

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D' INFORMATIQUE
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etude
de MASTER ACADEMIQUE**
Domaine: Sciences et technologies
Filière : Génie électrique
Spécialité: Machines électriques

Présenté par
Lyes ABER

Mémoire dirigé par M^r Ali BECHOUCHE

Thème

**Commande prédictive d'un
convertisseur à MLI connecté au réseau
électrique**

Mémoire soutenu publiquement le 13 juillet 2017 devant le jury composé de :

M Hamid SEDDIKI
MCA, UMMTO, Président

M Ali BECHOUCHE
MCA, UMMTO, Encadreur

M Koussaila MESBAH
MAB, UMMTO, Examineur

M Adel RAHOU
Docteur, UMMTO, Examineur

Remerciements

J'adresse tout d'abord mes remerciements à mon encadreur, Mr Ali BECHOUCHE, maitre de conférence classe A, à l'université MOULOUD MAMMARI de Tizi-Ouzou, de m'avoir proposé un sujet si intéressant, pour ces conseils, sa disponibilité et pour m'avoir fait profiter de ces connaissances déjà en tant qu'enseignant, et de ces qualités tant professionnelles qu'humaines.

Mes vifs remerciements à Mr Hamid SEDDIKI, maitre de conférence classe A, à l'université MOULOUD MAMMARI de Tizi-Ouzou d'avoir accepté la présidence du jury.

Je remercie sincèrement Mr Koussaila MESBAH, maitre-assistant classe B, à l'université MOULOUD MAMMARI de Tizi-Ouzou d'avoir accepté de faire partie du jury.

Je remercie aussi Monsieur Adel RAHOU, docteur, à l'université MOULOUD MAMMARI de Tizi-Ouzou d'avoir accepté de faire partie du jury.

Je saisis cette occasion pour remercier tous les enseignants du département d'électrotechnique qui ont contribué à notre bonne formation.

Je remercie tous mes amis et toutes personnes qui m'ont soutenu de près ou de loin pour l'aboutissement de ce modeste travail.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A la mémoire de mes parents.

A mes frères et sœurs qui ont toujours été là pour moi.

Particulièrement HAMID.

A tous mes camarades et mes amis,

*En particulier Yacine AIT IDIR, Hakim KADI, Amer SADI OUADA, Hamid
MESSAHLI, Ahcene OULD KACI, Karim SIDI AHMED, Rabah ILOURMANE,*

*A tous mes enseignants du département d'électrotechnique
Particulièrement M^r Salah HADDAD, M^r Chafik BIROUCHE*

A mes amis du sport,

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

Lyes ABER.

Sommaire

Introduction générale	1
Chapitre I : Modélisation et simulation d'un redresseur triphasé à MLI de tension	
I.1 Introduction	2
I.2 Modélisation du redresseur triphasé à MLI connecté au réseau électrique	2
I.2.1 Redresseur à MLI de tension	2
I.2.2 Hypothèse de modélisation	3
I.3 Modélisation du redresseur à MLI dans le repère <i>abc</i>	3
I.3.1 Modèle topologique	3
I.3.1.1 Modélisation dans le repère <i>abc</i> coté alternatif.....	4
I.3.1.2 Modélisation dans le repère <i>abc</i> coté continu	9
I.4 Simulation du redresseur à MLI sous Matlab-Simulink.....	11
I.4.1 Paramètres de simulations	11
I.4.2-Schéma de simulation	12
I.4.3 Résultats de simulation	12
I.4.4 Interprétation des résultats de simulation	14
I.5 Conclusion	14
Chapitre II : Commande directe de puissance prédictive du redresseur triphasé à MLI	
II.1 Introduction.....	15
II.2 Philosophie de la commande prédictive	15
II.3 Principe de la commande prédictive	16
II.3.1 Les avantages de la commande prédictives	17
II.4 Modèle prédictif du redresseur à MLI commandé en puissance	18
II.5 Commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile	19
II.5.1 Commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β	20
II.6 La MLI vectorielle.....	21
II.6.1 Implémentation de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM).....	22
II.6.2 Calcul des temps d'application des vecteurs.....	24
II.6.3 Schéma Simulink de la SVM.....	29

II.7 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}	29
II.7.1 Schéma Simulink de la boucle de régulation de la tension.....	31
II.8 Conclusion.....	31
Chapitre III : Résultats de simulation de la commande prédictive du redresseur à MLI	
III.1 Introduction.....	32
III.2 Simulation de la commande prédictive du redresseur triphasé à MLI.....	32
III.3 Paramètres de simulation.....	32
III.4 Simulation en régime sein (sans défaut)	33
III.4.1 Résultats de simulation.....	33
III.4.1.1 Essai à vide.....	33
III.4.1.1.1 Interprétation des résultats.....	35
III.4.1.2. Essai en charge	36
III.4.1.2.1 Interprétation des résultats.....	39
III.5 Simulation en régime de défaut.....	39
III.5.1. Défaut d'amplitude.....	39
III.5.1.1 Interprétation des résultats.....	42
III.5.2 Défaut de fréquence.....	43
III.5.2.1 Interprétation des résultats	45
III.5.3 Pollution harmonique du réseau.....	45
III.5.3.1 Interprétation des résultats.....	49
III.5.4 Variation du filtre du bus alternatif.....	49
III.5.4.1 Variation de L'inductance.....	49
III.5.4.1.1 Interprétation des résultats.....	52
III.5.4.2 Variation de La résistance.....	52
III.5.4.2.1 Interprétation des résultats.....	56
III.6 Conclusion.....	56
Conclusion générale.....	57
Références bibliographique.....	58

Introduction générale

L'amélioration de la qualité de l'énergie sur les réseaux de distribution électrique, devient de nos jours, un enjeu important, La qualité de l'électricité se réduit principalement à la qualité de l'onde de tension délivrée. Les principaux paramètres caractérisant cette dernière sont la fréquence, l'amplitude, la forme qui doit être sinusoïdale et la symétrie dans le cas triphasé. Tout phénomène physique affectant un ou plusieurs de ces paramètres est considéré comme perturbation. En revanche la qualité des courants reflète la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance.

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion de l'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance ainsi que les différentes techniques de commande.

Les travaux de recherche concernant les redresseurs à *MLI* ont connu une croissance rapide au cours de ces dernières années. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC sont devenus un domaine de recherche attractif et de grand intérêt, pour leurs applications industrielles et domestiques diverses et des avantages qu'ils offrent, à savoir : la possibilité de génération de l'énergie, le contrôle de la tension du bus continu sur une large gamme, l'absorption des courants sinusoïdaux, et la possibilité de fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité.

Notre travail s'inscrit dans le cadre de la commande prédictive d'un redresseur à **Modulation de Largeur d'Impulsion (*MLI*)** de tension connecté au réseau électrique.

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation et simulation d'un redresseur à *MLI* de tension connecté au réseau.

Le second chapitre présente la commande directe de puissance prédictive du redresseur à *MLI* de tension en expliquant le concept de la *MLI* vectorielle couramment désigné par *Space-Vector-Modulation*.

Le dernier chapitre présente les différents résultats de simulation dans les deux cas, régime avec et sans défaut.

En fin on termine par une conclusion générale qui résume les principaux résultats et synthèse auxquels nous avons aboutis.

I.1 Introduction

Les redresseurs à *MLI* sont des convertisseurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande *MLI*, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Nous distinguons deux structures de redresseurs à *MLI* :

- Redresseur à *MLI* de courant.
- Redresseur à *MLI* de tension.

Dans cette étude nous nous intéresserons à la modélisation et à la simulation du redresseur à *MLI* de tension dans le repère abc, en expliquant le modèle topologique.

I.2 Modélisation du redresseur triphasé à *MLI* connecté au réseau électrique

I.2.1 Redresseur à *MLI* de tension

Le redresseur à *MLI* de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représentée sur la figure (I.1). Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et une diode anti parallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur à *MLI* permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux et l'énergie réactive absorbée ou fournie [2].

Dans ce modèle on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. L'interrupteur K_i est indiqué par une fonction de commutation C_i , dans le cas où l'interrupteur K_i est fermé implique $C_i=1$, inversement $C_i=0$ correspondant à l'interrupteur K_i ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

L'étude du convertisseur est divisée en trois parties : le coté alternatif, la partie discontinue composée des interrupteurs et le coté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le coté alternatif et le coté continu.

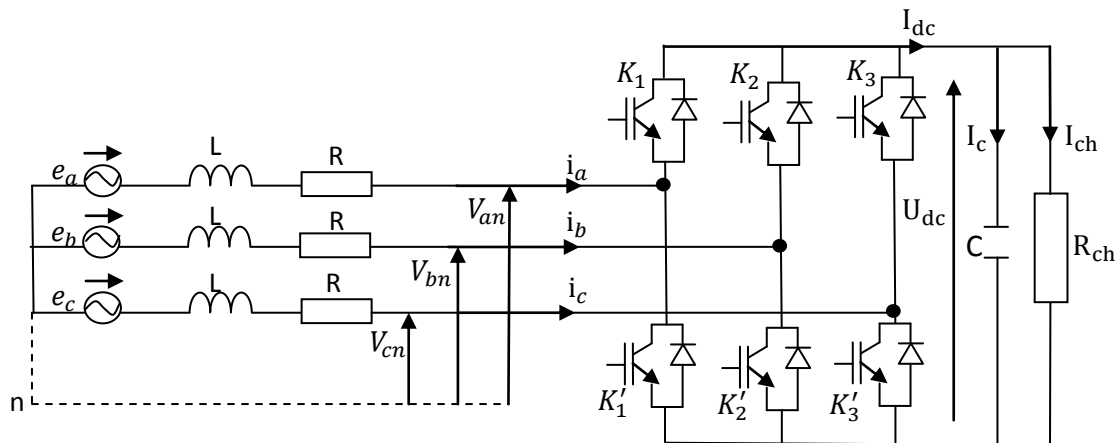


Figure I.1 : Structure du redresseur triphasé à MLI.

I.2.2 Hypothèse de modélisation [3]

Pour simplifier les modèles et ainsi pouvoir tenir la contrainte Matlab, certaines hypothèses simplificatrices ont été réalisées :

- Les interrupteurs sont idéalisés et considérés comme parfaits (résistance de valeur nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et commutations instantanées).

A l'état bloqué (OFF) l'interrupteur est représenté par un circuit ouvert, et à l'état passant (ON) par un court-circuit.



Figure (I.2) : Interrupteurs parfaits.

- Les sources sont considérées comme parfaites et indépendantes des autres contraintes électriques. Par exemple : une source de tension sera indépendante du courant et de la fréquence.

- Les éléments passifs sont considérés comme linéaires et invariants dans le temps : les valeurs les caractérisant (résistance, inductance, capacité...) ne changent pas dans le temps, ils ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturer.

I.3 Modélisation du redresseur à MLI dans le repère abc

I.3.1 Modèle topologique [3]

Si un modèle de convertisseur traduit dans son comportement les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de modèle topologique.

La démarche pour l'établissement d'un modèle topologique est la suivante :

- Choix des variables d'état qui sont usuellement les courants des inductances et les tensions dans les condensateurs ou une combinaison linéaire de ces variables ;
- Ecriture des équations différentielles régissant le système en fonction de l'état des interrupteurs : en général en utilisant les lois des mailles et des nœuds pour les dérivées des variables, respectivement de type courant et de type tension ;
- Mise sous forme d'un système d'équations différentielles à entrées discontinues en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

Le modèle topologique permet une très bonne représentation du système réel car les hypothèses simplificatrices utilisées n'ont qu'un faible impact sur la précision dans les études envisagées dans cette thèse. De plus, le temps de calcul du modèle topologique reste faible car le modèle est programmé sous forme d'équations mathématiques facilement programmable dans le simulateur.

Toutefois, le modèle topologique est un modèle à entrées discontinues ce qui donne des dérivées de variables d'états discontinues. Ces discontinuités peuvent entraîner des oscillations si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée. De plus, le temps de simulation doit être assez petit pour bien prendre en compte les commutations.

Par ailleurs, l'utilisation d'algorithmes de détection des commutations peut s'avérer assez coûteux en temps de calcul. Le gain en temps de calcul réalisé sur le modèle peut alors être perdu par l'utilisation de ces algorithmes. Il faut aussi échantillonner les signaux de commande, ce qui peut être problématique compte tenu des temps de simulation temps-réel et du contenu harmonique des signaux de commande.

Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au temps de simulation, où pour les applications où le temps limite (stop time) est élevé, le modèle topologique n'est pas approprié. On fait appel dans ce cas au modèle moyen.

I.3.1.1 Modélisation dans le repère abc coté alternatif [4]

➤ Dans le cas d'un système équilibré, la tension du système triphasé s'exprime de la manière suivante :

$$e_a = E_M \sin(\omega t) \quad (\text{I.1})$$

$$e_b = E_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{I.2})$$

$$e_c = E_M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (\text{I.3})$$

Avec E_M et ω sont respectivement, l'amplitude maximale de la tension simple et la pulsation du réseau.

➤ L'hypothèse d'un système équilibré :

$$\sum_{i=a}^c e_i = 0 \quad (I.4)$$

$$L_a = L_b = L_c = L$$

$$R_a = R_b = R_c = R$$

Avec L et R sont respectivement, l'inductance et la résistance du filtre à l'entrée du redresseur, a, b, c sont les indices des phases.

➤ En appliquant la loi de Kirchhoff coté alternatif, on aura :

$$e_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + V_{an} \quad (I.5)$$

$$e_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + V_{bn} \quad (I.6)$$

$$e_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + V_{cn} \quad (I.7)$$

Avec V_{an}, V_{bn}, V_{cn} sont les tensions par rapport au neutre de la source.

➤ La forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} e_a - v_{an} \\ e_b - v_{bn} \\ e_c - v_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Egalement, les tensions composées sont définies comme suit :

$$U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \quad (I.9)$$

$$U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \quad (I.10)$$

$$U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \quad (I.11)$$

➤ Passer des tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courants $i_a + i_b + i_c = 0$ et que le réseau est équilibré et sinusoïdal impliquant la somme des f.e.m $e_a + e_b + e_c = 0$.

Alors :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.12)$$

Ce qui implique :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \quad (I.13)$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \quad (I.14)$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \quad (I.15)$$

➤ La forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Le redresseur dans notre application est commandé par des fonctions de commutations (C_1, C_2, C_3), comprise entre 1 et 0. Si un interrupteur du bras est bloqué $C_i = 1$ (Avec $i=1, 2, 3$). De plus, lorsque $C_i = 1$ alors son complément $\bar{C}_i=0$, pour ne pas court-circuiter un bras du redresseur.

$$C_i = \begin{cases} 1: \text{alors } K_i \text{ fermé} \\ 0: \text{alors } K_i \text{ ouvert} \end{cases}$$

Pour $K=1, 2, 3$

L'état ouvert ou fermé des interrupteurs permet de passer directement des courants d'entrées i_a, i_b, i_c en fonction des courants dans les interrupteurs i_{k1}, i_{k2}, i_{k3} au courant à la sortie du redresseur I_{dc} .

Avec :

$$i_{k1} = i_a \cdot C_1 \quad (I.17)$$

$$i_{k2} = i_b \cdot C_2 \quad (I.18)$$

$$i_{k3} = i_c \cdot C_3 \quad (I.19)$$

On déduit le courant à la sortie du redresseur par l'équation suivante :

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \quad (I.20)$$

On donne ci-dessous la méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs :

$C_1=1$ et $C_2=0, C_3=0$. On déduit facilement de la figure

$U_{ab}=U_{dc}, U_{ac}=U_{dc}, i_{k1}=i_a, i_{k2}=0, i_{k3}=0, i_{dc}=i_a$

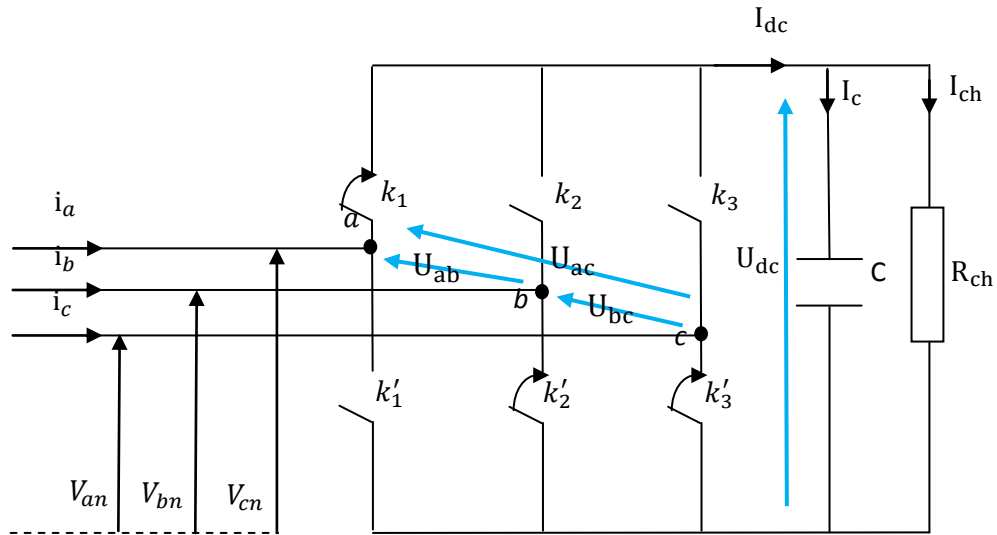


Figure I.2 Modèle de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs.

Pour les huit configurations, l'état fermé c'est un (1) et l'état ouvert c'est un (0) des trois interrupteurs K_1, K_2, K_3 , les trois tensions composées, les trois tensions simples, les trois courants dans les interrupteurs et le courant à la sortie du redresseur sont résumés par le tableau suivant :

Etat de fonctions des commutations			Tensions composées			Tensions simples triphasées			Les courants dans les interrupteurs			Le courant de sortie du redresseur
K_1	K_2	K_3	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	I_{dc}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0	0	i_c	i_c
0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	0	i_b	0	i_b
0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	0	i_b	i_c	$-i_a$
1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	i_a	0	0	i_a
1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	i_a	0	i_c	$-i_b$
1	1	0	0	U_{dc}	$-U_{dc}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	i_a	i_b	0	$-i_c$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	i_a	i_b	i_c	0

Tableau I.1 : Etats des interrupteurs, tensions et courants correspondants.

On cherche alors une expression reliant la tension U_{dc} à la tension V_{an}, V_{bn}, V_{cn} qui soit une fonction de l'état des interrupteurs. On commence d'abord par trouver les expressions des tensions composées en fonction de l'état des interrupteurs. Du tableau précédent, on déduit que pour la tension U_{ab} :

$$U_{ab} = U_{dc} \text{ si } C_1 = 1, C_2 = 0$$

$$U_{ab} = -U_{dc} \text{ si } C_1 = 0, C_2 = 1$$

$U_{ab} = 0$ si K_1 et K_2 ont les mêmes états. En fonction de C_1 et C_2 , la tension U_{ab} peut être donnée par :

$$U_{ab} = U_{dc} (C_1 - C_2) \tag{I.21}$$

En généralisant pour les deux autres tensions on trouve :

$$U_{ab} = U_{dc} (C_1 - C_2) \tag{I.22}$$

$$U_{bc} = U_{dc} (C_2 - C_3) \tag{I.23}$$

$$U_{ca} = U_{dc} (C_3 - C_1) \tag{I.24}$$

Ces équations peuvent être exprimées sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \tag{I.25}$$

Sachant que les tensions simples en fonction des tensions composées sont données par :

$$V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \tag{I.26}$$

$$V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \tag{I.27}$$

$$V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \tag{I.28}$$

On peut alors déduire les tensions simples en fonction de l'état des interrupteurs :

$$V_{an} = f_a \cdot U_{dc} \tag{I.29}$$

$$V_{bn} = f_b \cdot U_{dc} \tag{I.30}$$

$$V_{cn} = f_c \cdot U_{dc} \tag{I.31}$$

Avec :

$$f_a = \frac{2C_1 - (C_2 + C_3)}{3} \quad (\text{I.32})$$

$$f_b = \frac{2C_2 - (C_1 + C_3)}{3} \quad (\text{I.33})$$

$$f_c = \frac{2C_3 - (C_2 + C_1)}{3} \quad (\text{I.34})$$

On remplace l'équation (I.25) dans (I.16), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.35})$$

On aura :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

I.3.1.2 Modélisation dans le repère abc coté continu [4]

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère abc, on écrit le courant du bus continu comme suit :

$$I_{dc} = I_c + I_{ch} \quad (\text{I.37})$$

$$I_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_{ch}} \quad (\text{I.38})$$

Avec :

I_c : Le courant dans la capacité (C).

I_{ch} : Le courant dans la charge (R_{ch}).

De l'équation (I.38) et (I.37), on obtient :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = I_{dc} - I_{ch} \quad (\text{I.39})$$

Du tableau I.1, on déduit que :

$$I_{dc} = i_a.C_1 + i_b.C_2 + i_c.C_3 \tag{I.40}$$

On remplace l'équation (I.40) dans les équations (I.39), on aboutit à :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = (i_a.C_1 + i_b.C_2 + i_c.C_3) - I_{ch} \tag{I.41}$$

Les équations écrites précédemment dans le repère abc soit pour les grandeurs continues ou alternatives peuvent être traduites par le diagramme de la figure :

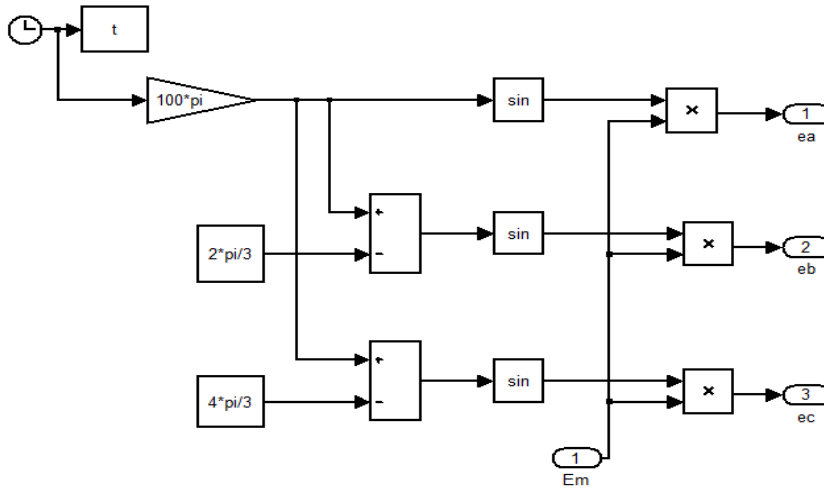


Figure I.3 : schéma Matlab-Simulink de la source dans le repère triphasé abc.

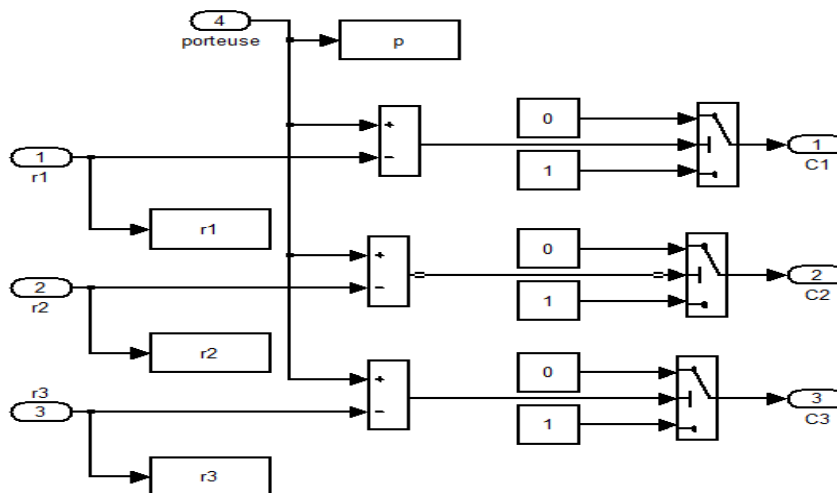


Figure I.4 : schéma Matlab-Simulink des différents signaux de commande dans le repère triphasé abc.

