt{3} i_{sd}(\theta))$$

$$I_{peff} = \sqrt{\int_0^{2\pi} I_p(\theta)^2 d(\theta)}$$

$$= \sqrt{\left(\frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \left(m_y \frac{I_c}{3} \right)^2 + \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{3}} \left(m_y \frac{I_c}{3} + (m_y \sqrt{3} I_c) \right)^2 + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{\pi}{2}} \left(m_y \frac{2I_c}{3} + (m_y \sqrt{3} I_c) \right)^2 d\theta \right)}$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{(m_y I_c)^2 \left[\left(\frac{1}{3}\right)^2 + \left(\frac{1}{3} + \sqrt{3} I_c\right)^2 + \left(\frac{2}{3} + \sqrt{3}\right)^2 \right]} \\
&= m_y I_c \frac{\sqrt{4 + 2\sqrt{3}}}{\sqrt{3}} \\
&\Rightarrow FP = \frac{P}{S} \\
&= \frac{V_{cmoy} I_c}{3 \frac{v_{2y}}{m_y} I_{eff}} \\
&= \frac{\frac{6\sqrt{6}v_{2y}}{\pi} I_c}{3 \frac{v_{2y}}{m_y} m_y I_c \frac{\sqrt{4+2\sqrt{3}}}{\sqrt{3}}} = \frac{6\sqrt{2}}{\pi\sqrt{4+2\sqrt{2}}} = 0.99
\end{aligned}$$