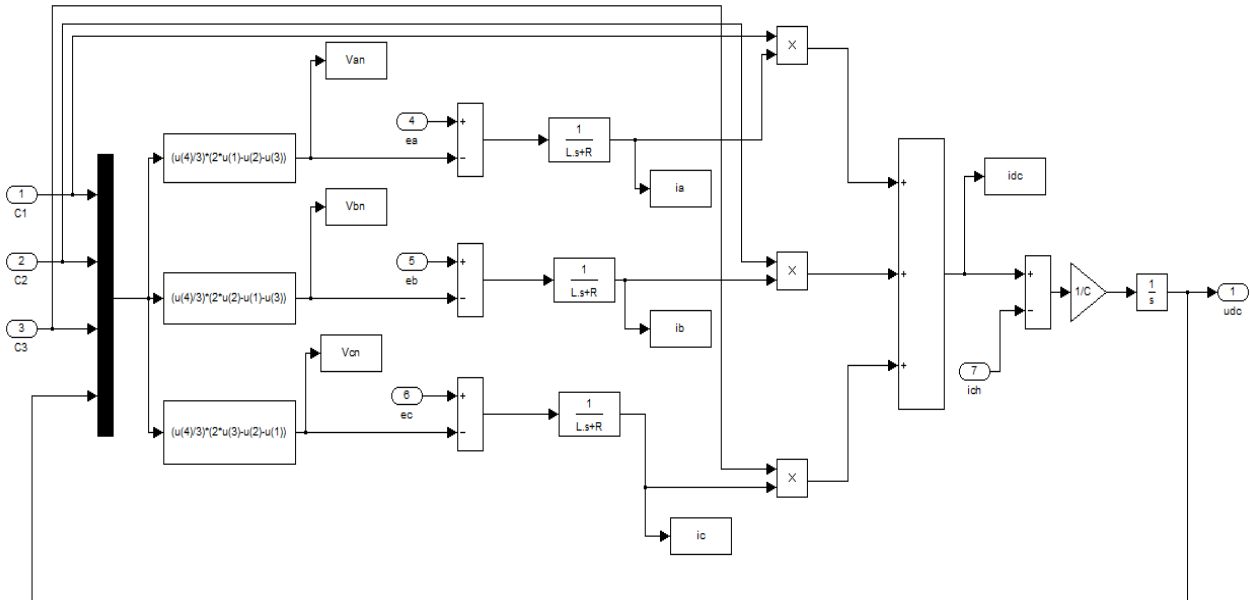


Figure I.5 : schéma Matlab-Simulink du redresseur à MLI dans le repère triphasé abc.

I.4 Simulation du redresseur à MLI sous Matlab-Simulink

L'essor des calculateurs et l'augmentation de leurs puissances de calcul ont fait que les simulations temps-réel numériques ont pu avoir le jour il y a déjà une vingtaine d'années. En effet, la taille et la complexité des systèmes simulés en temps-réel ainsi que les fréquences des phénomènes étudiés dépendent directement de la puissance des calculateurs utilisés.

La simulation numérique présente des avantages déterminants tels que :

- Une bonne représentation des éléments et phénomènes électriques par l'utilisation des modèles qui peuvent être adaptés facilement aux études réalisées ;
- Une préparation plus rapide et plus aisée aux tests, car les caractéristiques des composants ainsi que les paramètres de simulation peuvent être modifiés par simple programmation ;
- La reproductibilité des essais grâce à l'invariance des caractéristiques électriques des composants simulés ;
- La sécurité des personnes et du matériel, car les machines tournantes peuvent être modélisées, les tensions et courants peuvent être paramétrés à des valeurs faibles pour ne pas causer de risques aux utilisateurs ;
- La possibilité de lire et de simuler des fichiers de mesures réalisés à partir d'un équipement réel.

I.4.1 Paramètres de simulations

Le tableau suivant montre les paramètres de simulation du redresseur à MLI dans le repère *abc*

Paramètres	Valeurs	Unités	Identifications
E_M	$55\sqrt{2}$	V	L'amplitude maximale de la tension du réseau
R	1	Ω	La résistance du filtre coté alternatif
L	0.001	H	L'inductance du filtre coté alternatif
C	0.0033	F	La capacité du bus continu
R_{ch}	110	Ω	La résistance de charge nominale
f_{sw}	7500	Hz	La fréquence de la porteuse
T_{sw}	$1/f_{sw}$	s	La période de la porteuse
T_s	1e-6	S	La période d'échantillonnage

Tableau I.2 : Paramètres de simulations.

I.4.2-Schéma de simulation

La figure suivante présente le schéma de simulation numérique du modèle topologique du redresseur à MLI dans le repère abc :

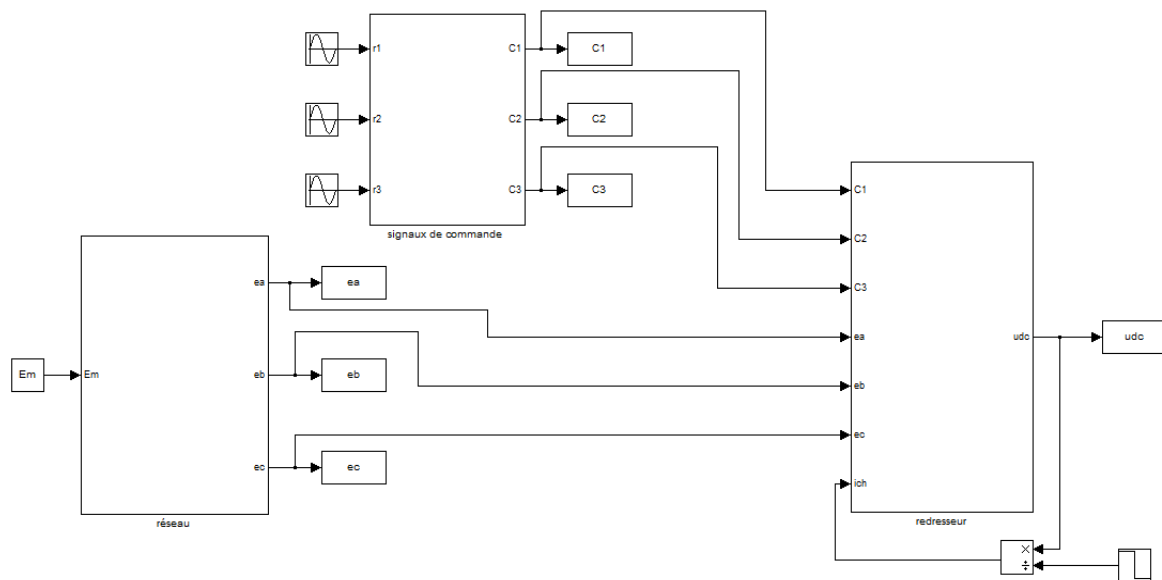
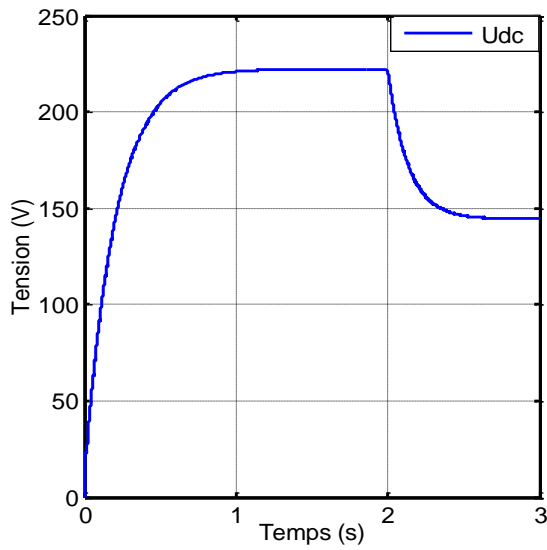


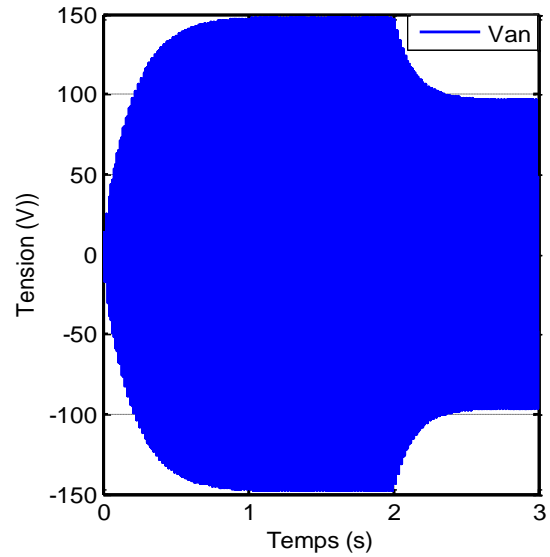
Figure I.6 : schéma de simulation numérique du modèle topologique du redresseur à MLI dans le repère triphasé abc .

I.4.3 Résultats de simulation

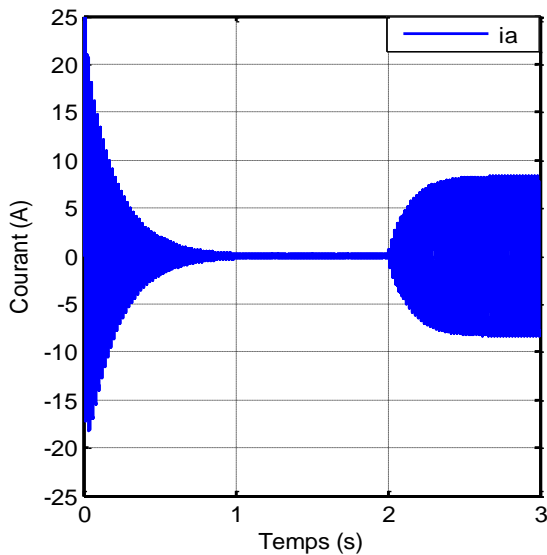
La figure (I.7) présente les résultats de simulation des courants et tensions du redresseur dans le repère *abc* :



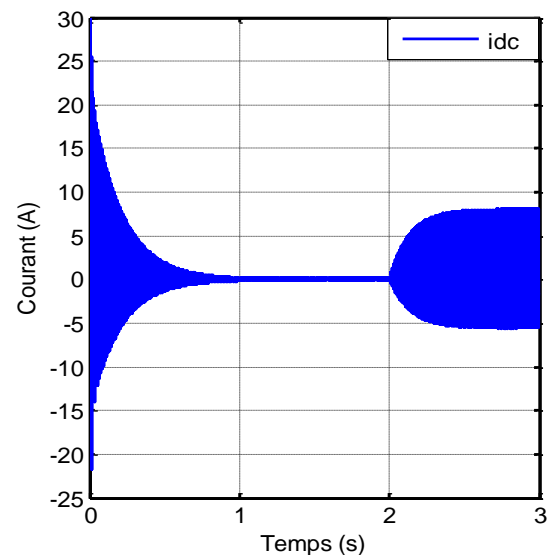
a) Tension continue U_{dc}



b) Tension de commande V_{an}



c) Courant i_a



d) Courant continu i_{dc}

Figure I.7 : Allure des grandeurs courants et tensions avant et après l'application d'une résistance de charge de 110Ω .

I.4.4 Interprétation des résultats de simulation

La figure (I.7) montre les résultats de simulation du redresseur à MLI dans le repère abc, les conditions de simulation numérique sont les suivantes :

- La période d'échantillonnage est de $T_s = 10^{-6}$ s.
- La méthode de résolution numérique est Runge-kutta d'ordre 4.

La figure (I.7.a) nous montre la tension du bus continu U_{dc} ; le condensateur est initialement déchargé. On remarque que la valeur de la tension augmente selon une équation du premier ordre de 0 jusqu'à une valeur constante $U_{dc} = 222$ V. Cette dernière peut être calculée théoriquement à partir de la relation $U_{dc} = 2 * E_m / r$. Avec $r=0.7$, la chute de tension à l'instant $t = 2$ s est due à l'application d'une charge.

Dans les figures (I.7.c) et (I.7.d) on remarque que les courants du réseau et du bus continu sont de forme sinusoïdale, Ils sont importants au début puis ils tendent vers zéro une fois que la capacité est chargée.

I.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord présenté des notions de base sur le redresseur à MLI de tension. Après nous avons modélisé ce redresseur dans le repère abc coté alternatif et continu avec le modèle topologique. Ensuite on a effectué une simulation de ce redresseur dans le repère abc triphasé à l'aide du logiciel Matlab-Simulink. A la fin on a interprété les résultats de cette simulation.

II.1 Introduction

Au cours des dernières décennies, la commande prédictive, connue par son vocable "*predictive control*", est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche de meilleures performances dans diverses applications. De toutes les commandes modernes dites aussi avancées, la commande prédictive est la plus utilisée dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en œuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel. Son champ d'application s'étend à tous les domaines industriels, notamment au cas où la régulation classique PID n'est pas efficace. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétrole, l'industrie chimique et agro-alimentaire, la métallurgie...etc. En général, elle est largement répandue dans le cas des systèmes linéaires. Son extension à la commande des systèmes non linéaire a récemment fait l'objet de plusieurs travaux de recherche et plusieurs algorithmes [5], [6].

L'emploi de la commande prédictive dans le domaine du génie électrique est relativement récent. En effet, de nombreux algorithmes de commande prédictive ont été proposés dans des littératures récentes concernant principalement les entraînements électriques à courant alternatif et les convertisseurs statiques. Les performances remarquables obtenues dans ces applications ont retenu l'attention des chercheurs et les incitent à approfondir leurs expertises sur cette méthodologie de commande. Par conséquent, le champ applicatif de celle-ci s'élargit [7].

Dans ce chapitre nous allons contrôler les interrupteurs constituant le redresseur à MLI triphasé afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive à chaque instant d'échantillonnage.

II.2 Philosophie de la commande prédictive

Cette technique de commande a été inventée par J.Richalet en 1978 et généralisée par D.W.Clarke en 1987 en collaboration avec des grands groupes industriels. La prédiction est une notion qui joue un rôle important dans toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et manœuvres à effectuer. C'est sur ce concept intuitif "naturel" que se base la commande prédictive [8].

La philosophie de la loi de commande prédictive est présentée sur la figure (II.1). En effet, il est nécessaire au conducteur d'analyser l'état de la route sur un horizon assez éloigné pour déterminer la stratégie de conduite à adopter. Analyser l'état de la route ou prédire le comportement futur relève d'un concept intuitif et naturel.

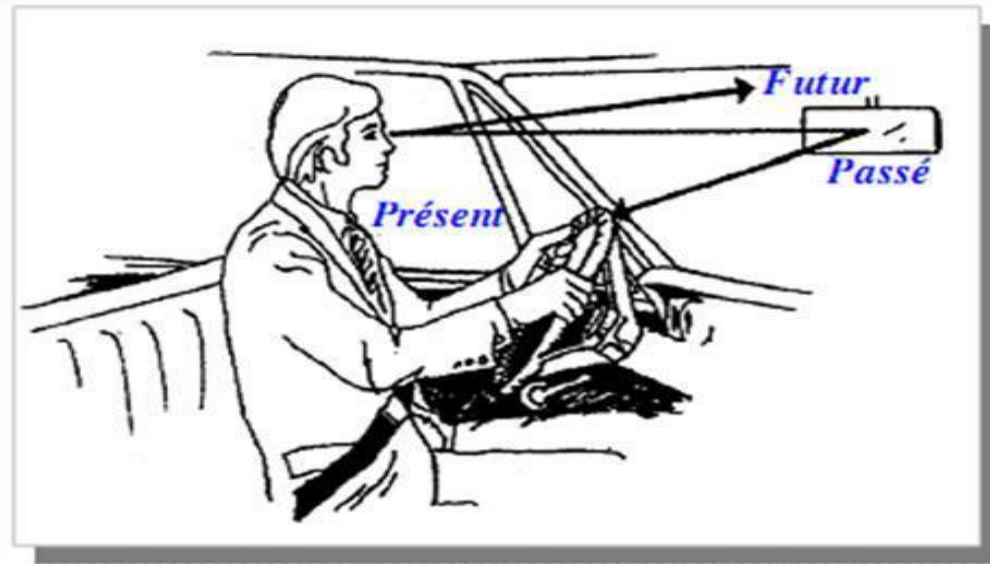


Figure II.1 : Philosophie de la commande prédictive.

II.3 Principe de la commande prédictive [6], [9]

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Elle a pour objectif la commande des systèmes industriels complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PI est insuffisant. Le principe de cette commande est d'utiliser un système dynamique du processus commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de commande à modèle interne. Elle est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants ou des réponses inverses et subissent de nombreuses perturbations.

Dans ses fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus, en considérant la référence souhaitée, l'état actuel du système est une prédiction du futur proche obtenu à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système commandé un fort potentiel dynamique.

D'une manière générale, l'algorithme de commande prédictive à modèle interne réalise à chaque instant d'échantillonnage les mêmes étapes, comme le montre la figure (II.2) :

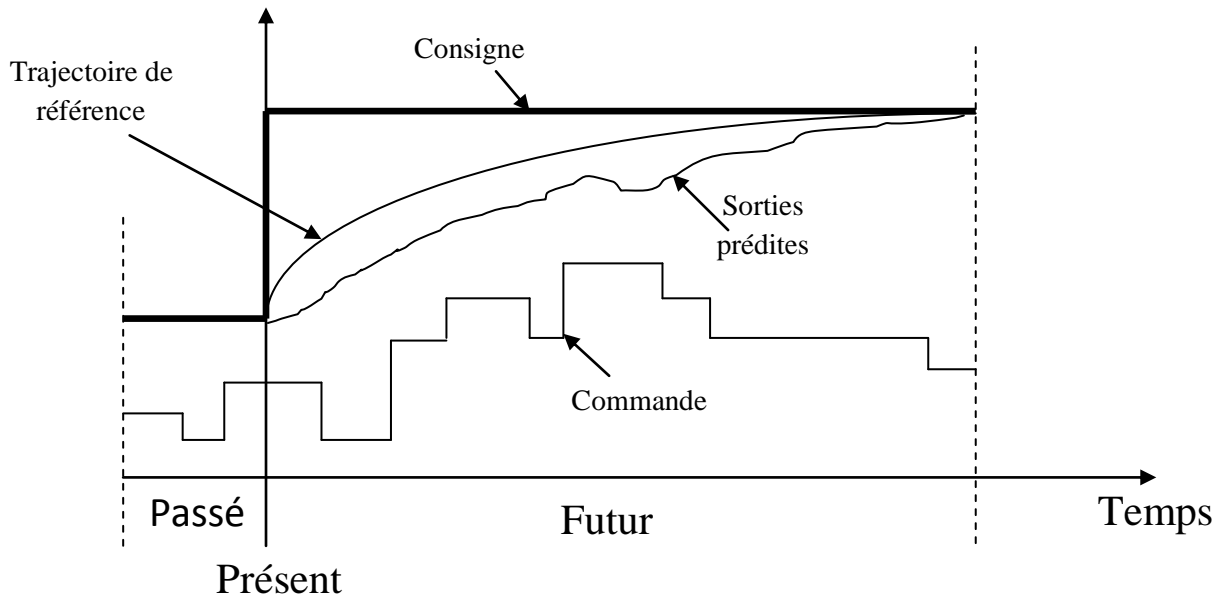


Figure II.2 : Principe de commande prédictive à modèle interne de référence.

II.3.1 Les avantages de la commande prédictive

Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants :

- ✓ L'idée générale est intuitive et facile à comprendre ;
- ✓ Permet de respecter les contraintes sur les variables commandées et manipulées ;
- ✓ Evite les variations excessives sur les variables manipulées ; la commande est plus douce. Cela se traduit par une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur durée de vie est ainsi étendue ;
- ✓ Autorise l'adaptation automatique du système en cas de perturbations mesurables ;
- ✓ Permet en général un gain financier réel ;
- ✓ Peut être appliqué à une grande variété de systèmes ;

Les avantages cités précédemment confèrent à la commande prédictive une grande aptitude pour être appliquée aux convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Pour ces convertisseurs de puissance, il est aisé d'introduire ce genre de commande étant donné le nombre fini de combinaisons topologiques possibles. Ainsi, nous pouvons chercher à déterminer quelle est la meilleure configuration à imposer au sens d'un critère prédéfini. Les principales méthodes de commande prédictive appliquées dans le domaine des entraînements électriques et des convertisseurs statiques peuvent être classées, selon la référence [10], en quatre catégories comme suit :

- ✓ Commande prédictive à réponse pile "*Deadbeat control*";
- ✓ Commande prédictive basée sur des comparateurs à hystérésis ;
- ✓ Commande prédictive basée sur la poursuite d'une trajectoire de référence ;
- ✓ Commande prédictive à modèle de référence.

II.4 Modèle prédictif du redresseur à MLI commandé en puissance

Toute stratégie de contrôle fondée sur une approche prédictive est basée essentiellement sur la prédiction de la grandeur de contrôle au début de chaque période d'échantillonnage, pour l'appliquer durant cette période, dont l'objectif est d'atteindre les performances souhaitées. La prédiction s'articule autour de la grandeur de référence à suivre, la valeur actuelle de la variable à contrôler (sortie) et les paramètres intervenants dans la dynamique du système. Afin d'élaborer un algorithme de contrôle direct de puissance combiné avec une approche prédictive, il est indispensable tout d'abord d'établir un modèle prédictif du redresseur triphasé à MLI contrôlé à l'aide des puissances instantanées active et réactive. La démarche qui mène à cet objectif est détaillée dans les étapes qui suivent [11], [12]:

Les puissances instantanées active et réactive dans un repère stationnaire α - β , et pour un système triphasé équilibré sont données par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha & e_\beta \\ e_\beta & -e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

Si la période d'échantillonnage T_s , est supposée suffisamment petite devant la période de la tension du réseau alimentant le redresseur ($T_s \ll T$), les composantes du vecteur de tension du réseau $e_{\alpha\beta}$, peuvent être considérées constantes durant la période d'échantillonnage. Cette supposition permet d'écrire :

$$e_\alpha(k+1) = e_\alpha(k) \quad (\text{II.2})$$

$$e_\beta(k+1) = e_\beta(k) \quad (\text{II.3})$$

Tenant compte de la supposition ci-dessus, la puissance active et réactive au prochain instant d'échantillonnage sont données par l'expression ci-après :

$$\begin{bmatrix} P(k+1) \\ q(k+1) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1) \\ i_\beta(k+1) \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les variations des puissances active et réactive entre deux instants d'échantillonnage successifs sont alors données par la formule suivante :

$$\begin{bmatrix} P(k+1)-P(k) \\ q(k+1)-q(k) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} e_\alpha(k) & e_\beta(k) \\ e_\beta(k) & -e_\alpha(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha(k+1)-i_\alpha(k) \\ i_\beta(k+1)-i_\beta(k) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

Nous avons :

$$S = \frac{3}{2} (i^* \cdot e) \quad (\text{II.6})$$

Avec :

$$e = Ri + L \frac{di}{dt} + v \Leftrightarrow \frac{di^*}{dt} = \frac{e^* - v^* - Ri^*}{L} \quad (\text{II.7})$$

$$\frac{de}{dt} = |e| \cdot e^{j\omega t} \Leftrightarrow \frac{de}{dt} = j\omega e \quad (\text{II.8})$$

$$\frac{dS}{dt} = \frac{3}{2} \left[\frac{di^*}{dt} \cdot e + \frac{de}{dt} \cdot i^* \right] \Leftrightarrow \frac{dS}{dt} = \frac{3}{2} \left[\frac{1}{L} (e^* - v^* - Ri^*) \cdot e + j\omega i^* \cdot e \right] \quad (\text{II.9})$$

$$\frac{dS}{dt} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{L} \left[|e|^2 - v^* \cdot e \right] - \frac{1}{L} \cdot R \cdot S + j\omega S \Leftrightarrow \frac{dS}{dt} = \frac{1}{L} \left[\frac{3}{2} (|e|^2 - v^* \cdot e) - (R - j\omega L) \cdot S \right] \quad (\text{II.10})$$

$$\frac{dS}{dt} = \frac{S_{k+1} - S_k}{T_s} \quad \text{avec} \quad S_{k+1} = S_{ref} \quad (\text{II.11})$$

$$\frac{S_{ref} - S_k}{T_s} = \frac{1}{L} \left[\frac{3}{2} (|e|^2 - v^* \cdot e_k) - (R - j\omega L) \cdot S_k \right] = \frac{1}{L} \left[\frac{3}{2} (|e^k|^2 - \text{conj}(v^k) \cdot e^k) - (R - j\omega L) \cdot S^k \right] \quad (\text{II.12})$$

$$v^k = e^k - (R + j\omega L) \cdot i^k - \frac{2L}{3T_s} \left(\frac{S_{ref} - S^k}{e^k} \right)^* \quad (\text{II.13})$$

Sur cette base du modèle prédictif de l'équation (II.13), l'approche prédictive développées dans ce chapitre consiste à calculer un vecteur de commande moyen à appliquer durant la période d'échantillonnage pour annuler les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive à la fin de cette période. Il s'agit d'une commande prédictive à réponse pile.

II.5 Commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile [11]

La commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile consiste à contrôler les différents interrupteurs constituant le redresseur à MLI triphasé de tension afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive à chaque instant d'échantillonnage. Afin d'obtenir une réponse pile des puissances contrôlées, les interrupteurs du convertisseur sont commandés via l'application d'un vecteur de commande moyen durant la période de commutation T_s . A l'aide de la modulation vectorielle, et au début de chaque période de commutation, le vecteur de commande moyen calculé est converti en une séquence de vecteurs de commande adjacents en calculant les rapports cycliques correspondants. Ce qui fait dans cette approche prédictive les interrupteurs du redresseur sont commandés avec une

fréquence de commutation constante. L'application du vecteur de commande moyen permet d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances contrôlées à la fin de chaque période de commutation.

II.5.1 Commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β [11], [12]

La structure globale de la commande directe de puissance prédictive (P-DPC) avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β est illustrée ci-dessous :

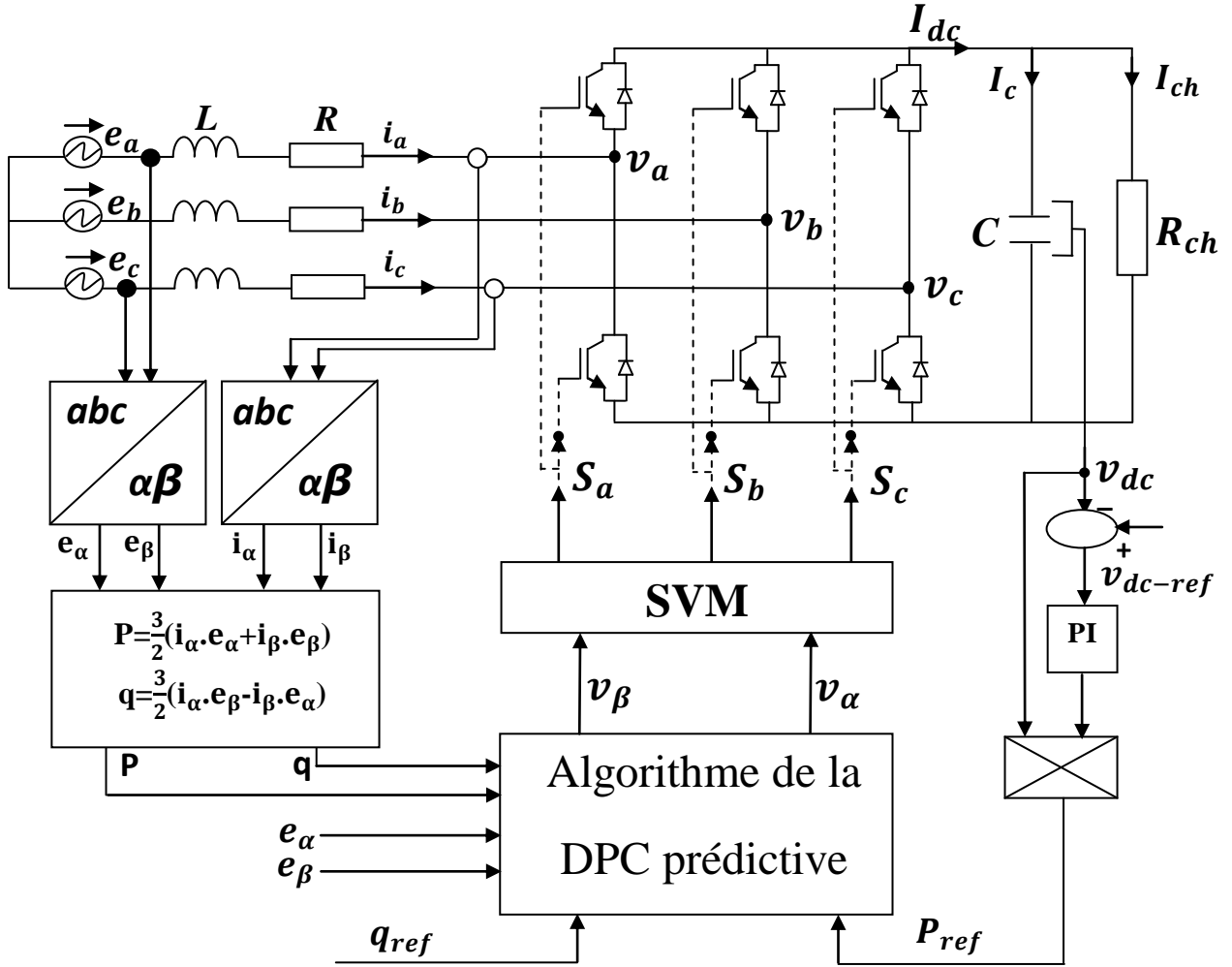


Figure II.3 Configuration de la P-DPC avec réponse pile dans le repère stationnaire α - β .

L'élaboration de l'algorithme de la commande prédictive dans le repère s'appuie sur le modèle prédictif du redresseur développé précédemment et représenté par l'équation (II.13). Tenant compte de l'objectif de la commande qui consiste à annuler les erreurs des puissances active et réactive à la fin de chaque période de commutation, Nous avons :

$$\left(v_{\alpha}^k + jv_{\beta}^k \right) = \left(e_{\alpha}^k + je_{\beta}^k \right) - (R + j\omega L) \left(i_{\alpha}^k + ji_{\beta}^k \right) - \frac{2L}{3T_s} \left(\frac{(P_{ref}^k - P^k) + j(q_{ref}^k - q^k)}{|e^k|^2} \right) \left(e_{\alpha}^k - je_{\beta}^k \right) \quad (II.14)$$

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^k \\ v_{\beta}^k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{\alpha}^k \\ e_{\beta}^k \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & -\omega L \\ \omega L & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^k \\ i_{\beta}^k \end{bmatrix} - \frac{2L}{3T_s |e^k|^2} \begin{bmatrix} e_{\alpha}^k & e_{\beta}^k \\ e_{\beta}^k & -e_{\alpha}^k \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{ref} - p^k \\ q_{ref} - q^k \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

II.6 La MLI vectorielle [3],[13], [7]

La MLI vectorielle, couramment désigné par "*Space Vector Modulation (SVM)*", correspond au développement des commandes modernes des machines à courant alternatif qui utilisent largement les transformations et changements de repères (*Park, Clarke, Concordia*) et procèdent d'une vision globale du système polyphasé. Cette stratégie constitue une méthode de conception très puissante. Les formes d'ondes obtenues par la *SVM*, qui s'affranchissent de la notion de porteuse, sont arbitraires et non nécessairement sinusoïdales.

Nous allons donner quelques éléments sur cette approche, en considérant le cas d'un onduleur de tension triphasé, dont l'objectif final est de contrôler le système de tension triphasé $[v_a, v_b, v_c]$ produit à sa sortie alternative (l'entrée pour le fonctionnement en redresseur à MLI). On peut alors se ramener au contrôle d'un vecteur diphasé, nommé $v_{\alpha\beta}$, image du système triphasé à travers la transformation $abc/\alpha\beta$ de Concordia exprimée par la relation suivante :

$$v_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

La commande basée sur une MLI vectorielle pilote l'onduleur de tension dans le repère stationnaire $\alpha\beta$, où huit vecteurs de tensions sont accessibles et nommés $(v_0, v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7)$. Parmi ces vecteurs, deux sont nuls (v_0, v_7) , les autres étant répartis dans les 60° , ils possèdent tous le même module $(\|v_i\| = \sqrt{2} \cdot v_{dc} / \sqrt{3})$ et une direction donnée, comme l'indique la figure suivante :

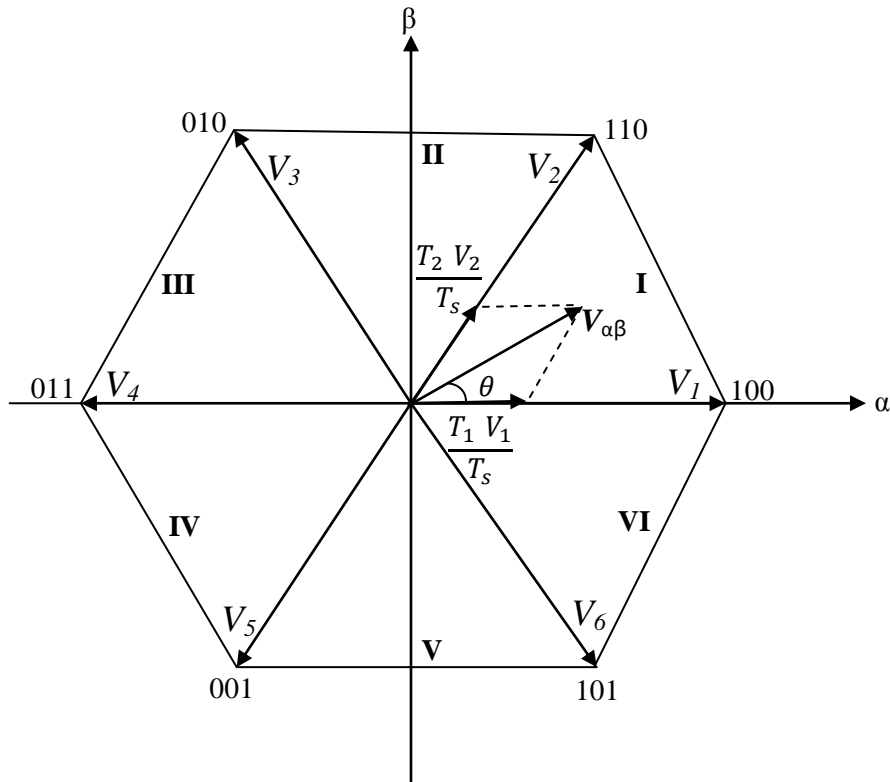


Figure II.4 Représentation vectorielle des tensions générées par le redresseur et définition des secteurs dans le plan α - β .

La SVM consiste alors à traiter les signaux directement dans ce plan, en supposant que l'analyse se situe dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes du vecteur souhaité v_α et v_β . Cependant, l'onduleur ne peut fournir de façon exacte et instantanée que les six vecteurs de tension possibles. Pour produire un vecteur de référence $v_{\alpha\beta}$ de phase et d'amplitude de quelconques dans le plan α - β , il faut alors ajouter un aspect temporel, c'est-à-dire la modulation de largeur d'impulsion. A cette effet, le vecteur de référence est reconstitué en effectuant une moyenne temporelle (relativement à la période de découpage) qui résulte de la combinaison linéaire des deux vecteurs les plus proches du vecteur de référence en question. Pour cela, le plan α - β est divisé en six secteurs égaux délimités par les six vecteurs de tensions non nuls.

II.6.1 Implémentation de l'algorithme de la MLI vectorielle (SVM)

Afin de faciliter l'implémentation de l'algorithme de la SVM, nous devons établir des formules de calcul communes, valables pour tous les secteurs, permettant de déterminer le temps d'application des différents vecteurs. Pour cela, nous allons traiter le cas le plus général. Considérant un vecteur de référence, $v_{\alpha\beta}$, situé dans un secteur quelconque, i , délimité par les deux vecteurs adjacents v_i et v_j . Les trois vecteurs $v_{\alpha\beta}$, v_i et v_j sont décalés, respectivement, par rapport à l'axe α des angles suivants :

$$\theta : \text{Pour } v_{\alpha\beta}, \quad \theta_i = (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}, \quad \theta_j = i \cdot \frac{\pi}{3} : \text{Pour } v_j$$

La figure suivante illustre cette représentation vectorielle.

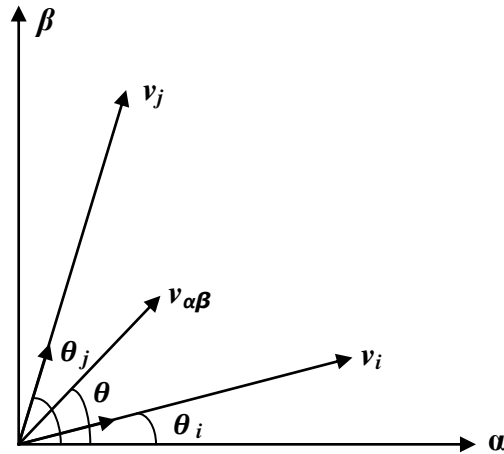


Figure II.5 La représentation vectorielle des vecteurs de commande.

Le rôle de la SVM est de reconstituer le vecteur de référence par la combinaison linéaire suivante :

$$v_{\alpha\beta} = \frac{T_i}{T_s} \cdot \vec{v}_i + \frac{T_j}{T_s} \cdot \vec{v}_j \quad (\text{II.17})$$

La projection des trois vecteurs sur les axes α et β , permet de tirer les relations suivantes :

$$v_{\alpha} = \frac{T_i}{T_s} \cdot v_{i\alpha} + \frac{T_j}{T_s} \cdot v_{j\alpha} \quad (\text{II.18})$$

$$v_{\beta} = \frac{T_i}{T_s} \cdot v_{i\beta} + \frac{T_j}{T_s} \cdot v_{j\beta} \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$$v_{\alpha} = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) \quad , \quad v_{i\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left(\left(i-1\right)\frac{\pi}{3}\right) \quad , \quad v_{j\alpha} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.20})$$

$$v_{\beta} = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) \quad , \quad v_{i\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(\left(i-1\right)\frac{\pi}{3}\right) \quad , \quad v_{j\beta} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.21})$$

En substituant ces dernières expressions dans le système précédent nous obtenons :

$$\|v_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) = \frac{T_i}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left(\left(i-1\right)\frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_j}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \cos\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.22})$$

$$\|v_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) = \frac{T_i}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(\left(i-1\right)\frac{\pi}{3}\right) + \frac{T_j}{T_s} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \cdot \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.23})$$

La résolution de ce système d'équations permet d'établir les rapports cycliques suivants :

$$\frac{T_i}{T_s} = \sqrt{2} \cdot \frac{\|v_{\alpha\beta}\|}{v_{dc}} \cdot \sin\left(i \cdot \frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (\text{II.24})$$

$$\frac{T_j}{T_s} = \sqrt{2} \cdot \frac{\|v_{\alpha\beta}\|}{v_{dc}} \cdot \sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{II.25})$$

Nous définissons également une troisième variable de temps, T_0 telle que :

$$\frac{T_0}{T_s} = \frac{T_s - (T_i + T_j)}{2 \cdot T_s} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{T_i}{T_s} - \frac{T_j}{T_s}\right) \quad (\text{II.26})$$

La connaissance de ces trois rapports cycliques, calculés au début de chaque période de commutation, permet de déterminer la largeur de l'impulsion de commande envoyée à chaque bras du redresseur. Ce passage s'effectue selon le secteur en cours comme l'indique le tableau récapitulatif suivant :

Secteur	I	II	III	IV	V	VI
T_{sa}	$T_1+T_2+(T_0/2)$	$T_2+(T_0/2)$	$T_0/2$	$T_0/2$	$T_6+(T_0/2)$	$T_1+T_6+(T_0/2)$
T_{sb}	$T_2+(T_0/2)$	$T_3+T_2+(T_0/2)$	$T_3+T_4+(T_0/2)$	$T_4+(T_0/2)$	$T_0/2$	$T_0/2$
T_{sc}	$T_0/2$	$T_0/2$	$T_4+(T_0/2)$	$T_5+T_4+(T_0/2)$	$T_5+T_6+(T_0/2)$	$T_6+(T_0/2)$

Tableau II.1Déduction des largeurs d'impulsions (S_a, S_b, S_c) en fonction des temps calculés.

II.6.2 Calcul des temps d'application des vecteurs

Dans l'hypothèse où le vecteur souhaité $v_{\alpha\beta}$ est situé, par exemple, dans le premier secteur. Il peut être alors reconstitué à partir des deux vecteurs adjacents v_1 et v_2 , en utilisant la relation suivante :

$$v_{\alpha\beta} = \frac{T_1}{T_s} \cdot \vec{v}_1 + \frac{T_2}{T_s} \cdot \vec{v}_2 \quad (\text{II.27})$$

Par projection des vecteurs $v_{\alpha\beta}$, v_1 et v_2 sur les deux axes α et β , nous déduisons les relations ci-après :

$$v_\alpha = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) = \frac{T_1}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \right) + \frac{T_2}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \right) \cdot \cos(\pi/3) \quad (\text{II.28})$$

$$v_\beta = \|v_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) = \frac{T_2}{T_s} \left(\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot v_{dc} \right) \cdot \sin(\pi/3) \quad (\text{II.29})$$

La résolution du système d'équation précédent permet d'établir les temps d'application des vecteurs, v_1 et v_2 , respectivement :

$$T_1 = \frac{(\sqrt{6}.v_\alpha - \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (II.30)$$

$$T_2 = \frac{(\sqrt{2}.v_\beta)}{v_{dc}}.T_s \quad (II.31)$$

Pour maintenir la fréquence de commutation constante, les vecteurs nuls v_0 et v_7 sont appliqués lors du temps restant de la période de commutation. Ce temps est défini par la relation suivante :

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (II.32)$$

Afin de limiter le nombre de commutation de chaque bras à deux commutations par seconde T_s , les vecteurs successifs appliqués durant le premier secteur sont dans l'ordre suivant ($v_0, v_1, v_2, v_7, v_7, v_2, v_1, v_0$). Cette configuration permet de générer des impulsions centrées sur la période de commutation, comme le décrit la figure suivante. De plus, la durée d'application des vecteurs nuls sont identiques ($T_0/4$).

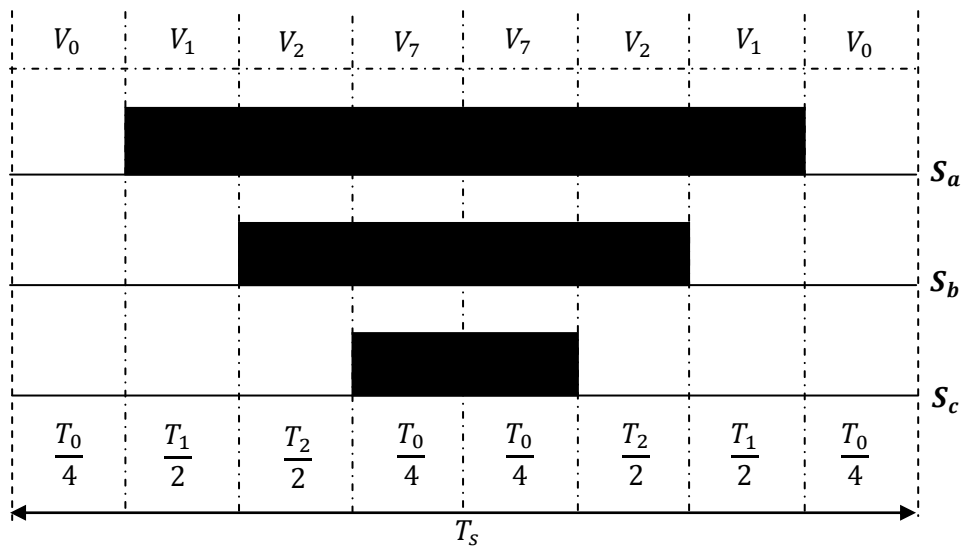


Figure II.5 séquence d'application des vecteurs durant le secteur I.

Les figures ci-dessous donnent la séquence des vecteurs appliqués, les impulsions de commande générées et les différentes durées calculées pour chaque secteur.

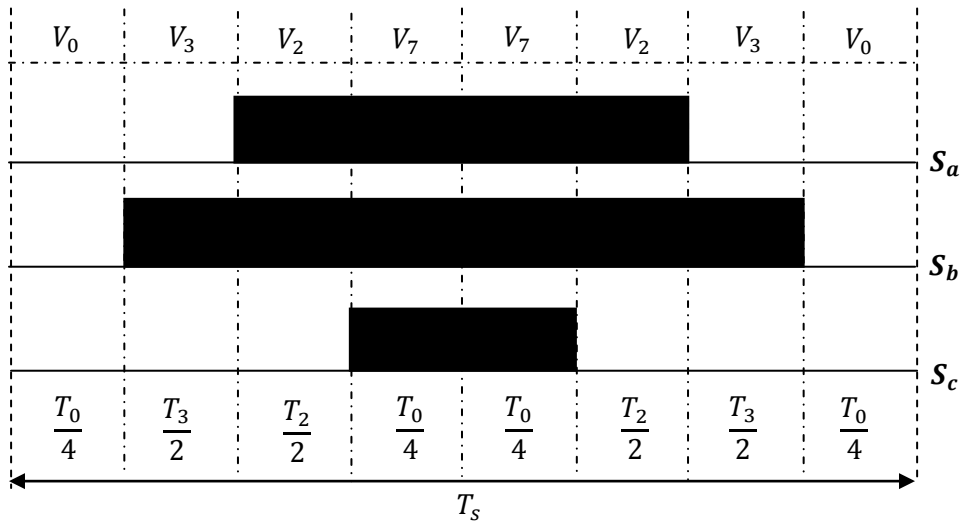


Figure II.6 séquence d'application des vecteurs durant le secteur II.

$$T_2 = \frac{(\sqrt{6}.v_\alpha + \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (\text{II.33})$$

$$T_3 = \frac{(-\sqrt{6}.v_\alpha + \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (\text{II.34})$$

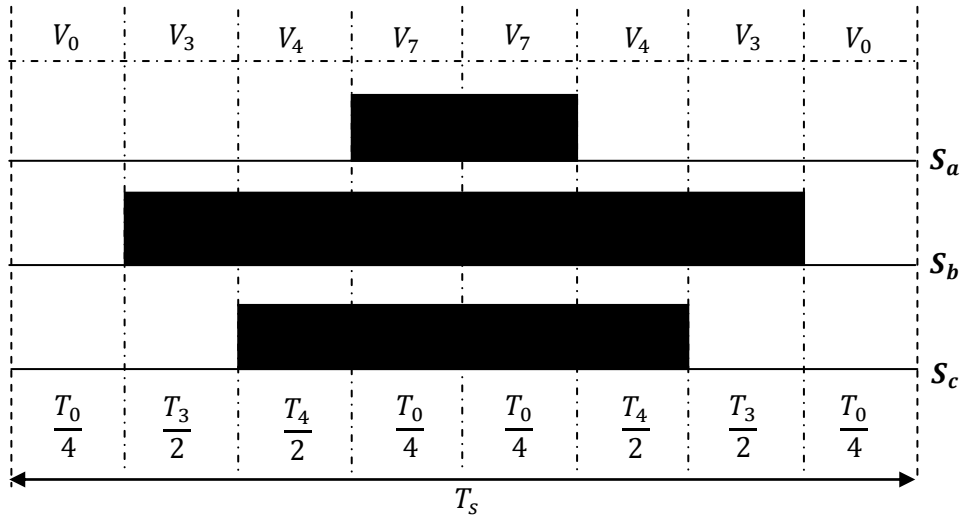


Figure II.7 séquence d'application des vecteurs durant le secteur III.

$$T_3 = \frac{(\sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (\text{II.35})$$

$$T_4 = \frac{(-\sqrt{6}.v_\alpha + \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (\text{II.36})$$

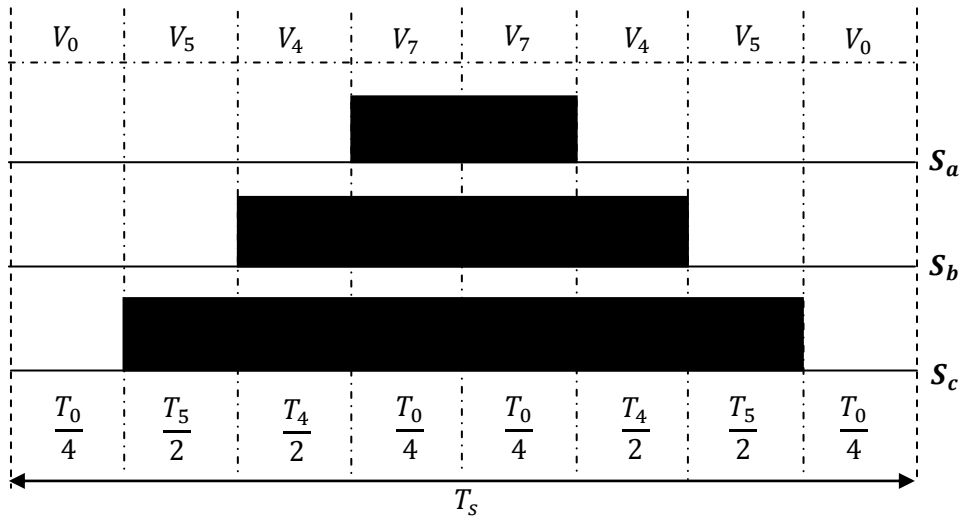


Figure II.8 séquence d'application des vecteurs durant le secteur IV.