A.16

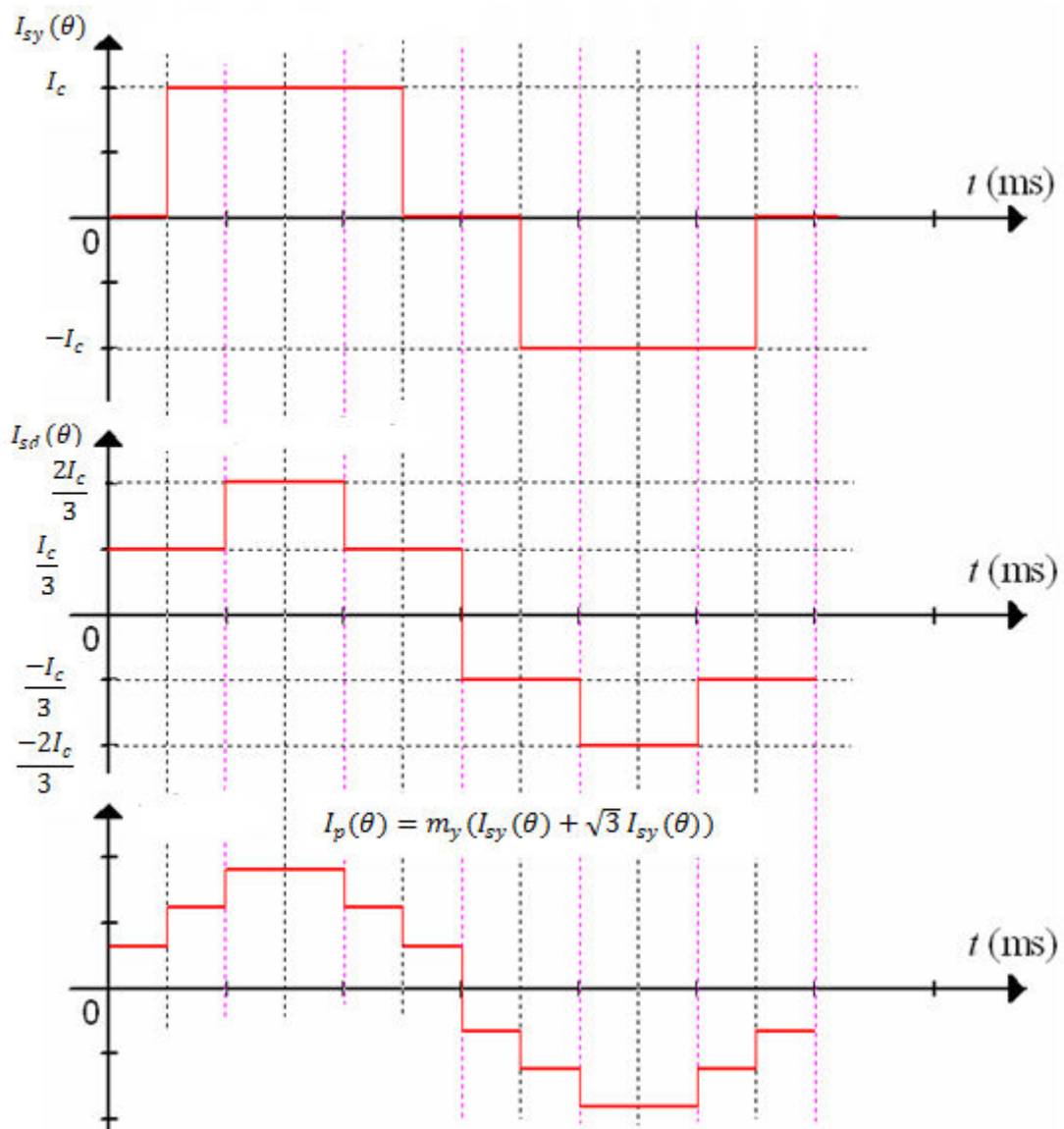


Figure A.4 Formes d'ondes des courants de source

A.3 Problèmes réels posés par les redresseurs lors d'un fonctionnement normal

A.3.1 Empiètement

Dans le chapitre précédent nous avons présenté les caractéristiques fondamentales des redresseurs en négligeant l'effet de l'inductance de l'alimentation alternative. Dans ce chapitre nous élargirons l'analyse des redresseurs pour y inclure l'effet de l'impédance de l'alimentation.

Pour simplifier l'étude, nous considérons la commutation entre deux diodes pour un montage parallèle triphasé. Nous supposons constante l'intensité du courant de la charge (charge fortement inductive) et nommons ' l ' l'inductance totale de fuite ramenée au secondaire du Transformateur, voir figure A.5.

L'intensité du courant ne peut varier de façon discontinue dans ces éléments et la commutation ne peut être instantanée : l'intensité du courant dans la diode D_3 qui se bloque ne peut passer instantanément de I_c à 0 tandis que celle de la diode qui s'enclenche D_1 passe de 0 à I_c . On dit que D_3 empiète sur la région de conduction de D_1 ; c'est le phénomène d'empiètement.

D_3 empiète D_1 , D_1 empiète D_2 et D_2 empiète D_3 .