$$T_4 = \frac{(-\sqrt{6}.v_\alpha + \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (II.37)$$

$$T_5 = \frac{(-\sqrt{2}.v_\beta)}{v_{dc}}.T_s \quad (II.38)$$

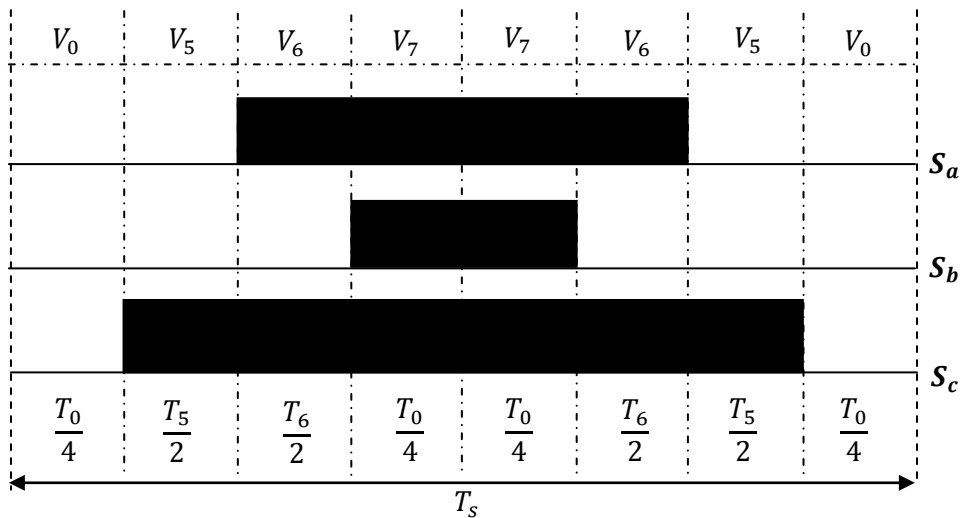


Figure II.9 séquence d'application des vecteurs durant le secteur V.

$$T_5 = \frac{(-\sqrt{6}.v_\alpha - \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (II.39)$$

$$T_6 = \frac{(\sqrt{6}.v_\alpha - \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (II.40)$$

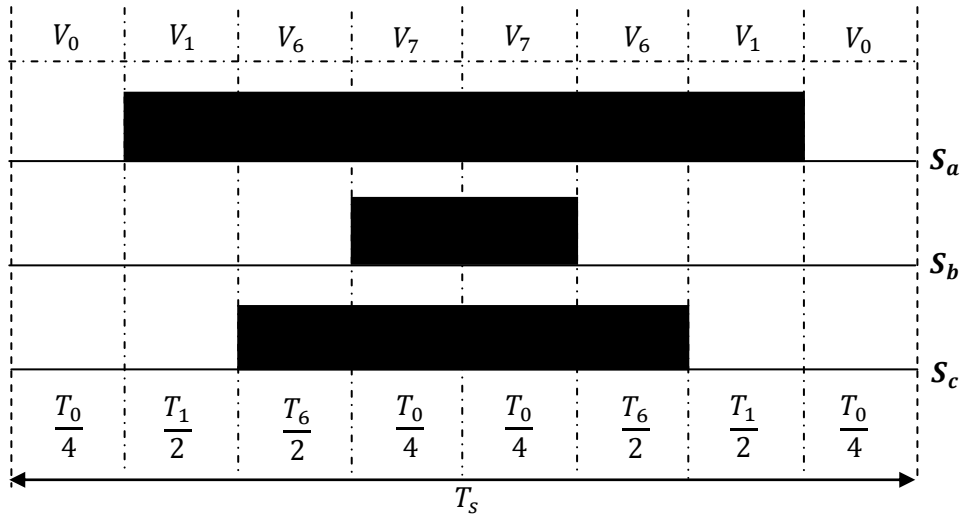


Figure II.10 séquence d'application des vecteurs durant le secteur VI.

$$T_1 = \frac{(\sqrt{6}.v_\alpha - \sqrt{2}.v_\beta)}{2.v_{dc}}.T_s \quad (II.41)$$

$$T_6 = \frac{(-\sqrt{2}.v_\beta)}{v_{dc}}.T_s \quad (II.42)$$

La figure suivante montre la séquence d'application des vecteurs durant un secteur quelconque. Nous notons que chaque secteur est délimité par deux vecteurs, dont un est pair et l'autre est impair et que l'obtention d'une fréquence de commutation constante nécessite d'appliquer les vecteurs dans cet ordre : $[v_0, v_{impair}, v_{pair}, v_7, v_7, v_{pair}, v_{impair}, v_0]$. Par conséquent, une symétrie apparaît par rapport au centre de la période de commutation.

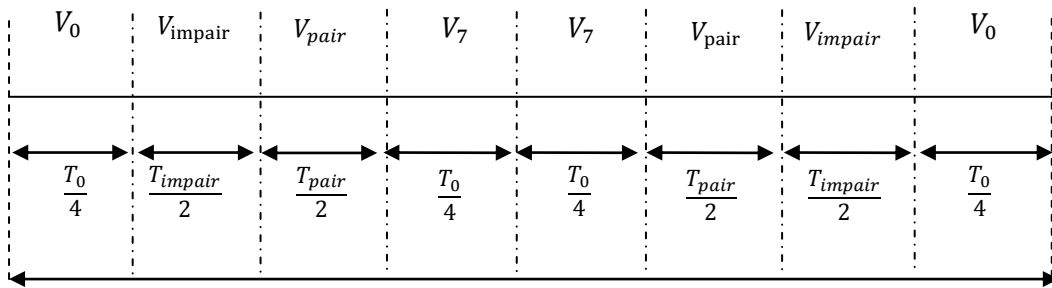


Figure II.11 séquence d'application des vecteurs durant un secteur quelconque.

La durée totale d'application des vecteurs nuls est calculée par la relation suivante :

$$T_0 = T_s - (T_{pair} + T_{impair}) \quad (II.43)$$

Il est à noter que la fréquence de commutation de la SVM est constante et égale à la fréquence d'échantillonnage f_w .

II.6.3 Schéma Simulink de la SVM

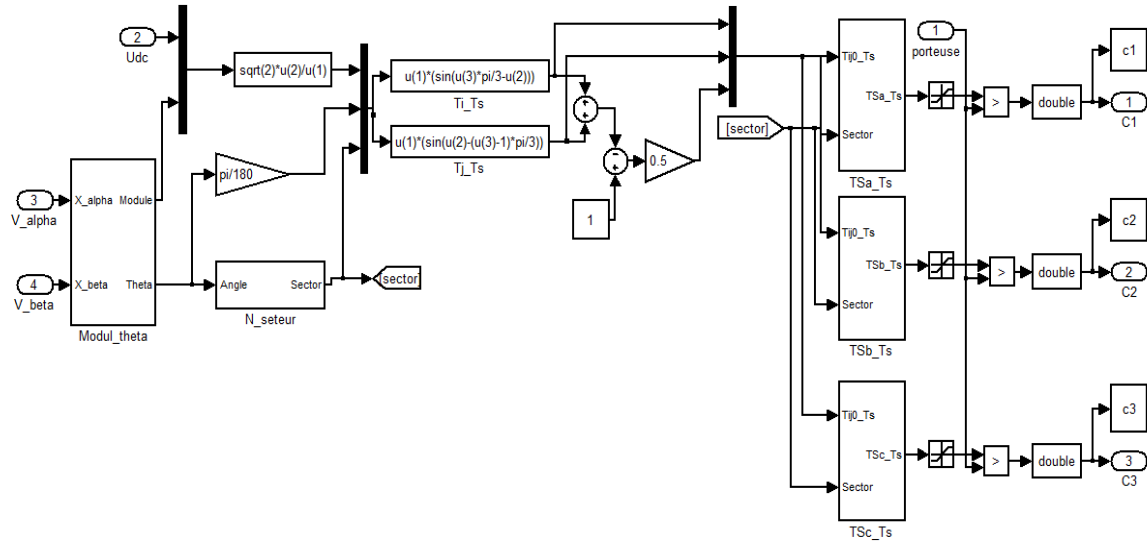


Figure II.12 Schéma Simulink de la SVM.

II.7 Calcul du régulateur de la tension U_{dc}

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$H_{BO} = \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right) \cdot \frac{1}{C \cdot s} = \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{s} \left(\frac{1}{C \cdot s} \right) \quad (II.44)$$

$$H_{BO} = \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{C \cdot s^2} \quad (II.45)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$H_{BF} = \frac{H_{BO}}{1 + H_{BO}} = \frac{K_{pv} \cdot s + \frac{K_{iv}}{C \cdot s^2}}{1 + K_{pv} \cdot s + \left(\frac{K_{iv}}{C \cdot s^2} \right)} = \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{C \cdot s^2 + K_{pv} \cdot s + K_{iv}} \quad (II.46)$$

$$H_{BF} = \frac{\frac{K_{pv}}{C} \cdot s + \frac{K_{iv}}{C}}{s^2 + \left(\frac{K_{pv}}{C} \right) \cdot s + \frac{K_{iv}}{C}} \quad (II.47)$$

La réponse du système en boucle fermée peut être identifier à celle d'un système de second ordre :

$$\frac{U_{dc}}{U_{dc-ref}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + (2.z.\omega_n).s + \omega_n^2} \quad (\text{II.48})$$

Par identification avec $s^2 + (2.z.\omega_n).s + \omega_n^2$ on aura :

$$K_{iv} = C.\omega_n^2 \quad ; \quad K_{pv} = 2.z.\omega_n.C \quad (\text{II.49})$$

Pour réaliser un bon compromis entre les performances dynamiques et statique, nous allons choisir une valeur du coefficient d'amortissement critique $z=0.7$. La qualité de régulation dépendra aussi du choix de la pulsation de la coupure ω_0 . Celle-ci doit être assez élevée pour assurer une bonne dynamique en régime transitoire [14].

z	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1
$\omega_n.t_{rv}$	14	10.1	7.7	5.3	5.2	3	3.4	4	4.8

Tableau II.2. Calcul des coefficients en fonction de l'amortissement.

D'après le tableau (II.2) on trouve que :

$$\omega_n = \frac{3}{t_{rv}} \quad (\text{II.50})$$

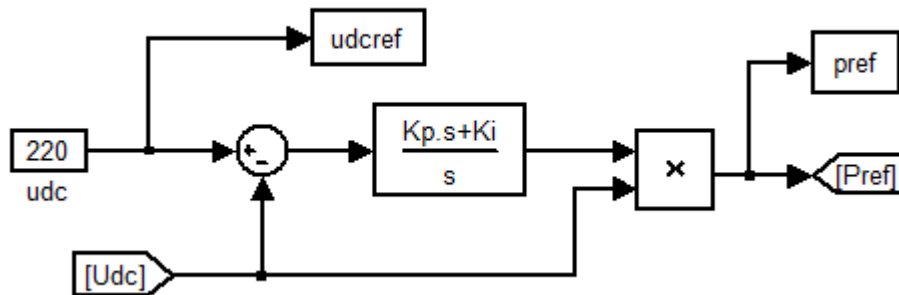
Donc :

$$K_{iv} = C.\left(\frac{9}{t_{rv}^2}\right) \quad ; \quad K_{pv} = \frac{2.z}{t_{rv}}.C \quad (\text{II.51})$$

Application numérique :

$$K_{iv} = 2.97 \quad ; \quad K_{pv} = 0.138$$

II.7.1 Schéma Simulink de la boucle de régulation de la tension



II.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous nous sommes intéressés à montrer l'utilité d'introduire une commande prédictive dans les systèmes d'électroniques de puissances. Après avoir donné une brève description des concepts fondamentaux, nous avons élaborer un algorithme de commande du redresseur basé sur une approche prédictive à réponse pile, cette dernière consiste à calculer au début de chaque période de commutation le vecteur de commande moyen à appliquer durant cette période, via la modulation vectorielle, afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive à la fin de la période de commutation, l'utilisation de la SVM dans cette approche permet de commander les interrupteurs constituant le redresseur avec une fréquence de commutation constante.

Les résultats de Simulation de la commande prédictive du redresseur à MLI et leurs interprétations seront le sujet du prochain chapitre.

III.1 Introduction

Afin de pouvoir analyser et évaluer les différentes caractéristiques de chaque composant d'un système, la modélisation est un procédé fondamental.

L'algorithme de la commande prédictive élaboré précédemment sera simulé dans ce chapitre. L'objectif essentiel de cette simulation est d'évaluer les différents résultats de la commande prédictive à réponse pile dans le repère stationnaire α - β sous *Matlab-Simulink*.

A cet effet, deux approches sont développées. La première approche est basée sur la simulation en régime sans défaut où le réseau est considéré comme étant parfait, les paramètres du filtre du bus alternatif sont constants. La deuxième approche est basée sur la simulation en régime avec défaut où le réseau n'est pas parfait, défaut d'amplitude, défaut de fréquence ainsi que la variation des paramètres du filtre du bus alternatif.

III.2 Simulation de la commande prédictive du redresseur triphasé à MLI

Après avoir effectué le calcul des différents algorithmes, on passe à la simulation du système complet qui est composé d'un réseau électrique, un redresseur à MLI de tension, une MLI vectorielle, un algorithme de commande prédictive, une boucle de régulation de la tension, une boucle de calcul des puissance active et réactive, et les différentes transformation (*Clarke, Concordia*).

III.3 Paramètres de simulation

Les paramètres de simulation sont représentés dans le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs	Unités	Identifications
E_M	$55\sqrt{2}$	V	L'amplitude maximale de la tension du réseau
R	1	Ω	Résistance du filtre coté alternatif
L	0.008	H	Inductance du filtre coté alternatif
C	0.0033	F	Capacité du bus continu
R_{ch}	69	Ω	Résistance de charge
F_w	7500	Hz	Fréquence de la porteuse
T_w	$1/F_w$	s	Période de la porteuse
T_S	$1e-5$	s	Période d'échantillonnage
F	50	Hz	Fréquence du réseau
W	314.159	rd/s	Pulsation du réseau
Z	0.7	-	Coefficient d'amortissement
T_{rv}	0.1	s	Temps de réponse
W_n	30	rd/s	Pulsation non amortie
K_i	2.9700	-	Gain du régulateur intégral
K_p	0.1386	-	Gain du régulateur proportionnel

Tableau II.1 : Paramètres de simulation

III.4 Simulation en régime sein (sans défaut)

Les conditions de simulation en régime sein (sans défaut) sont les suivantes :

- ✓ Le réseau électrique est considéré comme étant parfait.
- ✓ Les paramètres du filtre du bus alternatif R et L sont fixés.

III.4.1 Résultats de simulation

III.4.1.1 Essai à vide

Lors de l'essai à vide la résistance de charge tend vers l'infini $R_{ch} = \infty$

Les résultats de simulation de cet essai sont comme suit :

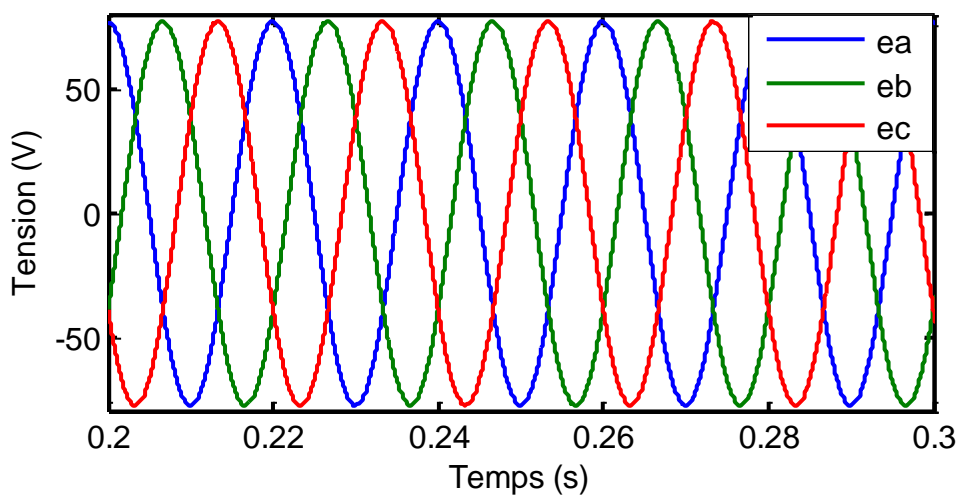


Figure II.1.a: Tensions du réseau.

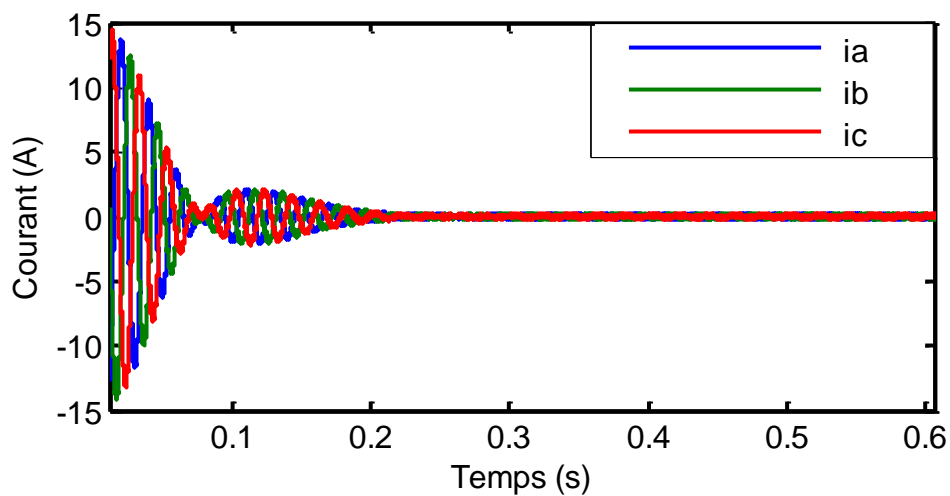


Figure II.1.b: Courants d'entrées.

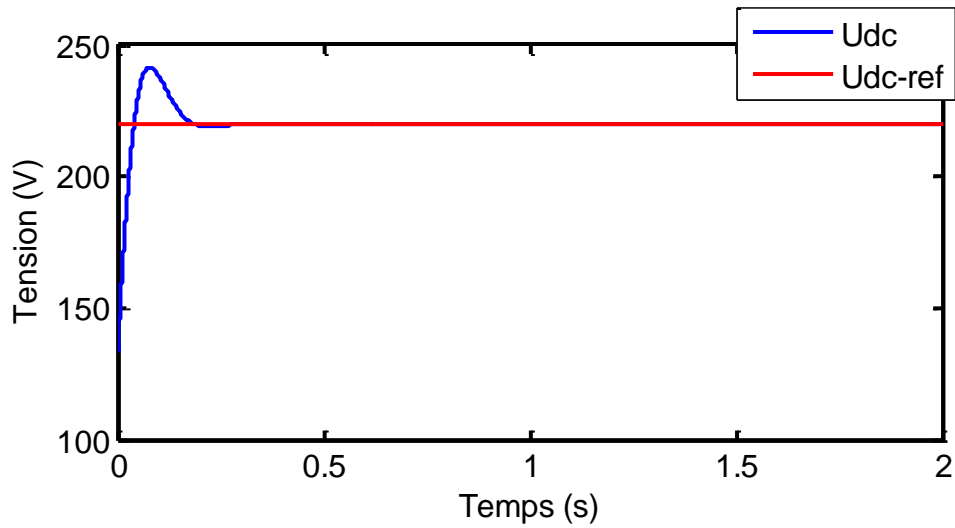


Figure II.1.c: Tension du bus continu.

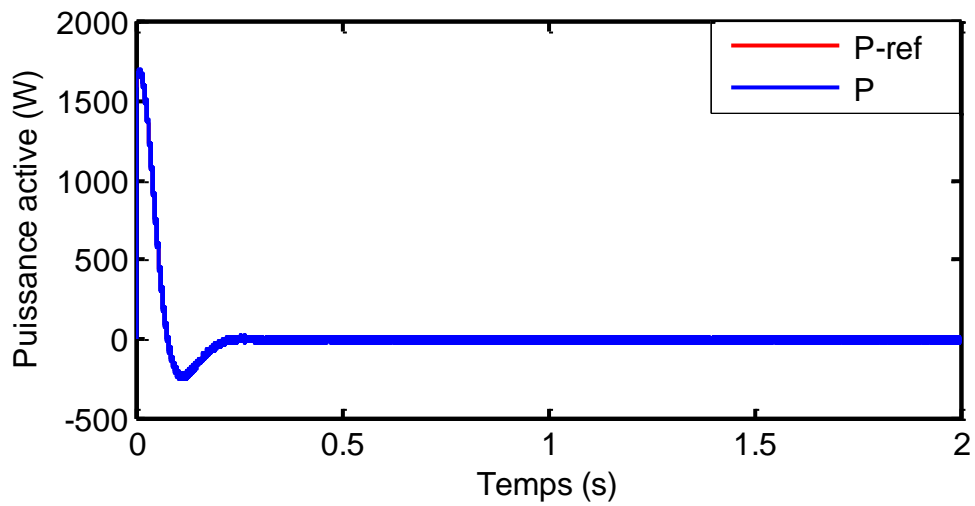


Figure II.1.d : Puissance active.

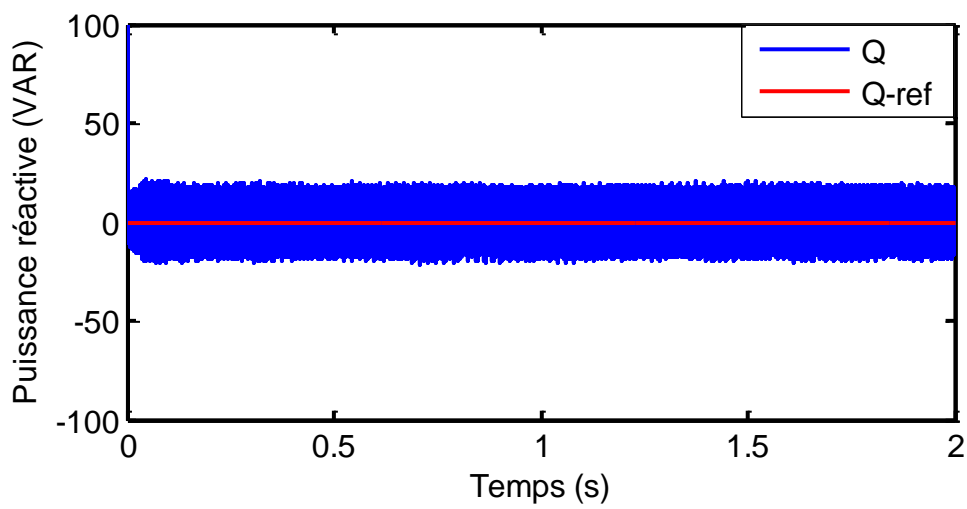


Figure II.1.e: Puissance réactive.

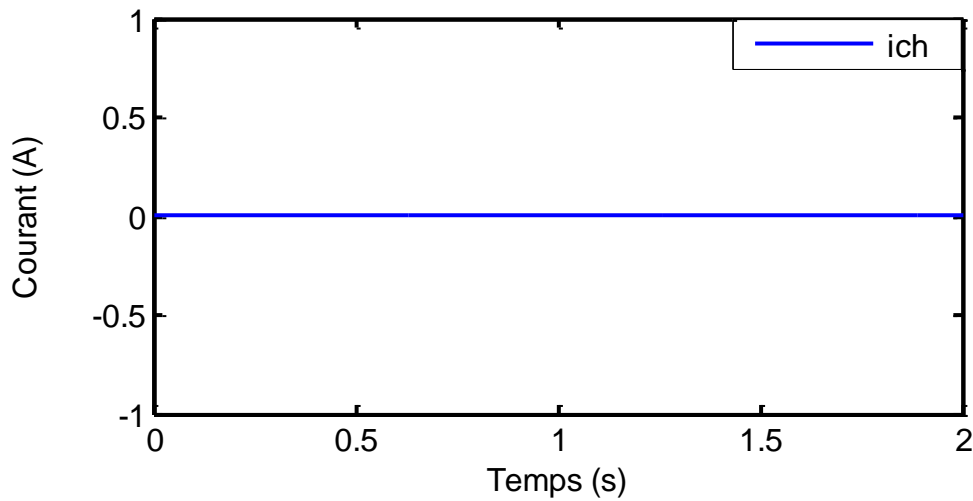


Figure II.1.f : Courant de charge.