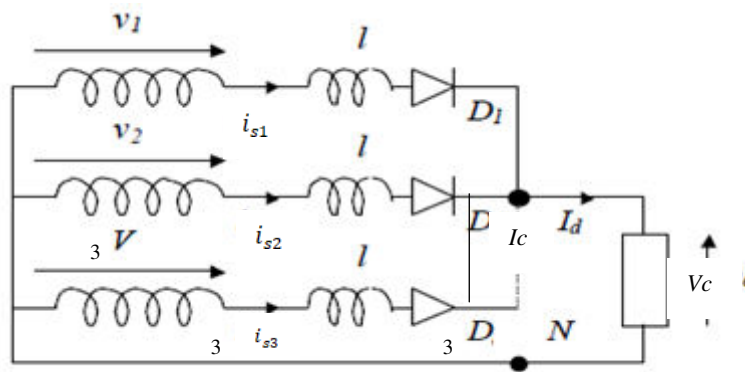


Figure A.5 Redresseur P3 avec inductances de sources

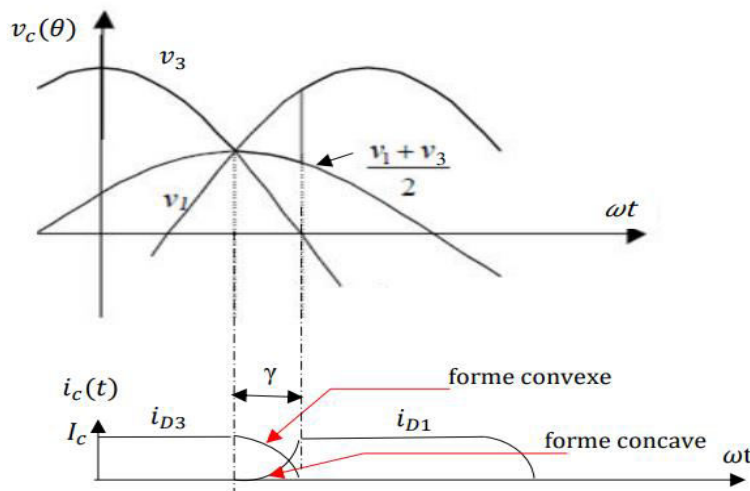


Figure A.6 Phénomène d'empiètement pour le montage parallèle triphasé non commandé

A.3.2 Dédution de l'expression de courant lors de l'empiètement et de l'angle d'empiètement γ

Pour déterminer les facteurs dont dépend l'empiètement et trouver l'expression du courant des diodes, considérant qu'un courant i de circulation parcourt le trajet formé par D_1 et D_2 en conduction (D_1 empiète D_2). On néglige les chutes de tension des diodes.

En appliquant la deuxième loi de Kirchoff sur la maille considérée, on obtient :

$$u_c(t) = v_1(t) - l \frac{di_{s1}(t)}{dt}$$

$$u_c(t) = v_2(t) - l \frac{di_{s2}(t)}{dt}$$

$$i_{s1}(t) + i_{s2}(t) = I_c(t)$$

Comme I_c est constant ;

$$\Rightarrow 2v_c(t) = v_1(t) + v_2(t)$$

$$\Rightarrow v_c(t) = \frac{v_1(t) + v_2(t)}{2} = \frac{V_m}{2} \sin(\omega t + 60^\circ)$$

$$v_1(t) - v_2(t) = \sqrt{3}V_m \sin(\omega t) = 2l \frac{di}{dt}$$

$$i(t) = -\frac{\sqrt{3}V_m}{2l\omega} \cos(\omega t) + c$$

$$\text{À } t=0 ; i=0$$

$$\Rightarrow C = \frac{\sqrt{3}V_m}{2l\omega} \Rightarrow i(t) = \frac{\sqrt{3}V_m}{2x} [1 - \cos(\omega t)] \quad \text{A.17}$$

$$\text{Avec } x = l\omega$$

Lorsque le phénomène d'empiètement est achevé à $\omega t = \gamma ; i = I_c$

$$\Rightarrow I_c = \frac{\sqrt{3}V_m}{2x} [1 - \cos(\gamma)] \quad \text{A.18}$$

$$\Rightarrow \cos(\gamma) = (1 - \frac{2xI_c}{\sqrt{3}V_m})$$

La formule en général est :

$$\gamma = \arccos \left(1 - \frac{x I_c}{V_m \sin(\frac{\pi}{p})} \right) \quad \text{A.19}$$

Exemple

Soit un pont triphasé à diodes alimenté par une tension de 220 v, fréquence de 50 Hz et une puissance de court-circuit, $S_{cc} = 75$ KVA. Calculer γ en supposant que le courant de charge est parfaitement continue pour les deux cas suivants :

- $I_{c1} = 80A$
- $I_{c1} = 140A$

Solution

$$x = \frac{3U_{ph}^2}{S_{cc}} = \frac{3\left(\frac{U_{ligne}}{\sqrt{3}}\right)^2}{75000} = 0.645\Omega$$

$$\Rightarrow I_c = \frac{v_m}{2x} (1 - \cos\gamma)$$

$$80 = \frac{\sqrt{2} 220}{2(0.645)} (1 - \cos(\gamma))$$

$$\gamma_1 = \arccos\left(1 - \frac{2(0.64)(80)}{220(\sqrt{2})}\right) = 48.1^\circ$$

$$\gamma_2 = \arccos\left(1 - \frac{2(0.64)(140)}{220(\sqrt{2})}\right) = 65.2^\circ$$

A.3.3 Expression de la tension redressée en présence de l'empiètement : Δv_γ

Durant l'empiètement la tension de charge est la moyenne de deux sinusoïdes (figure A.7). Mais si nous la considérons cosinusoidale, alors les bornes d'intégration sont 0 et γ sur une sinusoïde de valeur de crête $V_m \sin\left(\frac{\pi}{6}\right)$, d'où ;

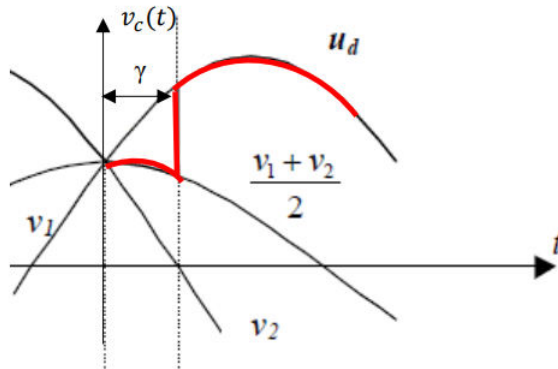


Figure A.7 Tension redressée en présence d'empiètement

$$V_{cmoy} = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\gamma}^{\frac{5\pi}{6}} V_m \sin(\theta) d\theta + \int_0^{\gamma} V_m \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cos(\varphi) d\varphi \right]$$

$$V_{cmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m [1 + \cos(\gamma)]$$

A.20

Sans phénomène d'empiètement ($\gamma=0$)

$$V_{cmoy(\gamma=0)} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m$$

$$\Rightarrow \Delta v_\gamma = V_{cmoy} - V_{cmoy(\gamma=0)}$$

$$\Delta v_\gamma = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_m - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m [1 + \cos(\gamma)] \quad \text{A.21}$$

$$\Delta v_\gamma = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m (1 - \cos(\gamma)) = I_c k'$$

$$\Rightarrow \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m (1 - \cos(\gamma)) = \frac{\sqrt{3}V_m}{2x} [1 - \cos(\gamma)] k'$$

$$\Rightarrow k' = \frac{3x}{2\pi} \text{ (Résistance fictive)}$$

$$\Rightarrow \Delta v_\gamma = k' i_c \Rightarrow \Delta v_\gamma = \frac{3x}{2\pi} I_c$$

$$\text{Dans le cas général ; } k' = \frac{px}{2\pi}$$

$$\Delta v_\gamma = \frac{px}{2\pi} I_c \quad \text{A.22}$$

Ainsi on peut représenter la chute de tension due à l'empiètement par le schéma équivalent suivant :

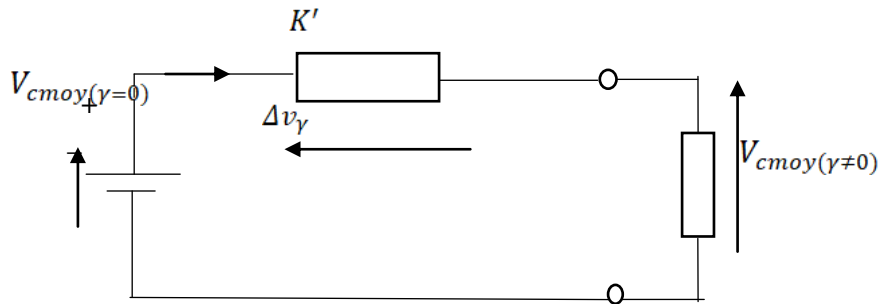


Figure A.8 Schéma équivalent d'un redresseur avec empiètement

Remarque : L'empiètement dans les montages en pont se fait entre les semi-conducteurs de même groupe (voir figure ci-dessous).