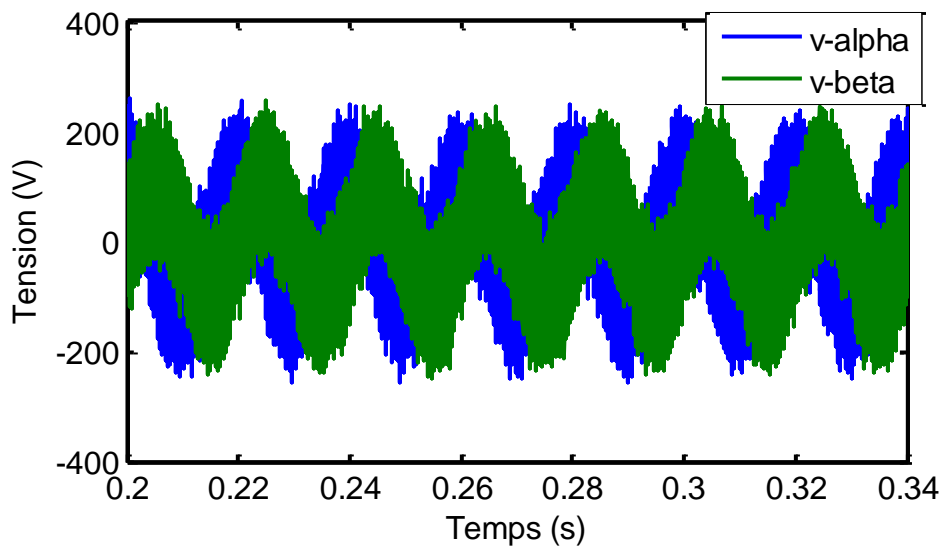


Figure II.1.g : Forme d'onde du vecteur de commande moyen calculé $v_{\alpha\beta}$.

III.4.1.1.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que les tensions d'entrées sont sinusoïdales selon la figure (II.1.a), on constate aussi sur la figure (II.1.b) que les courants d'entrés sont nuls en régime permanent, La figure (II.1.c) nous montre la tension du bus continu, en régime transitoire on remarque que la tension de sorti dépasse la tension de référence, cela est dû à la charge de la capacité, les puissances active et réactive ainsi que le courant de charge sont nuls.

III.5.1.2 Essai en charge :

Lors de l'essai en charge la résistance de charge passe de l'infini à 110Ω à $t=1s$

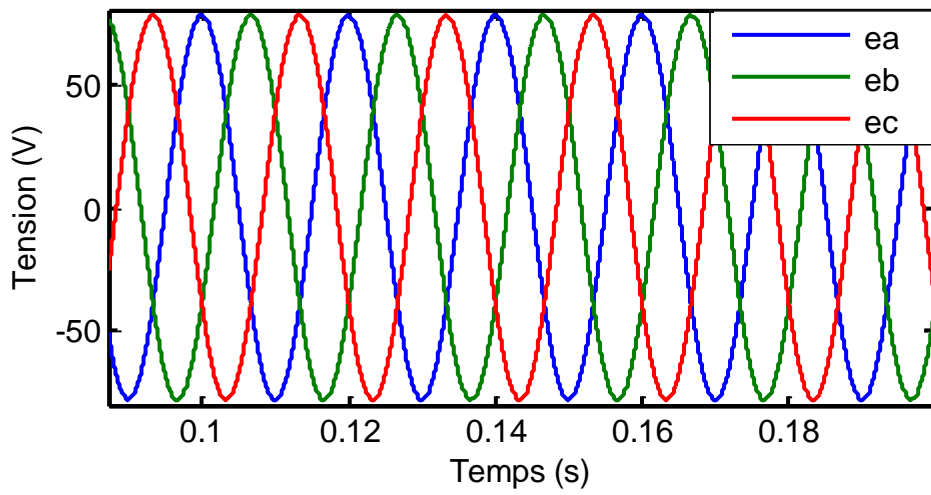


Figure II.2.a : Tensions du réseau.

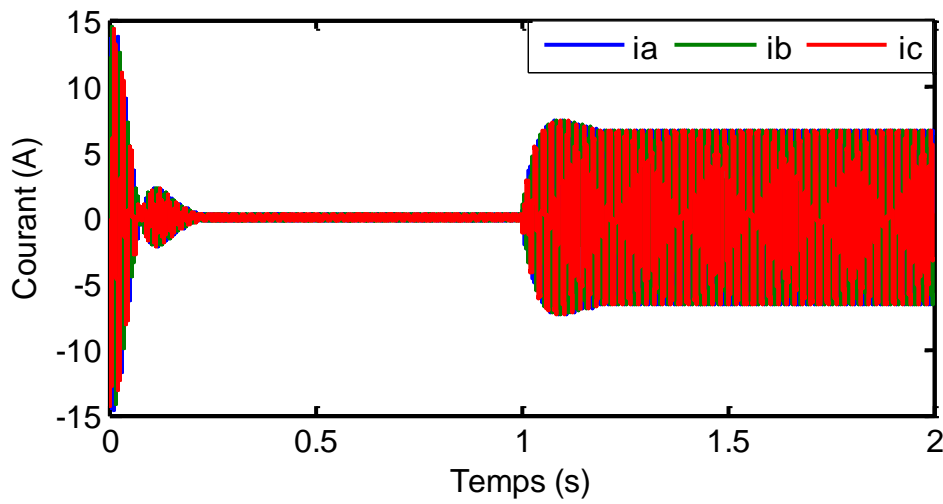


Figure II.3.b : Courants d'entrées.

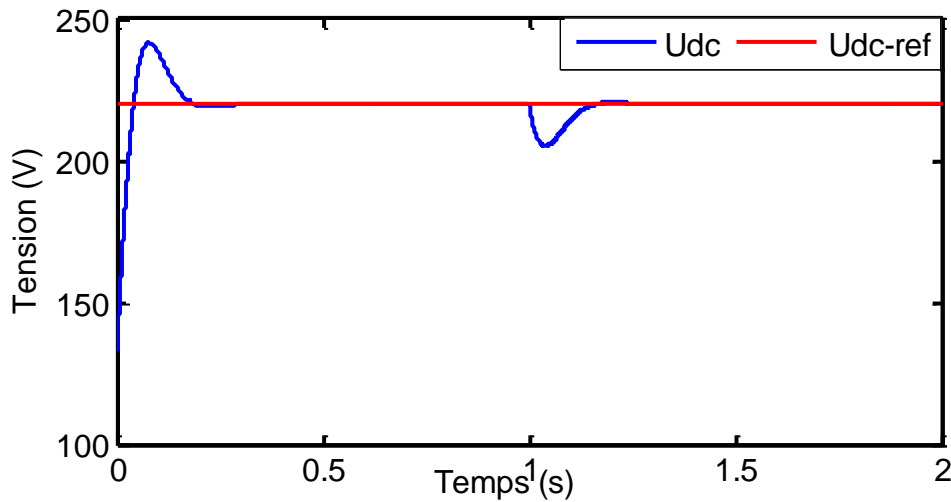


Figure II.2.c : Tension du bus continu.

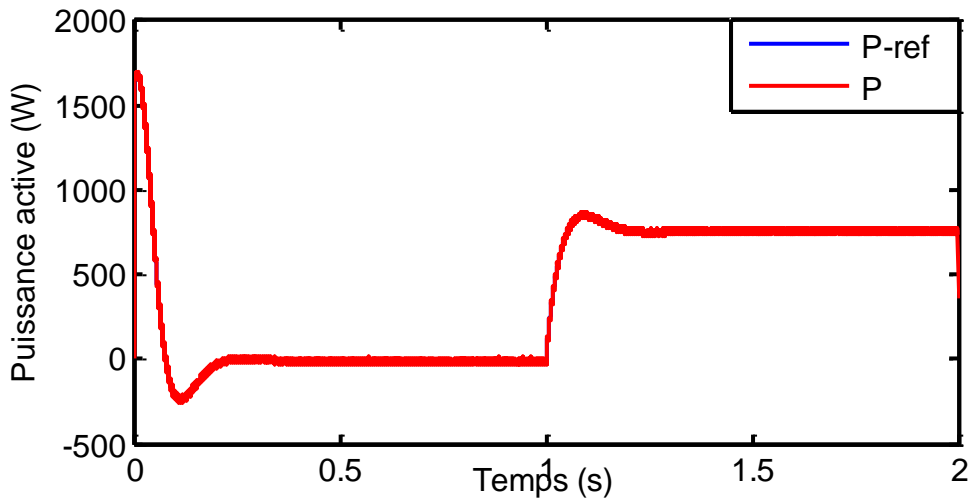


Figure II.2.d : Puissance active.

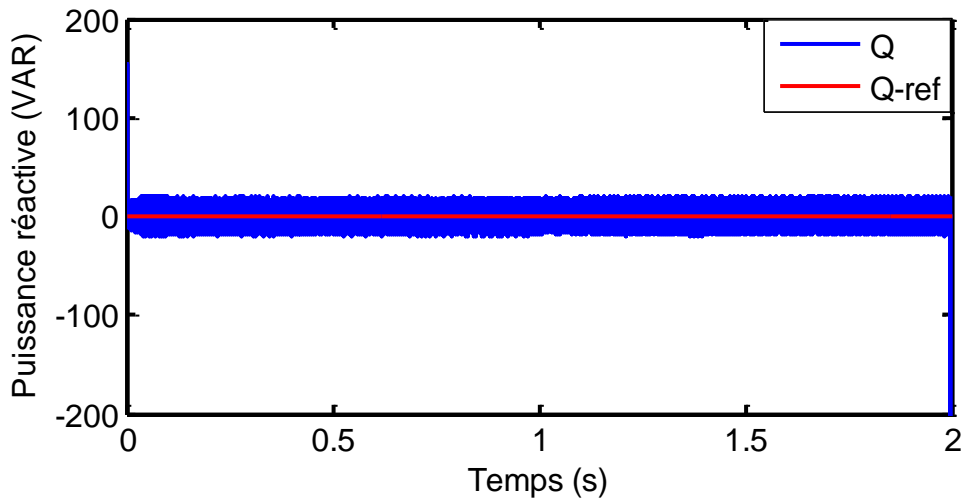


Figure II.2.e : Puissance réactive.

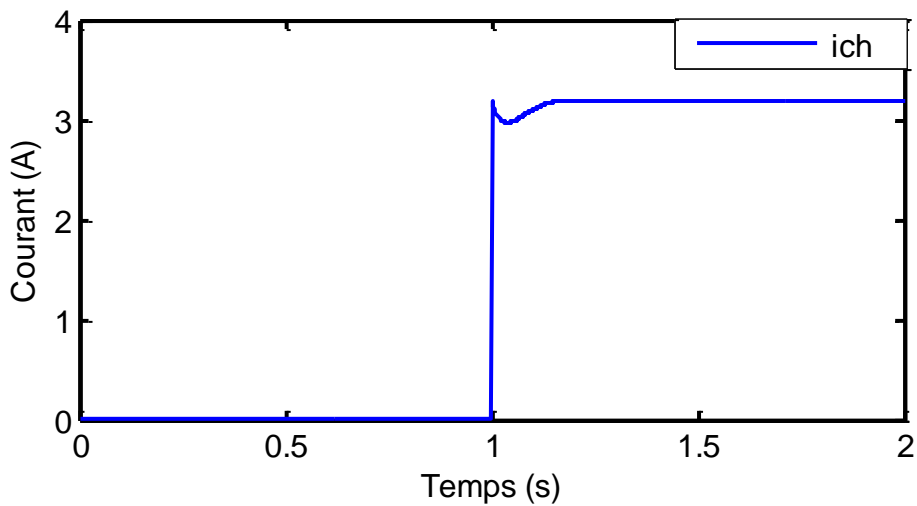


Figure II.2.f : Courant de charge.

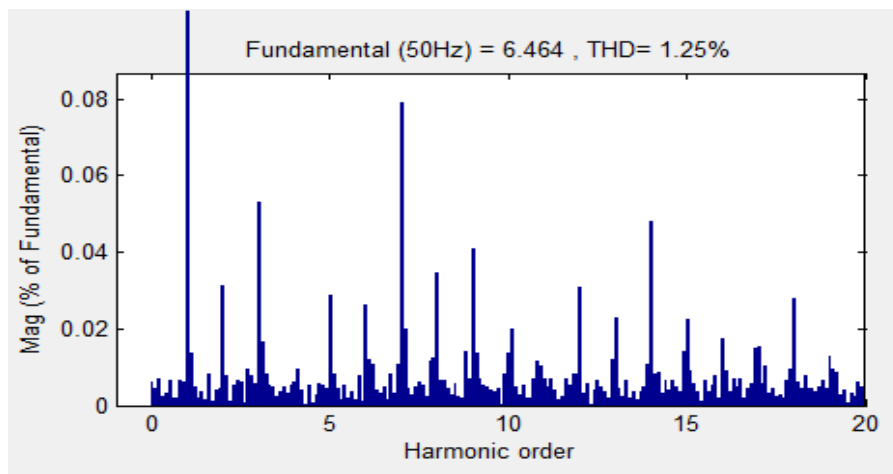


Figure II.2.g : THD du courant i_a .

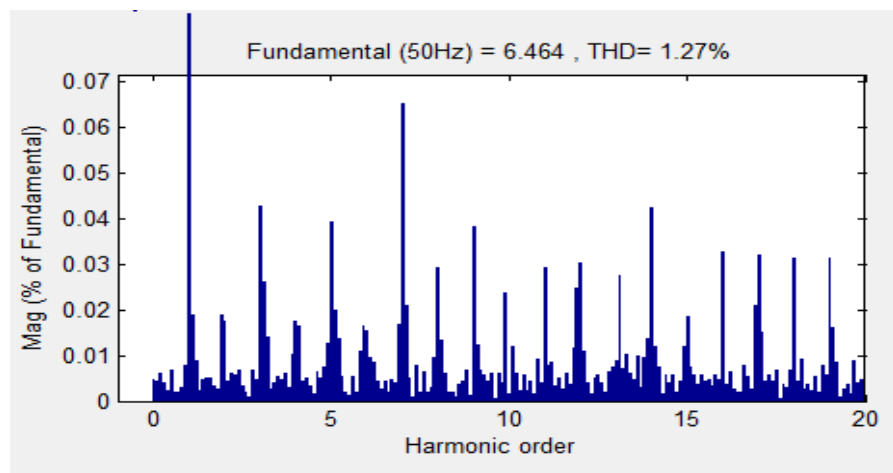


Figure II.2.h : THD du courant i_b .

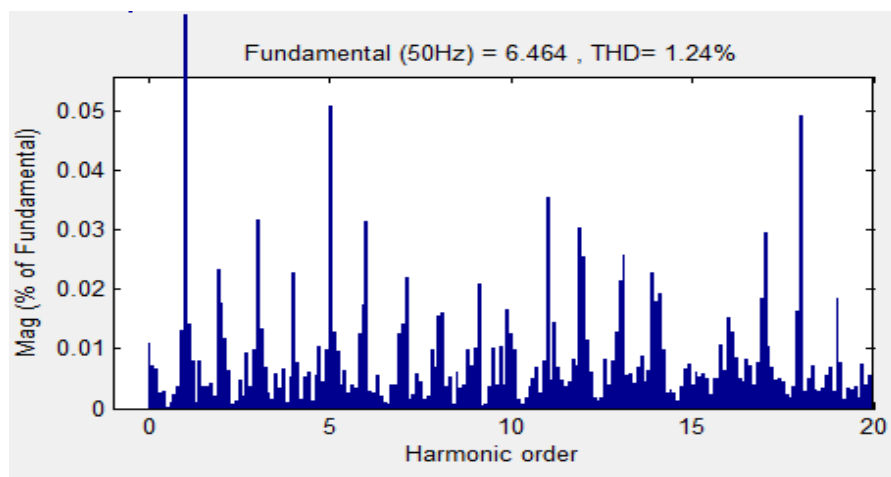


Figure II.2.i : THD du courant i_c .

III.4.1.2.1 Interprétation des résultats

Les résultats obtenus montrent que les tensions sont sinusoïdales, la variation du courant et la chute de tension du bus continu à l'instant $t=1s$ est dû à l'application d'une charge, il se stabilise en régime permanent suite à la charge totale de la capacité, on remarque aussi que les puissances active et réactive suivent leurs références respectives.

III.5 Simulation en régime de défaut

III.5.1 Défaut d'amplitude

L'application d'un défaut d'amplitude diphasé à $t=1s$

Les résultats de simulation de cet essai sont comme suit :

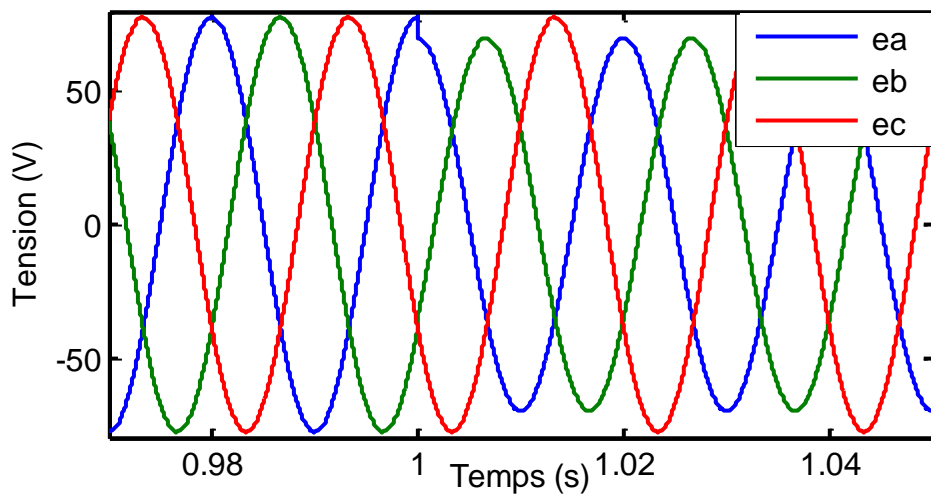


Figure II.3.a : Tensions du réseau.

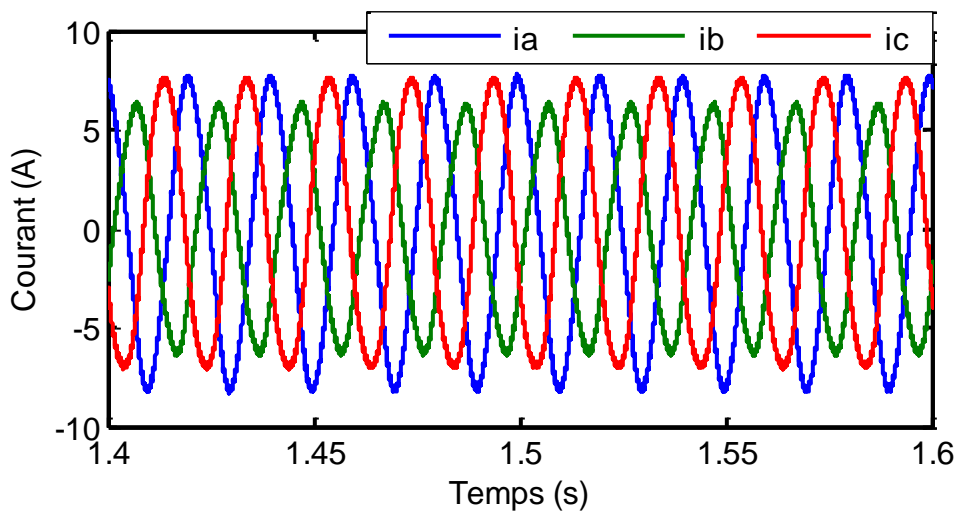


Figure II.3.b: Courants d'entrées.

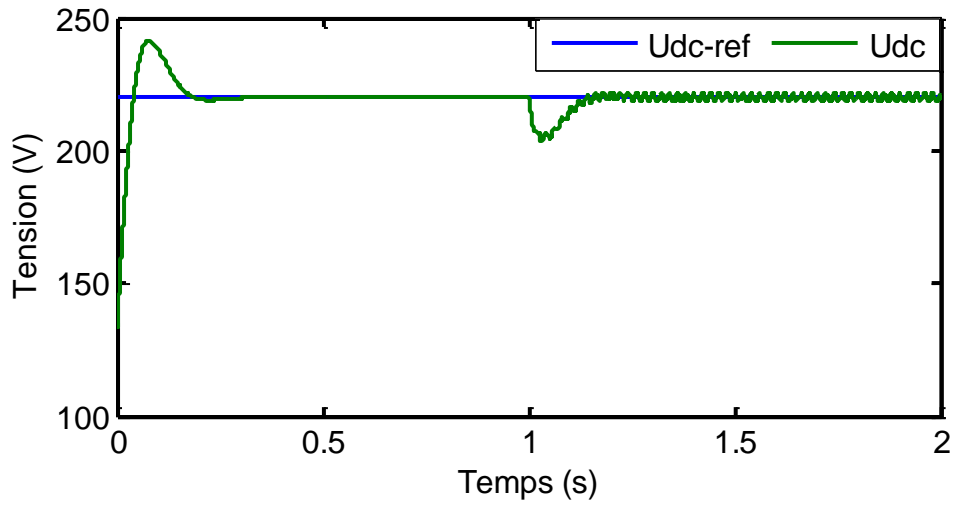


Figure II.3.c: Tensions du bus continu.

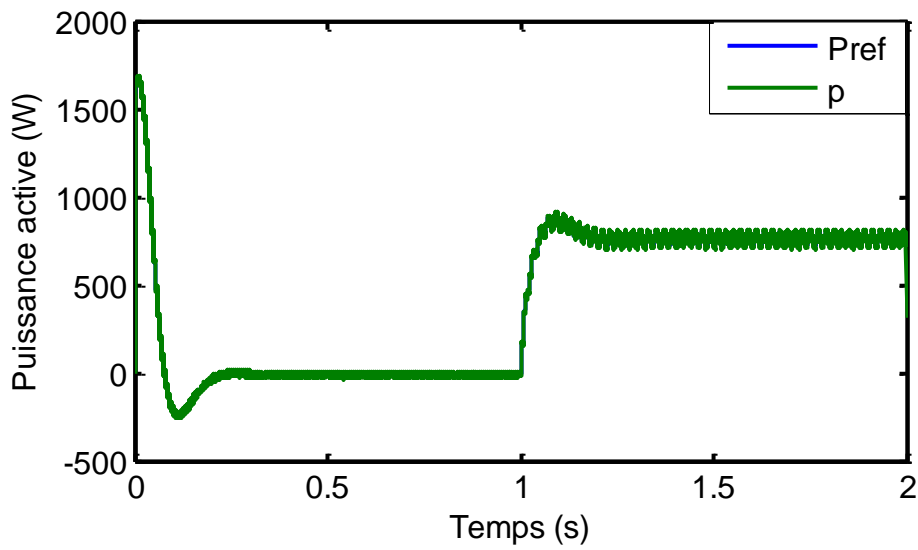


Figure II.3.d: Puissance active.

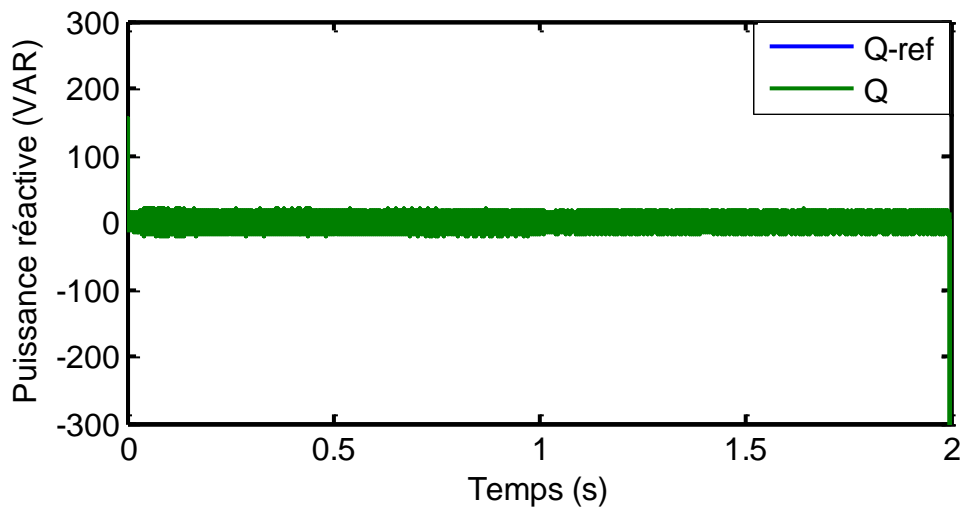


Figure II.3.e: Puissance réactive.