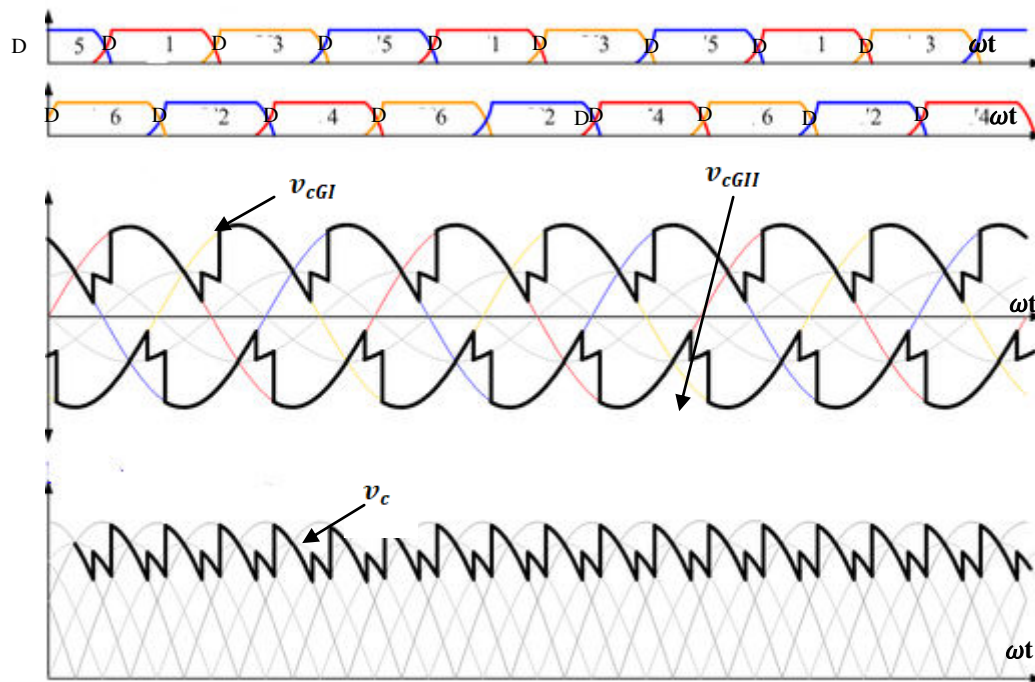


Figure A.9 Empiètement pour les montages en pont non commandés

A.3.4 Empiètement dans les redresseurs parallèle triphasé commandé

Comparativement au cas non commandé ($\alpha=0$), l'angle γ est plus petit et la variation du courant durant la commutation tend à devenir linéaire. En considérant La tension redressée moyenne dans ce cas ; sera donnée par la relation suivante :

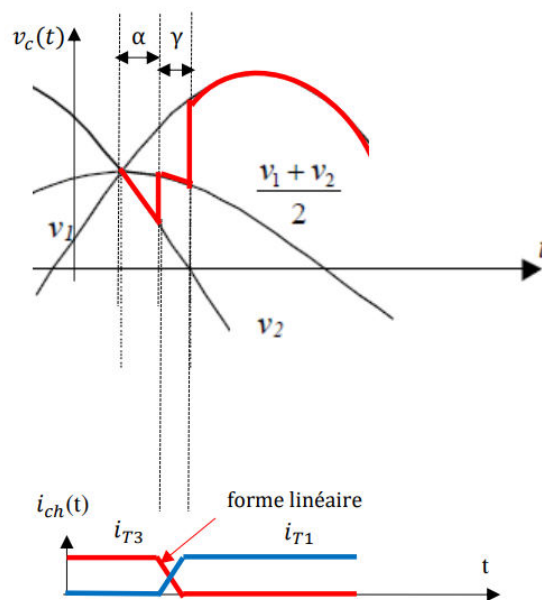


Figure A.10 Empiètement pour le montage parallèle commandé

$$V_{cmoy} = \frac{3}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}+\gamma+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} V_m \sin(\theta) d\theta + \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} V_m \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cos(\varphi) d\varphi \right]$$

$$V_{cmoy} = \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} V_m [\cos(\alpha) + \cos(\alpha + \gamma)] \quad \text{A.23}$$

La chute de tension totale est obtenue en ajoutant :

- ΔU_{Rs} : la chute due aux résistances de la source d'alimentation et des conducteurs ; dans ce cas on considère deux chutes ($R_s I_c$) pour le montage en pont et une seule chute pour le montage parallèle,
- $U_{s/c}$: La chute due aux diodes (thyristors) : Connaissant le nombre de diodes disposées en série et simultanément conductrices et l'intensité du courant de charge (I_c) ; on pourra donc calculer la chute de tension due à ces composants. Pour le montage en pont on considère chutes de tension de deux diodes. Pour le montage parallèle ; on considère une seule chute.

Remarque : On considère : $\Delta U_D = 0.7V$ et $\Delta U_{Th} = 1.5V$

$$\Rightarrow V_{chmoy(en\ charge)} = V_{(chmoy\ à\ vide)} - \Delta U_{s/c} - \Delta v_\gamma - \Delta U_{Rs} \quad \text{A.24}$$

Ainsi le schéma équivalent d'un redresseur qui tient compte de toutes ces chutes de tension sera :

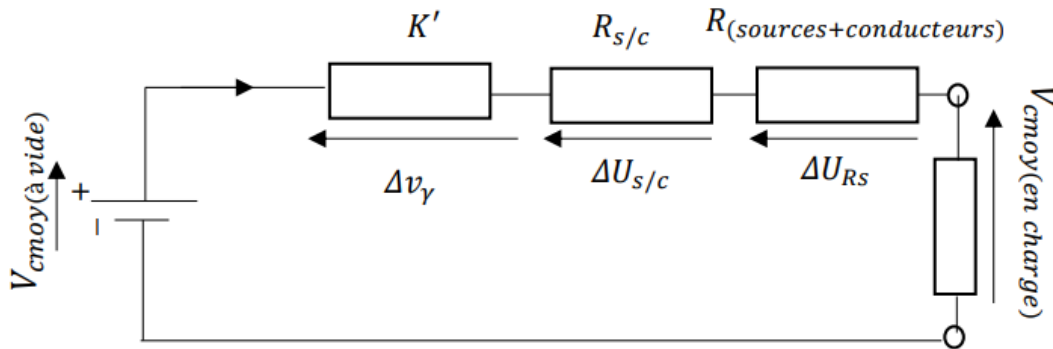


Figure A.11 Schéma équivalent d'un redresseur lors du fonctionnement réel

BIBLIOGRAPHIE

- [1] Guy Segulier. **Electronique de puissance** 7^{ème} édition Dunod, 1999
- [2] Guy Chateiger, Michel Boès, Daniel Bouix, Jaque Vaillant, **Manuel de Génie Electrique** (Dunod), 2006.
- [3] Jean Louis DALMASSO. **Electronique de puissance - commutation**. DIA-BELIN, 1986.
- [4] Muhammad H. Rashid, Power Electronics, circuits devices, and Applications, second édition, 1994.
- [5] Guy Segulier. **Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 2 (AC-AC)** TEC&DOC, 1991
- [6] Guy Séguier. Francis Labrique. Philippe Delarue. **Structures, commandes, applications**. 10^{ème} édition, Dunod, 2015.
- [7] Alain Hebert, Claude Naudet et Michel Pinard. **Machines Electriques Electronique de Puissance** DUNOD, 1997
- [8] Guy Segulier. **Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome 3 (DC- DC)**, TEC&DOC, 1995
- [9] Guy Segulier. **Les convertisseurs de l'électronique de puissance, tome4 (DC- AC)**, TEC&DOC, 1995
- [10] Luc Lasne, **Electronique de puissance, cours étude de cas et exercices corrigés**, 2^{ème} édition Dunod, 2015.