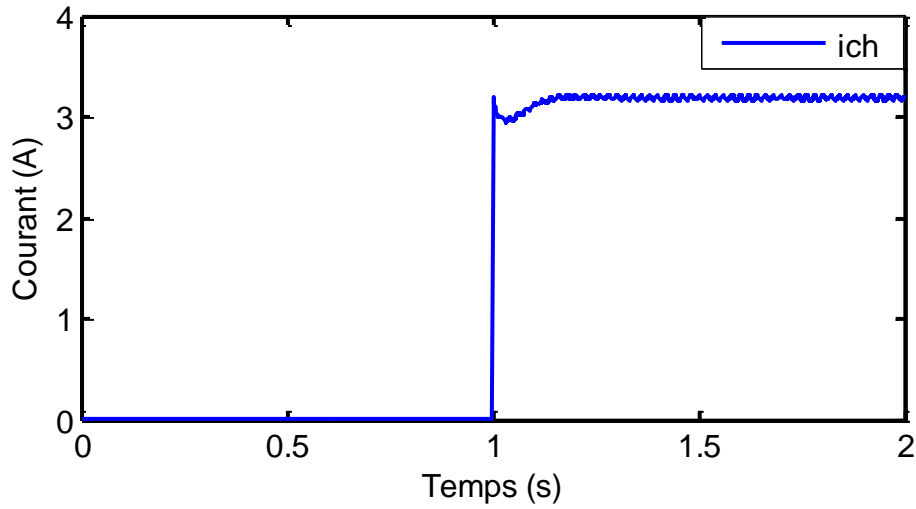


Figure II.3.f: Courant de charge.

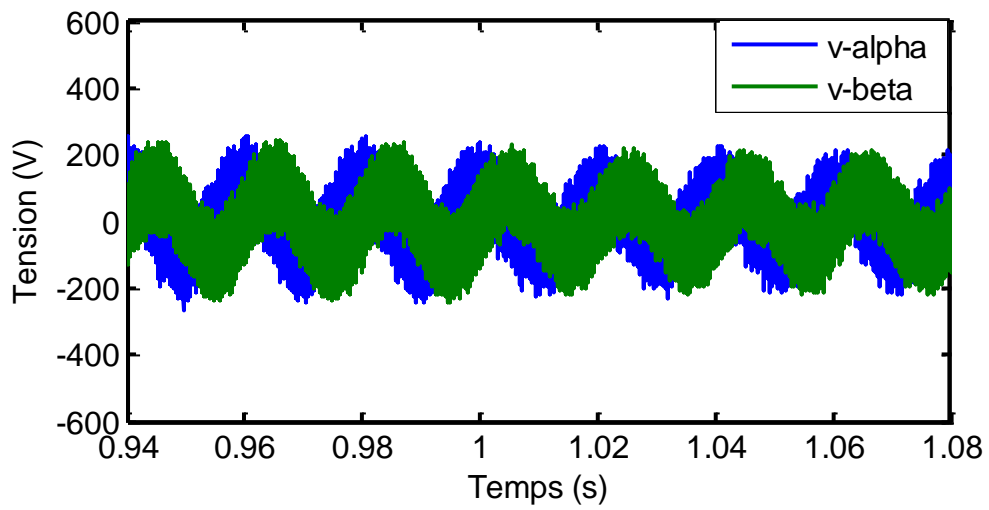


Figure II.3.g : Forme d'onde du vecteur de commande moyen calculé $v_{\alpha\beta}$.

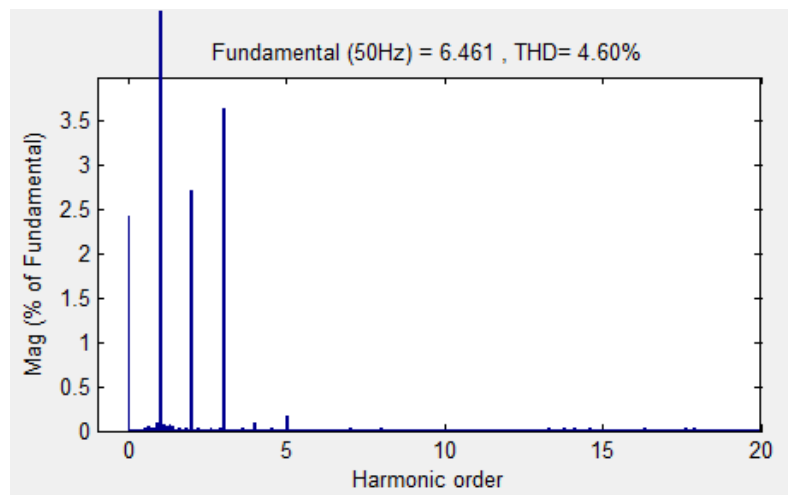


Figure II.3.h : THD du courant i_a .

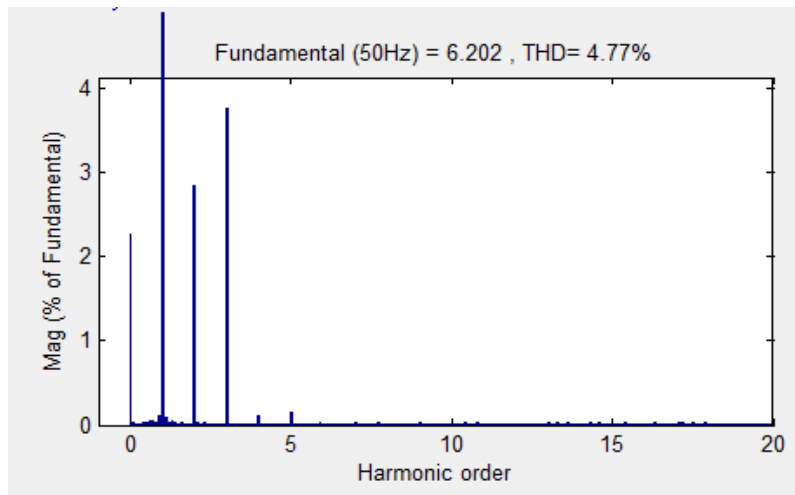


Figure II.3.i : THD du courant i_b .

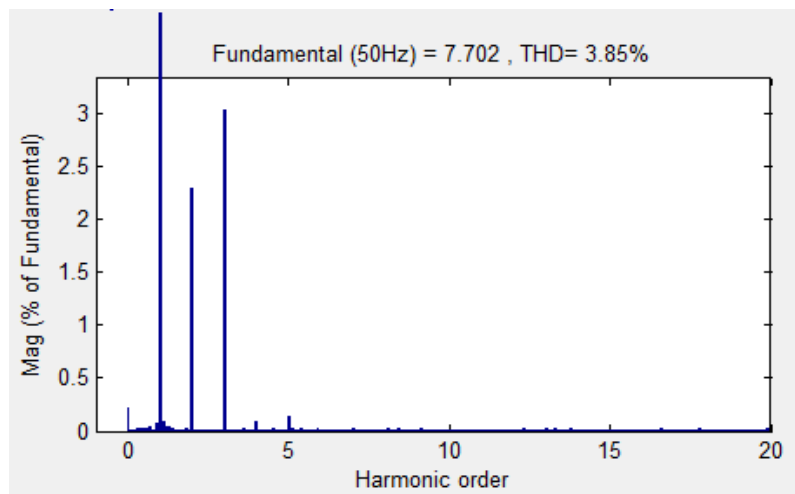


Figure II.3.j : THD du courant i_c .

III.5.1.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que les tensions d'entrées sont toujours sinusoïdales avec un défaut d'amplitude sur les phases (a) et (b), de même pour les courants d'entrées.

On remarque une perturbation lors de l'application d'un défaut d'amplitude sur la tension du bus continu et le courant de charge, ainsi que les puissances active et réactive, mais le système suit toujours la référence avec quelques oscillations.

III.5.2 Défaut de fréquence

Les résultats de simulation de cet essai sont comme suit :

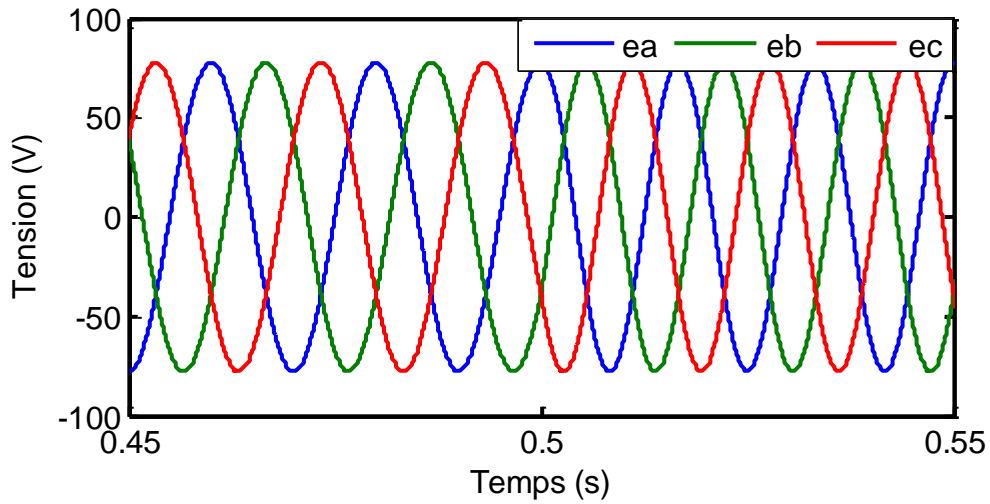


Figure II.4.a : Tensions du réseau.

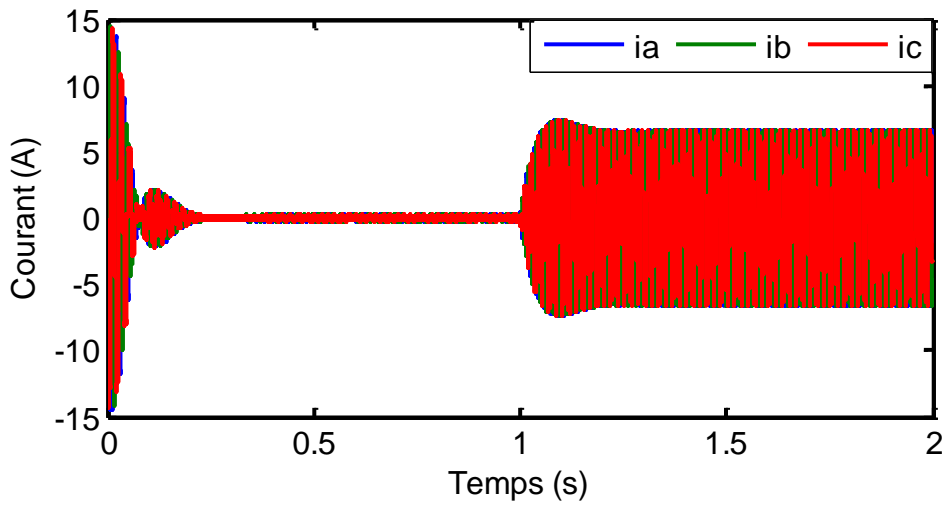


Figure II.4.b: Courants d'entrées.

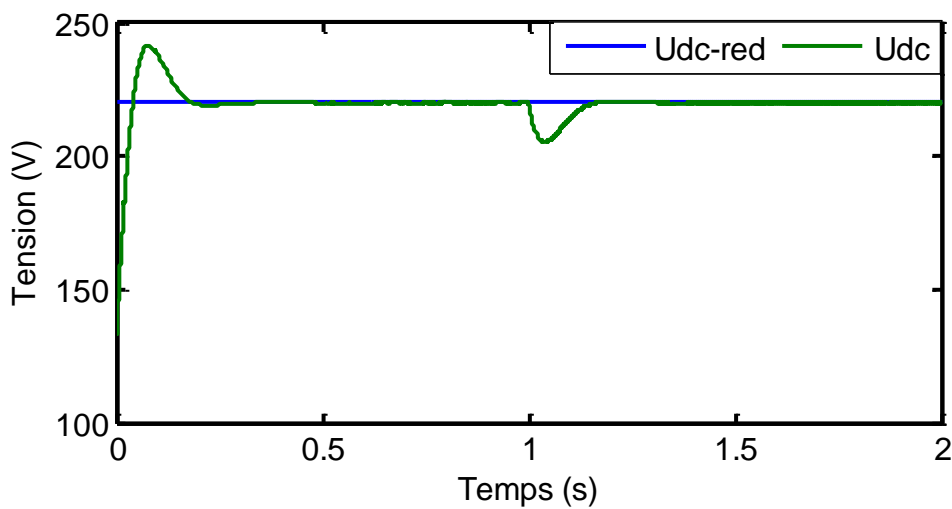


Figure II.4.c: Tensions du bus continu.

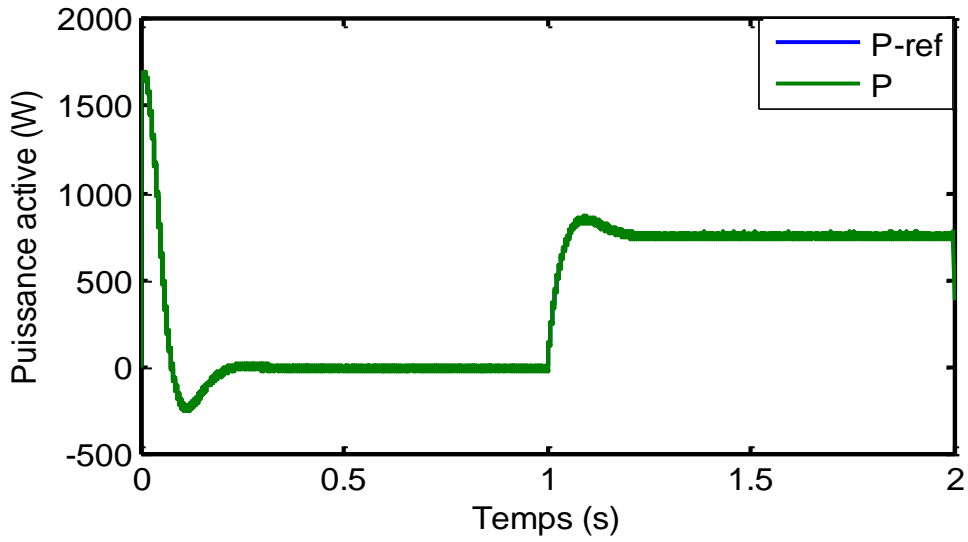


Figure II.4.d: Puissance active.

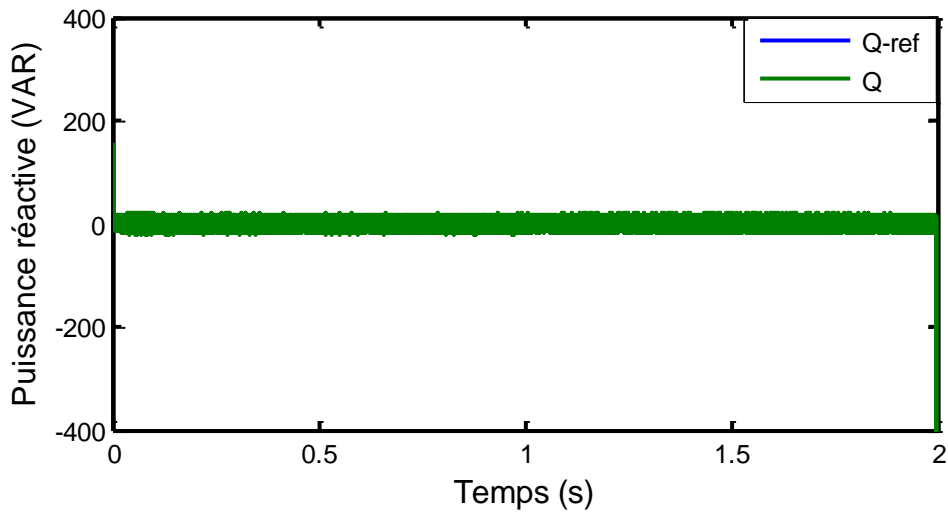


Figure II.4.e: Puissance réactive.

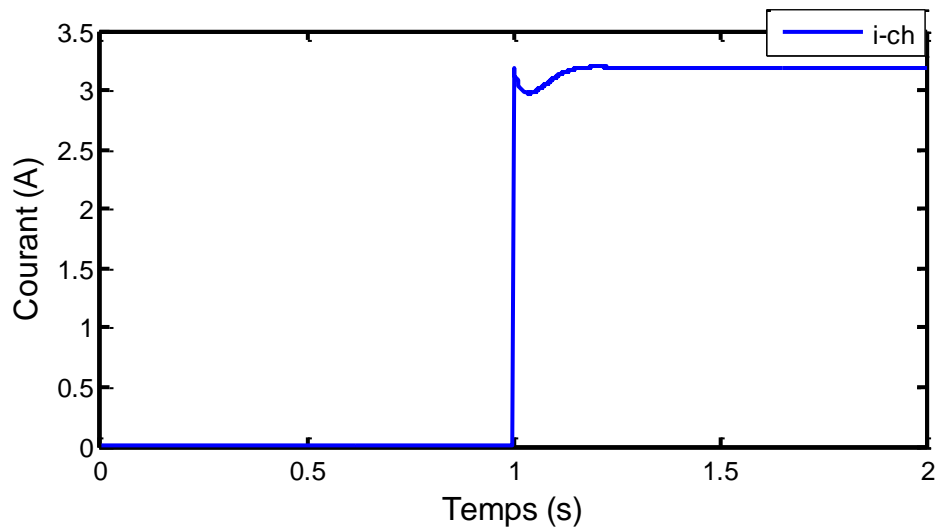


Figure II.4.f: Courant de charge.

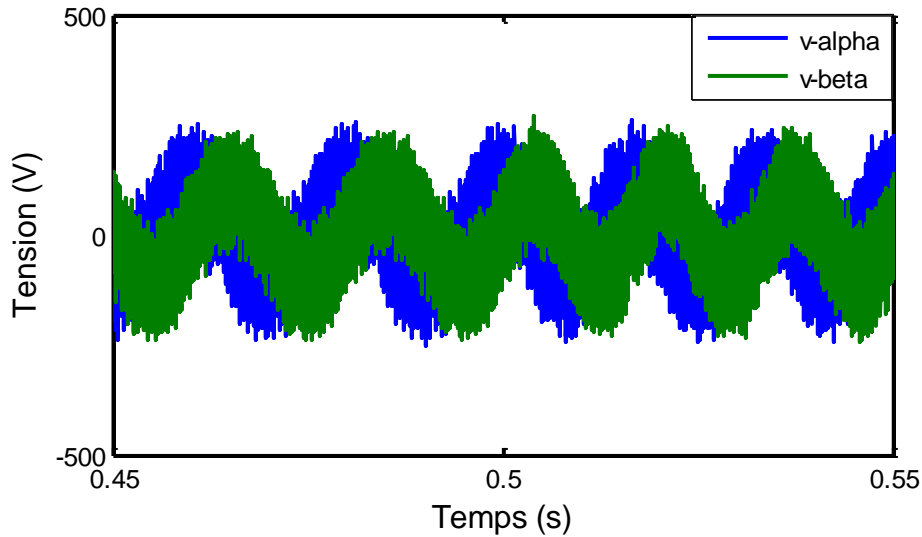


Figure II.4.g: Forme d'onde du vecteur de commande moyen calculé v_{af} .

III.5.2.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que l'application d'un défaut de fréquence est constaté dans les tensions et courants d'entrés, la tension du bus continu, ainsi que les puissances active et réactive ont suivi les références.

III.6.3 Pollution harmonique du réseau

Nous allons injecter les harmoniques du 5^{ème} ordre (5%) plus le 7^{ème} ordre (10%).

Les résultats de simulation de cet essai sont comme suit :

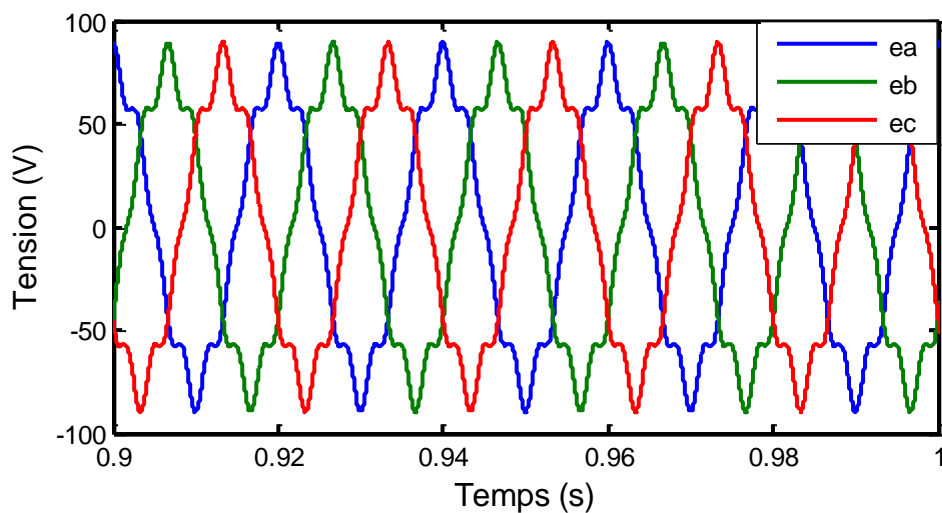


Figure II.5.a : Tensions du réseau.

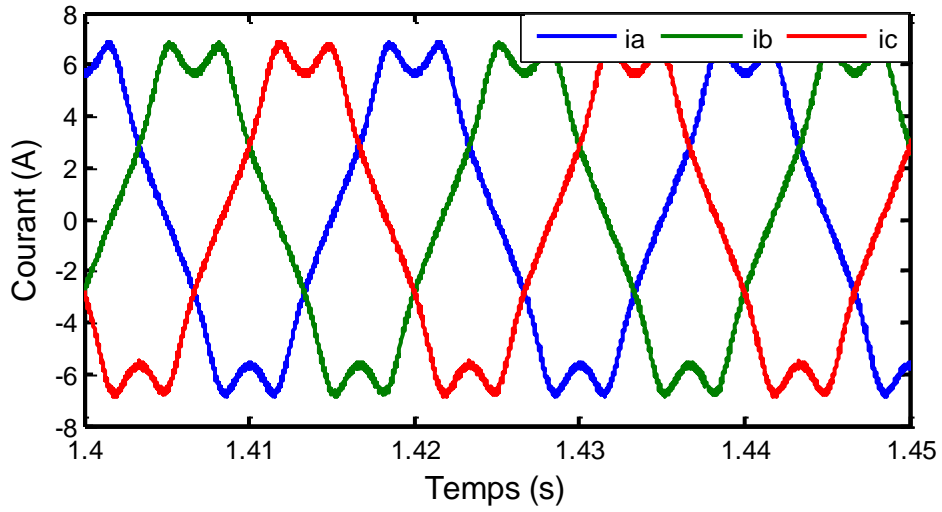


Figure II.5.b: Courants d'entrées.

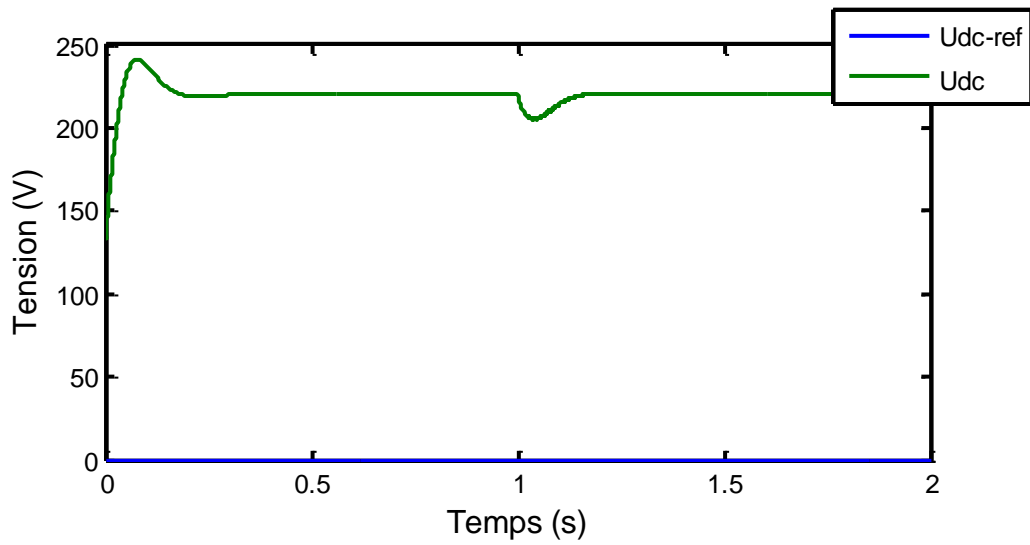


Figure II.5.c: Tensions du bus continu.

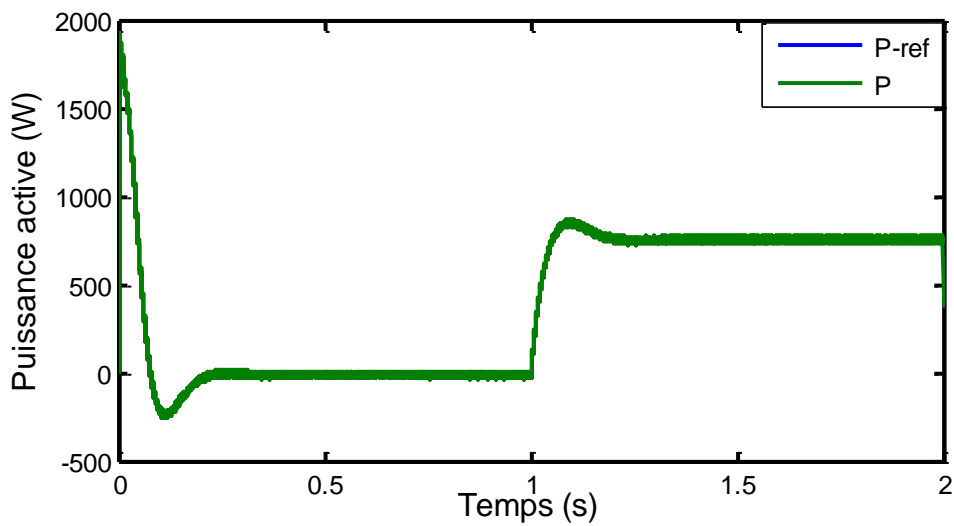


Figure II.5.d: Puissance active.

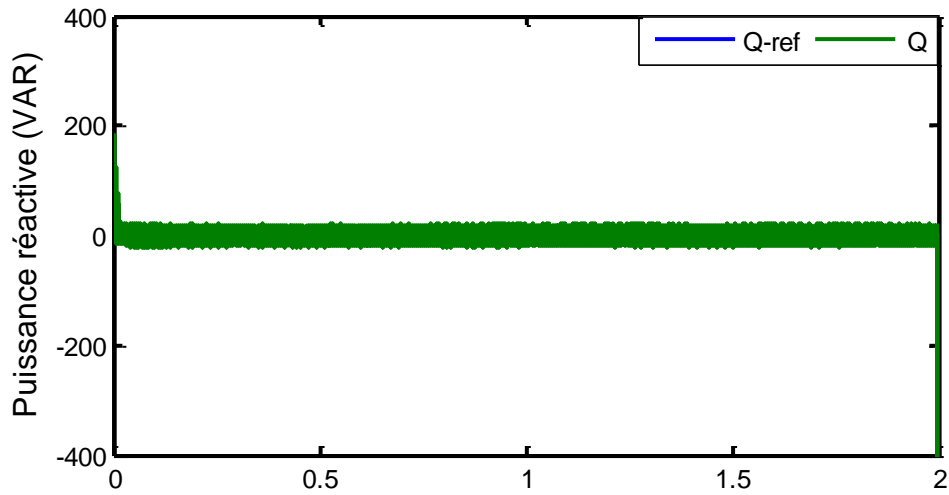


Figure II.5.e: Puissance réactive.

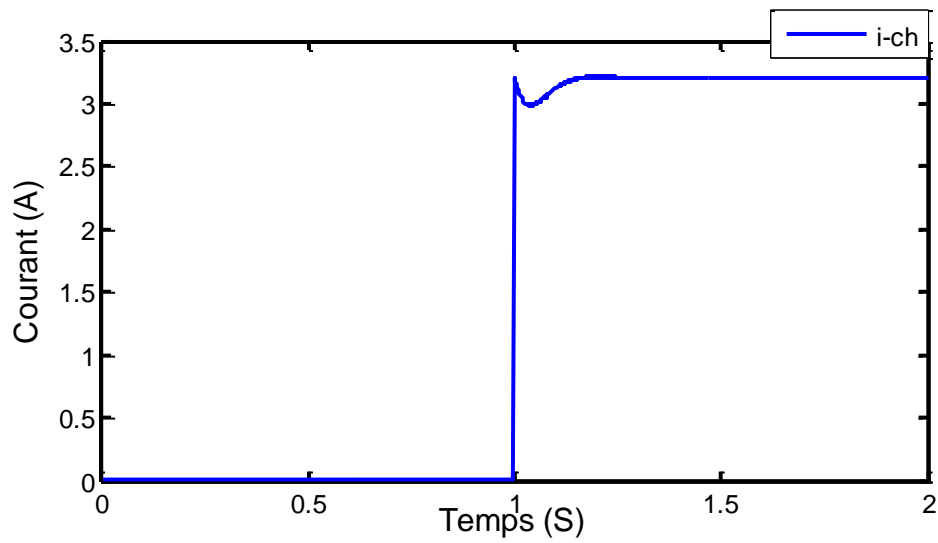
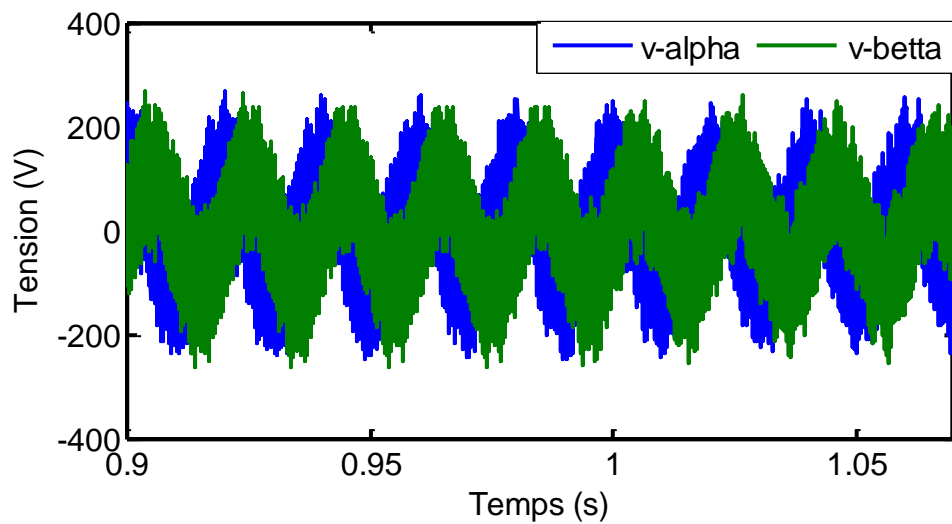


Figure II.5.f: Courant de charge.

Figure II.5.g: Forme d'onde du vecteur de commande moyen calculé v_{af} .

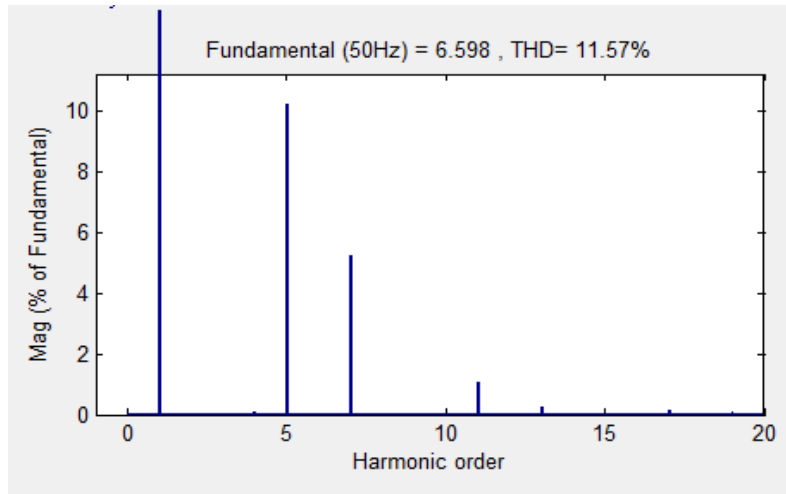


Figure II.5.h : THD du courant i_a .

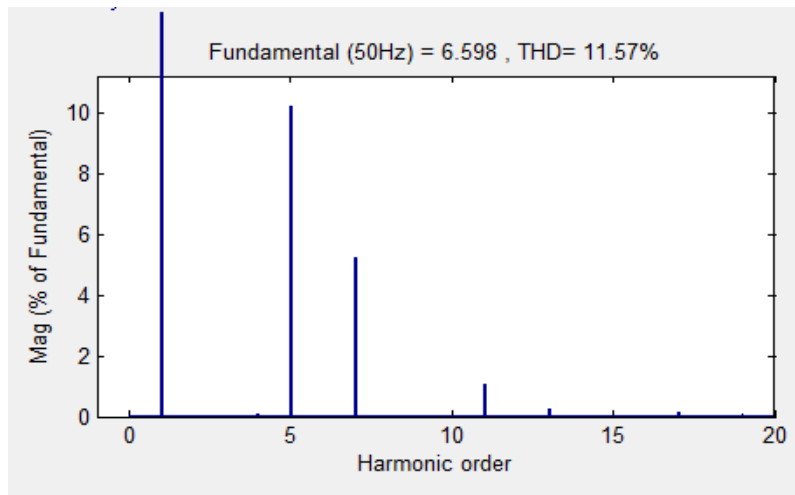


Figure II.5.i: THD du courant i_b .

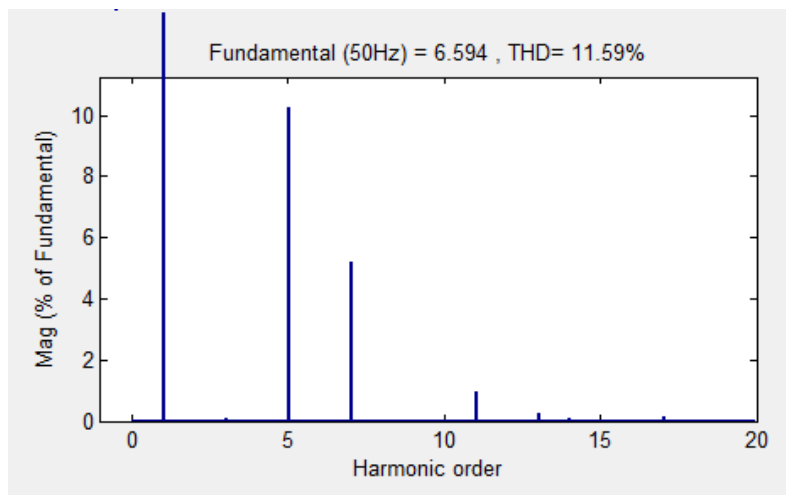


Figure II.5.j: Le THD du courant i_c .

III.5.3.1 Interprétation des résultats

On constate sur les figures (II.5.a) et (II.5.b) une déformation de la forme des signaux des tensions et courants d'entrés suite à l'application du 5^{ème} et 7^{ème} harmonique. L'apparition des oscillations dans la tension du bus continu ainsi que les puissances active et réactive est dû à la pollution du réseau.

III.5.4 Variation du filtre du bus alternatif

III.5.4.1 Variation de L'inductance

Dans cette étape nous allons varier l'inductance du bus alternatif de 0.008H à 0.016H

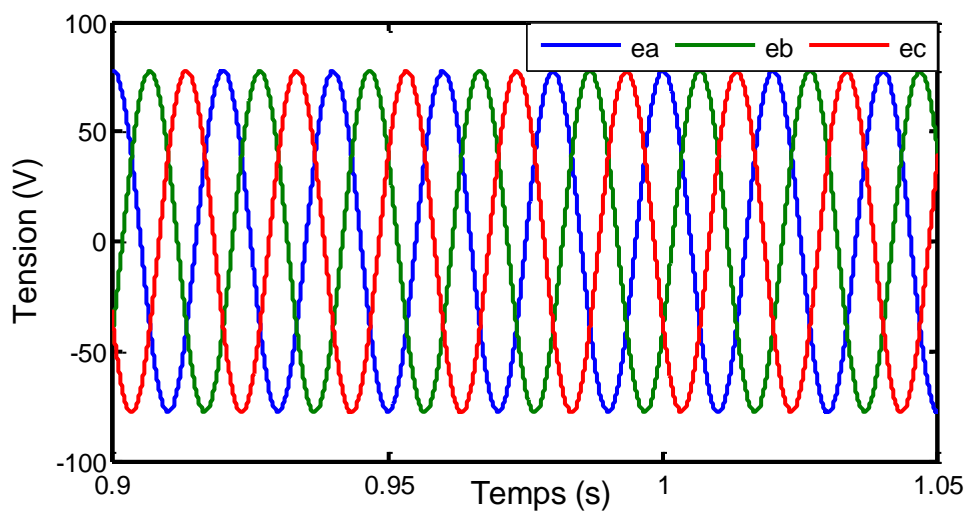


Figure II.6.a: Tensions du réseau.

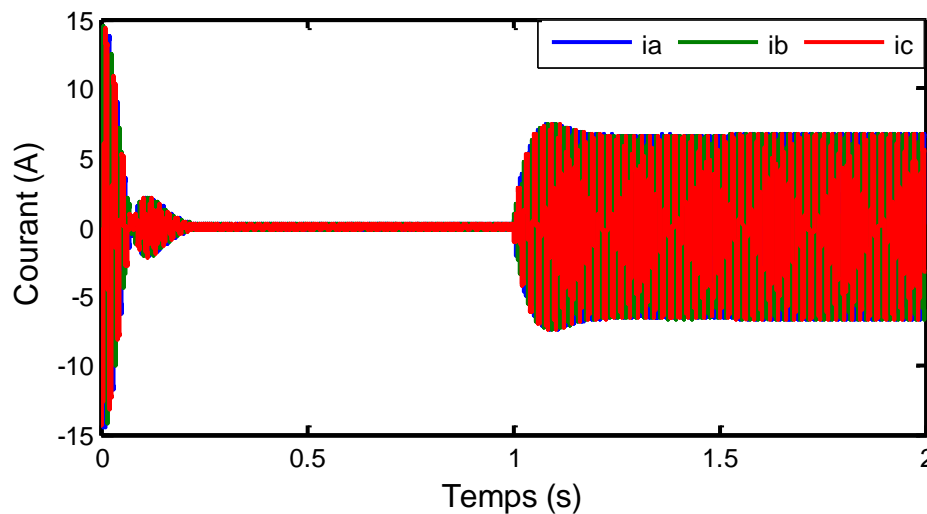


Figure II.6.b: Courants d'entrés.

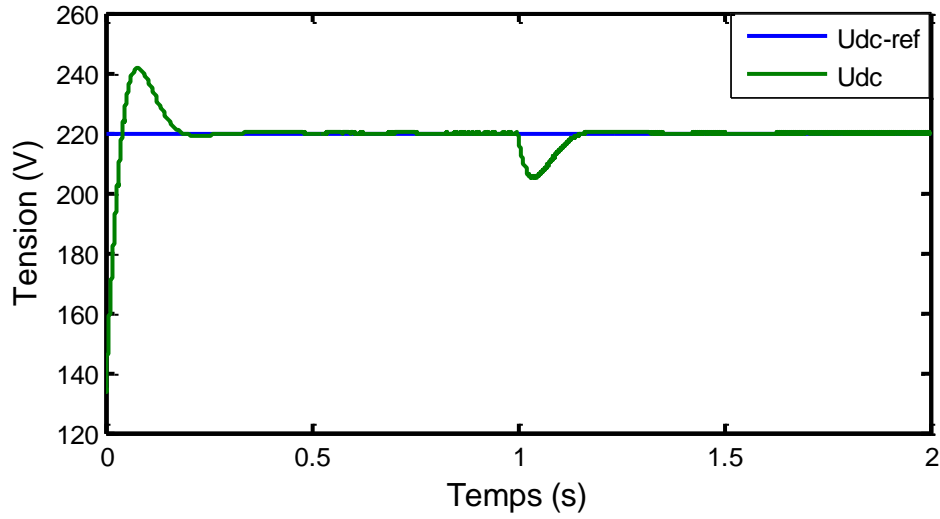


Figure II.6.c: Tensions du bus continu.

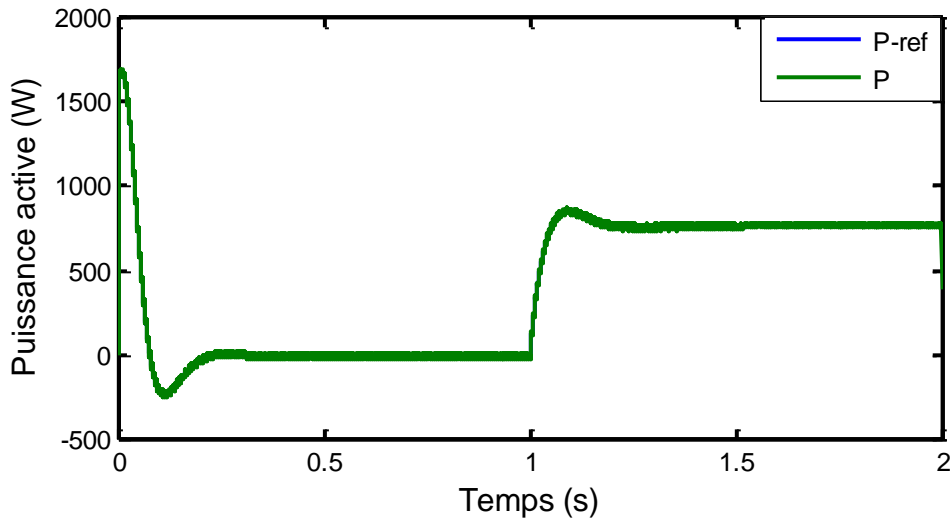


Figure II.6.e: Puissance active.

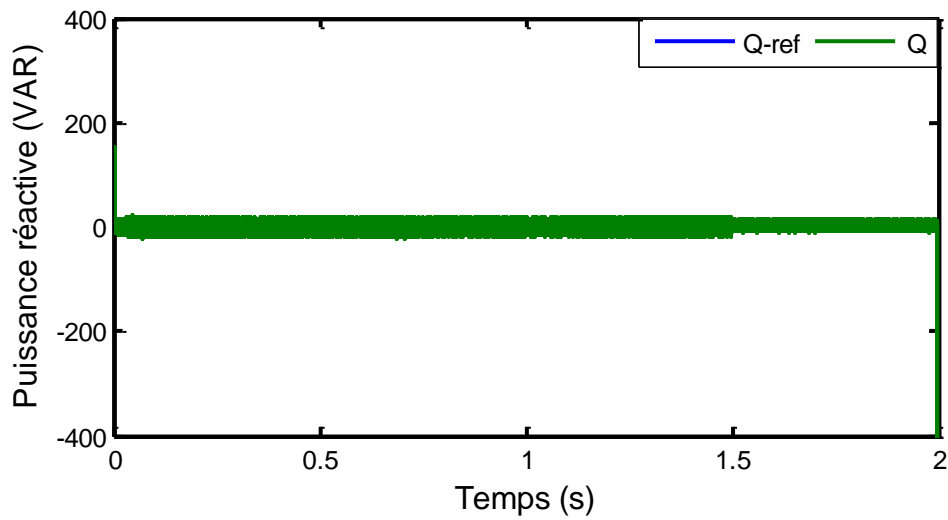


Figure II.6.f: Puissance réactive.

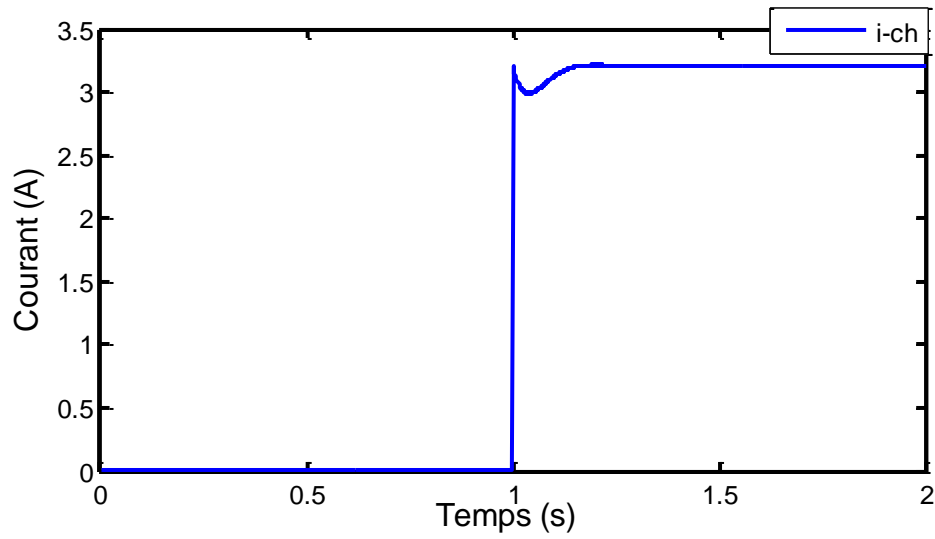


Figure II.6.g: Courant de charge.

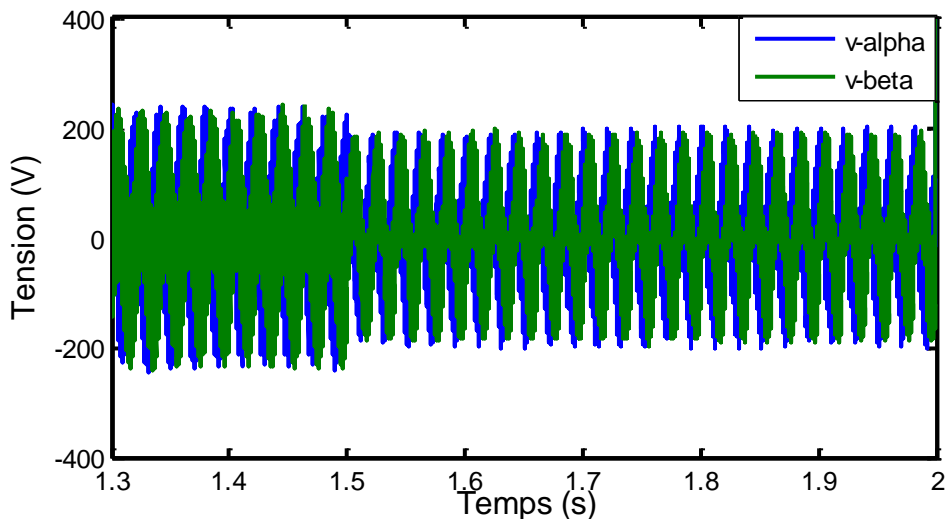


Figure II.6.h : Forme d'onde du vecteur de commande moyen calculé $v_{\alpha\beta}$.

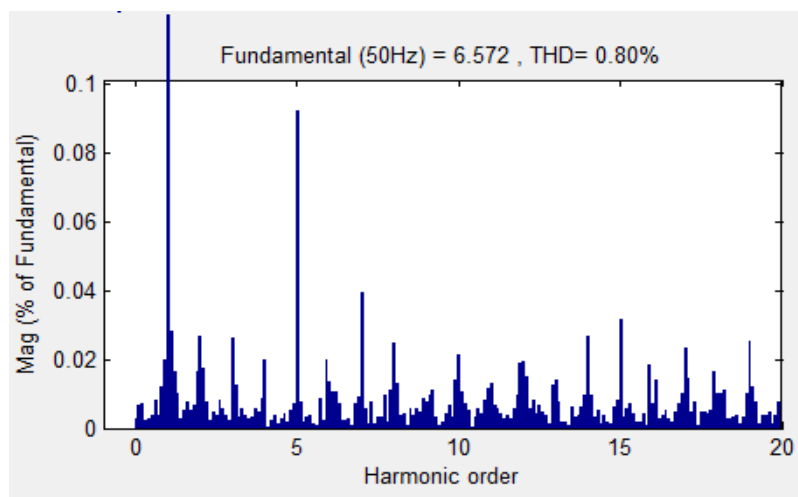


Figure II.6.i : THD du courant i_a .

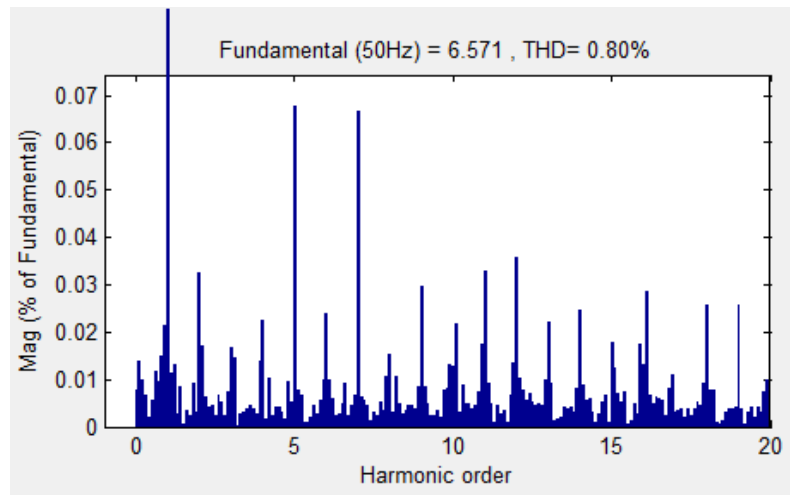


Figure II.6.j: THD du courant i_b .

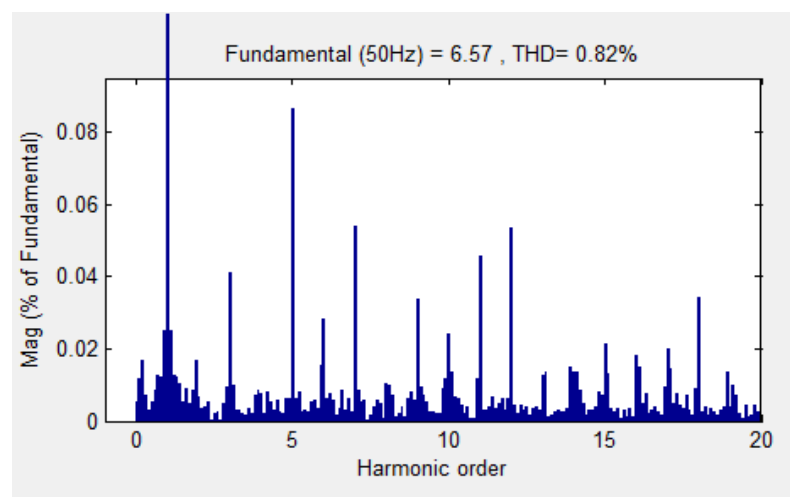


Figure II.6.k: THD du courant i_c .

III.5.4.1.1 Interprétation des résultats

Lors de la variation de l'inductance du filtre du bus alternatif, on remarque que les tensions et les courants d'entrées sont sinusoïdaux, une légère perturbation de la tension du bus continu et du courant de charge ainsi que les puissances active et réactive.

III.5.4.2 Variation de La résistance

Dans cette étape nous allons varier la résistance du filtre du bus alternatif de 1Ω à 2Ω

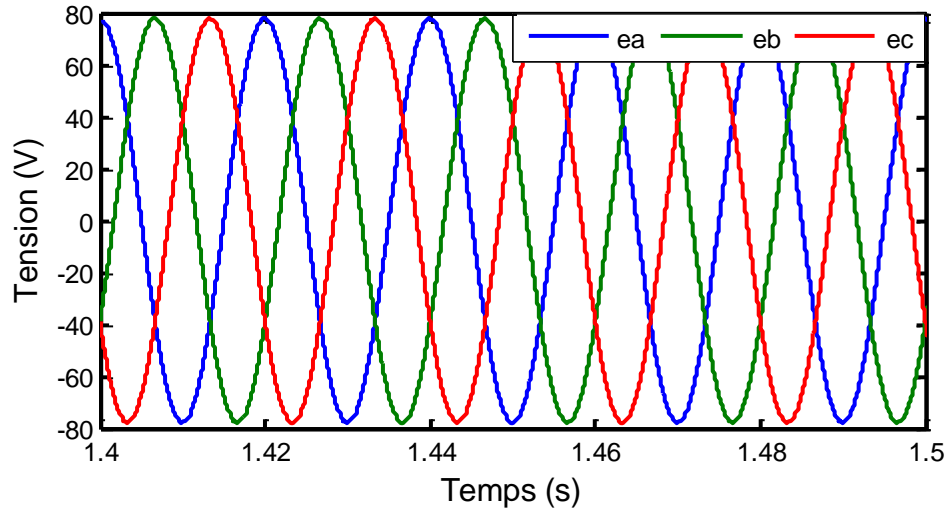


Figure II.7.a : Tensions du réseau.

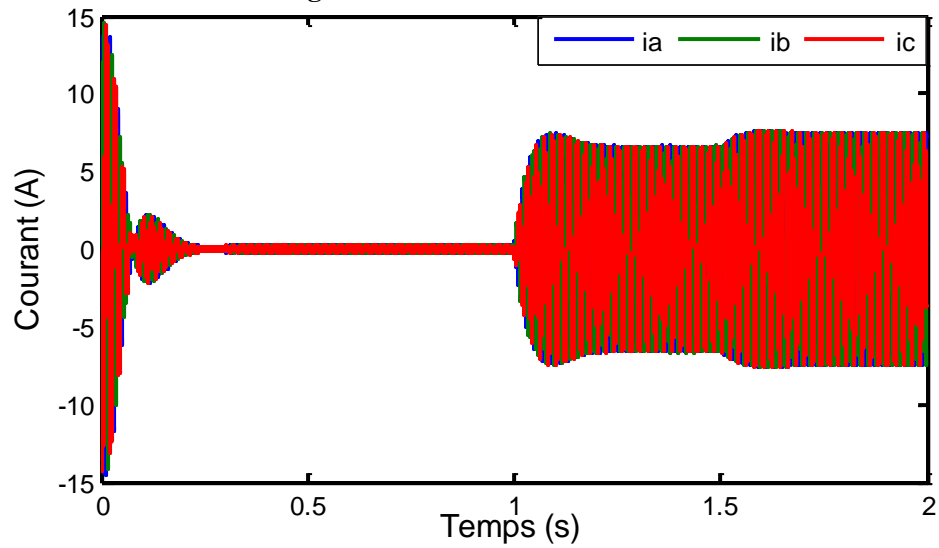


Figure II.7.b: Courants d'entrées

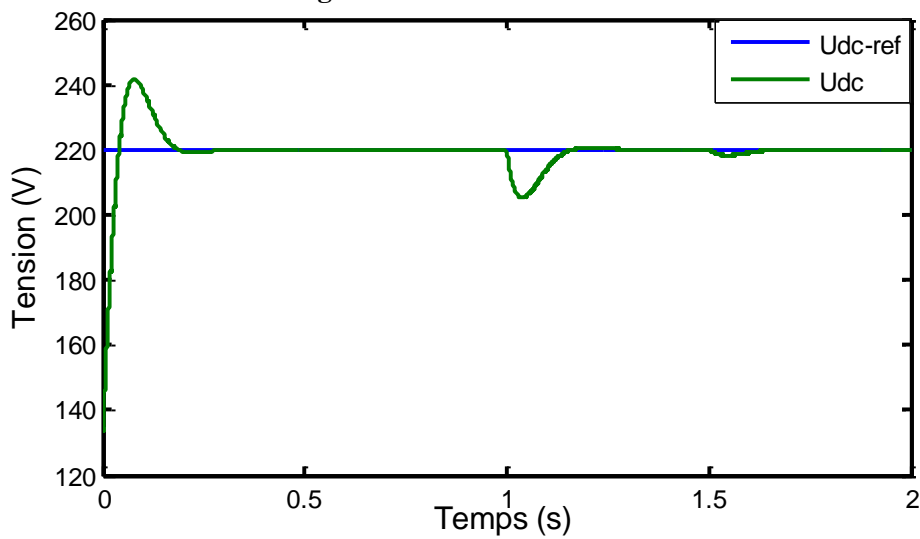


Figure II.7.c: Tensions du bus continu

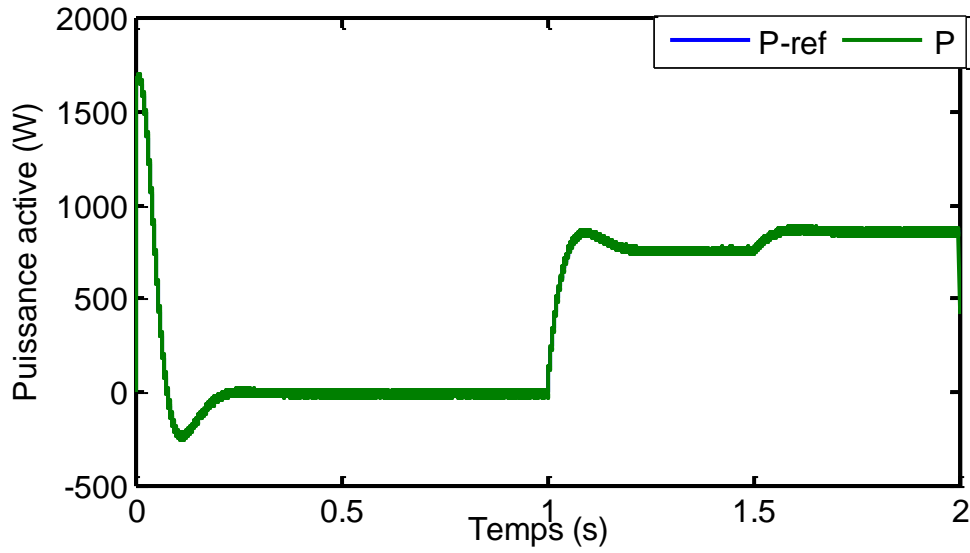


Figure II.7.d: Puissance active.

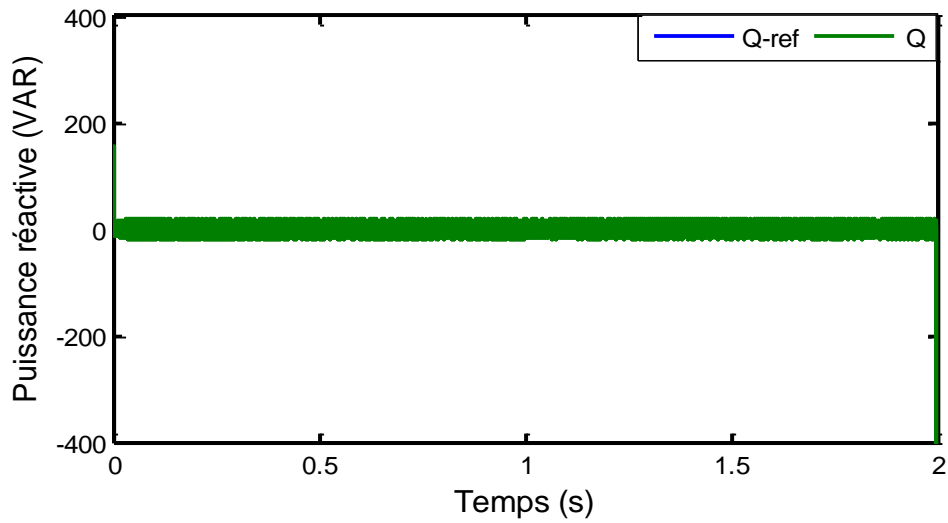


Figure II.7.e: Puissance réactive.

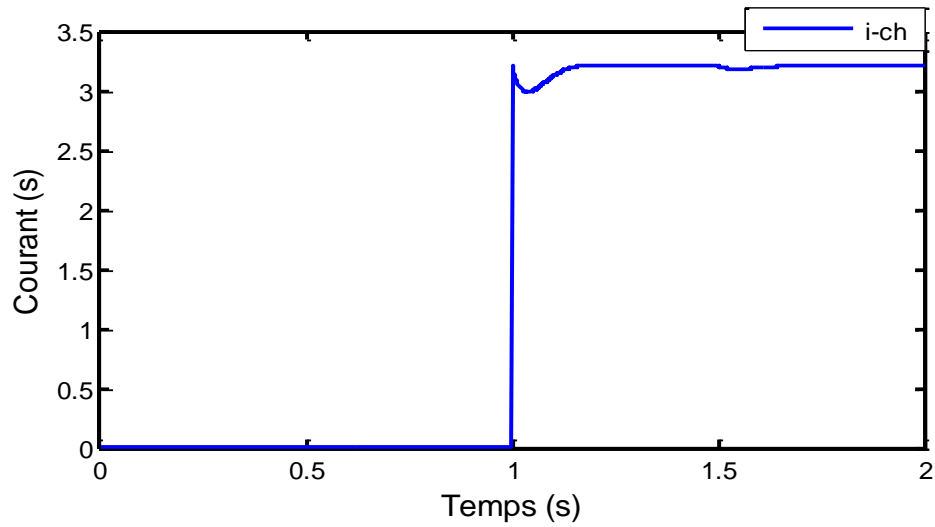


Figure II.7.g : Courant de charge.

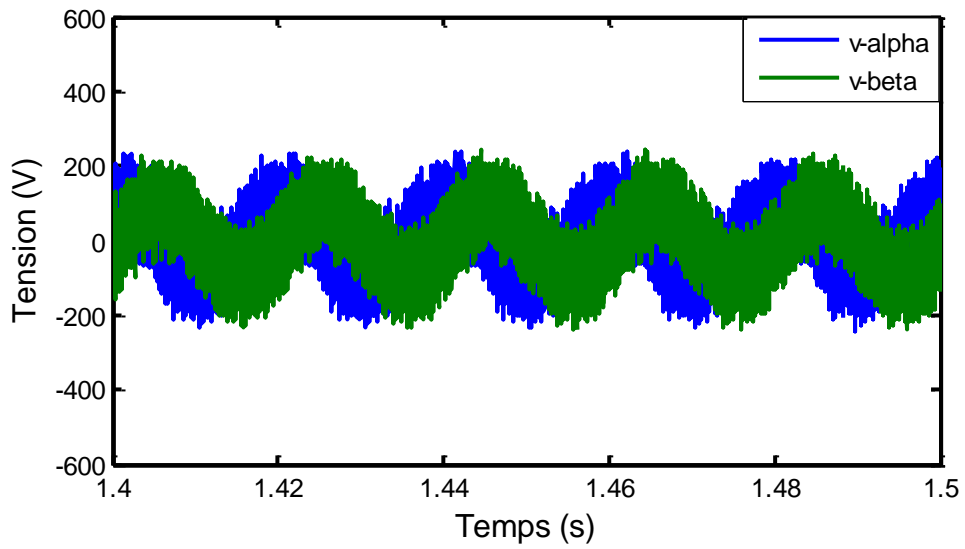


Figure II.7.g: Forme d'onde du vecteur de commande moyen calculé $v_{\alpha\beta}$.

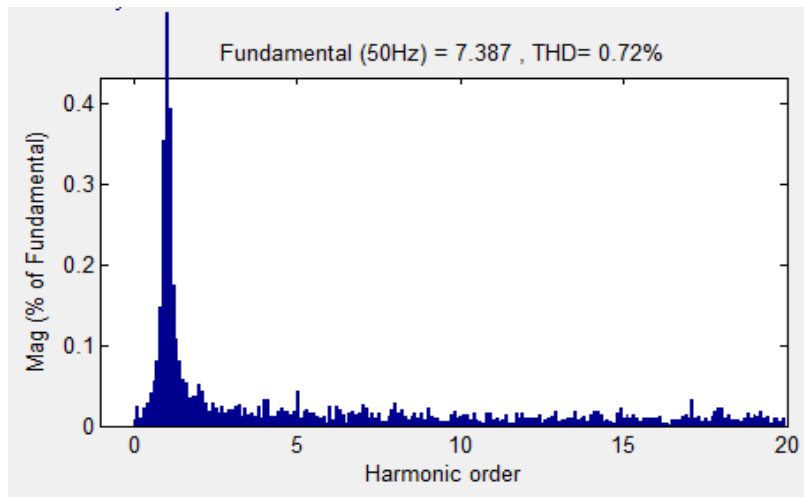


Figure II.7.h: THD du courant i_a .

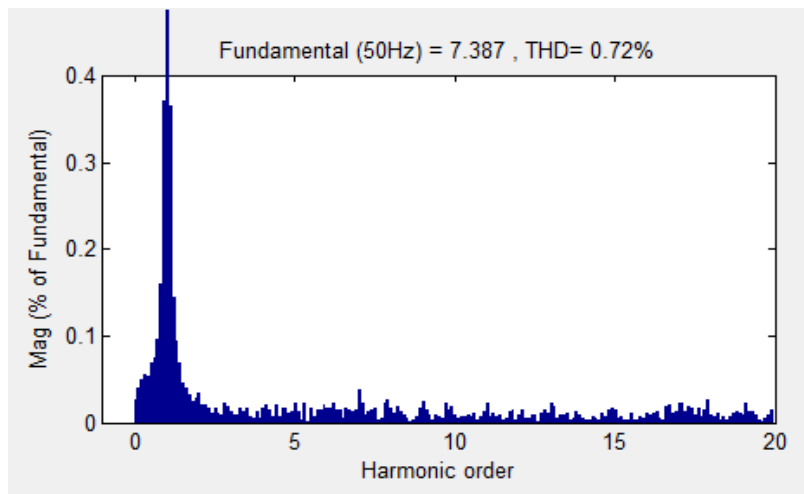


Figure II.7.i: THD du courant i_b .

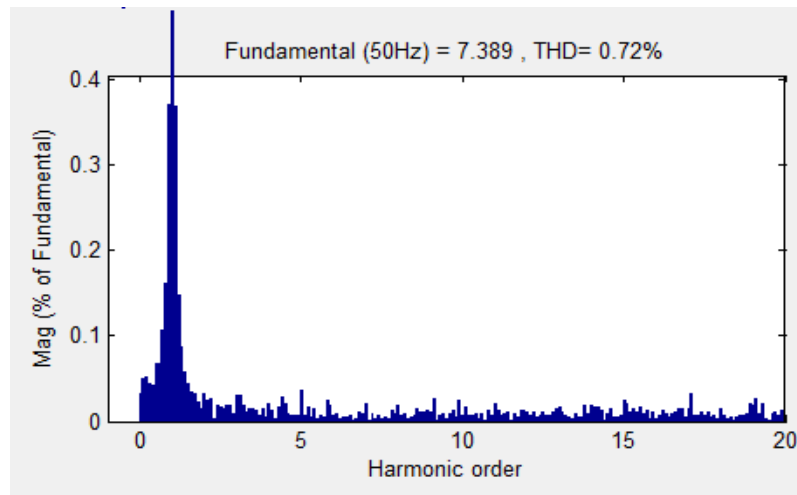


Figure II.7.j: THD du courant i_c .

III.5.4.2.1 Interprétation des résultats

La variation de la résistance du filtre du bus alternatif, engendre une augmentation d'amplitude dans les courants d'entrés en gardant la forme sinusoïdale. On remarque que la tension du bus continu diminue lors de cette variation, La puissance active augmente à l'instant de la variation de la résistance.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la simulation de l'algorithme de la commande prédictive d'un redresseur triphasé à MLI, les résultats de simulation obtenus aussi bien en régime permanent qu'en transitoire sont représentés par les différentes courbes, ils montrent la faisabilité de l'approche prédictive développées et valide ainsi les algorithmes de commande élaborés. De bonne performances sont obtenues en régime permanent et transitoire.

Conclusion générale

Le développement rapide et croissant des calculateurs numériques, permettant d'implémenter des algorithmes de commande complexes en temps réel, a conduit à introduire des commandes modernes, dites aussi avancées, pour de nombreuses applications. Ainsi, de nouvelles approches de commande hautement performantes sont apparues comme exécutable. Parmi ces commandes modernes nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à la commande prédictive d'un redresseur triphasé à *MLI* de tension connecté au réseau électrique.

Dans le premier chapitre, nous avons dans un premier temps présenté le redresseur triphasé à **Modulation de Largeur d'Impulsion** (*MLI*) de tension, ensuite nous avons passé à sa modélisation dans le repère *abc* coté alternatif et continu, au final nous avons procédé à sa simulation sous *Matlab-Simulink*.

Le deuxième chapitre de ce mémoire, est consacré au contrôle direct de puissance avec une approche prédictive (*P-DPC*). Sur la base d'un modèle prédictif du redresseur à *MLI* commandé en puissance, l'approche qui a été développée est basée sur le calcul d'un vecteur de commande moyen au début de chaque période d'échantillonnage à appliquer par le biais de la modulation vectorielle (*SVM*).

Dans le troisième chapitre, nous avons procédé à la simulation sous le logiciel *Matlab-Simulink* de la commande directe de puissance prédictive (*P-DPC*) avec réponse pile dans le repère stationnaire $\alpha\text{-}\beta$ avec et sans défaut, et à l'interprétation des différents résultats obtenus.

La simulation du système nous à permis de tirer les conclusions suivantes:

- ✓ L'apport de la commande directe de puissance prédictive du redresseur triphasé à *MLI* est bénéfique.
- ✓ De très bonnes performances sont obtenues en régime permanent et transitoire, avec une meilleure convergence des puissances active et réactive vers leurs références respectives.

Les travaux que nous avons rapportés dans ce mémoire répondent aux exigences que nous nous sommes fixées, en l'occurrence la conception d'un convertisseur *AC/DC* capable à la fois de fournir une tension continue réglable de qualité et de prélever des courants sinusoïdaux et en phase avec les tensions du réseau électrique.

- [1] : B. Nicolas, « Contribution à la commande des convertisseurs statiques», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, Septembre 1996.
- [2] : B. Imane, S. Fadhila, « Contrôle direct de puissance appliqué au filtre actif parallèle», thèse de Master, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Juin 2014.
- [3] : C. Gombert, « Simulation temps-réel des dispositifs d'électronique de puissance dédiés aux réseaux d'Energie Electrique», thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Octobre 2005.
- [4] : B. Sofiane, H. Ouahiba, « Commande en tension et analyse de stabilité d'un redresseur triphasé à MLI», Thèse de Master, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, Septembre 2015.
- [5] : F. Defay, « Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif», Thèse de doctorat, Université de Toulouse, 2008.
- [6] : A. Merabet, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone», Thèse de doctorat, Université de Québec, 2008.
- [7] : A. Bouafia, « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance, Application aux redresseurs à MLI», Thèse de doctorat, Université de Ferhat Abbas, Sétif, Octobre 2010.
- [8] : L. Merabet, « Commande prédictive non linéaire de la machine à induction», Thèse de magister, Université d'Oum El Bouaghi, 2009.
- [9] : F. Lydoire, « Génération de trajectoires pour la locomotion artificielle et commande à horizon fuyant avec l'arithmétique d'intervalles», Thèse de doctorat, Université de Montpellier-II, 2004.
- [10] : P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, J. Rodriguez, «Predictive control in power electronics and drives», IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [11] : A. Bouafia, F. Krim, J-P. Goubert, « Fuzzy logic-based switching state selection for direct power control of three-phase PWM rectifier», IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1984-1992, jan. 2009.
- [12] : Y. Zhang, C. Qu, « Direct power control of a pulse width Modulation Using Space Vector Modulation Under Unbalanced Grid Voltages», IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 30, no. 10, October 2015.
- [13] : G. Grellet, G. Clere« Actionneurs électriques : Principes/Modèles/Commandes», Edition Eyrolles, Paris, 1997.

[14] : N. Belhaouchet, « Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées, Application : Amélioration de la qualité de l'énergie», Thèse de doctorat, Université Ferhat Abbas, Sétif, Juillet 2011.

Chapitre I : Modélisation et simulation d'un redresseur triphasé à MLI de tension

**Chapitre II : Commande
directe de puissance
prédictive du redresseur
triphase à MLI**

Chapitre III : Résultats de simulation de la commande prédictive du redresseur à MLI

Références bibliographiques