



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des sciences et de la technologie
Département de Génie Electrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Electrotechnique
Machines Electriques

Réf. :

Présenté et soutenu par :
GASMI AYA

Le : dimanche 26 juin 2022

Commande d'un redresseur triphasé par linéarisation Par Entrée-Sortie

Jury :

Pr.	CHENOUFFI HALIM	MM	Université de BISKRA	Président
M.	AMRANI ISHAQ	MCB	Université de BISKRA	Rapporteur
Pr.	DARAJI BALOUM KARIMA	MAA	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2021/2022



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies
Filière : Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Réf. :

Commande d'un redresseur triphasé par linéarisation par Entrée-Sortie

Le : Dimanche 26 JUIN 2022

Présenté par :

GASMI Aya.

Avis favorable de l'encadreur :

AMRANI Ishaq

Signature Avis favorable du Président du Jury

CHENOUI HALIM

Cachet et signature

DÉDICACE

Je dédie ce travail à :

Ce modeste travail avec toute mon affection

A moi-même

*A mes très chers parents: LKHEMISSI et GEURIRA
FOUZIA, que dieu les garde et les protège pour leurs
soutien moral et financier, pour leurs encouragements et
les sacrifices qu'ils ont endures.*

Mon chère frère MOUHAMED RAHMOUNE.

Mes chères sœurs SALSABIL et RITAGE.

*A mes chères amis: HOUDA, RANIA, YOUSERA,
ANISSA, OUMAIMA, AMIRA.*

Ma chère famille.

Tous mes amis (es).

*A tous les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique
promotion 2022.*

Tous ceux que je connais.

GASMI AYA

REMERCIEMENT

*La réalisation de ce mémoire a été possible grâce au
plusieurs personnes à qui je voudrais témoigner tout
ma reconnaissance*

*Je voudrais tout d'abord adresser toute ma gratitude
à mon encadreur de ce mémoire ;*

*AMRANI ISHAQ ; pour sa patience, sa disponibilité et
surtout ses judicieux conseils,*

Qui ont contribué à alimenter ma réflexion

*Je désire aussi remercier les professeurs «chenoufi
HALIM» « daraji baloum Karima »*

*Qui m'ont fourni les outils nécessaires à la réussite de
mes études universitaires*

*Je voudrais exprimer à reconnaissance envers les amis
et collègues qui m'ont apporté leur support moral et
intellectuel tout au long de ma démarche*

*Un grand merci à mon frère Rahmoune et mon amie
GUENDOUZ RANIA de m'avoir restée à mes coté et
pour des conseils, qui m'ont facilité mon travail*

SOMMAIRE

Introduction générale.....	3
<u>Chapitre I : Modélisation d'un Redresseur MLI Triphasé</u>	
I.1- introduction.....	5
I.2- Différentes topologies de redresseurs triphasés	5
I.3- Principe de fonctionnement du redresseur MLI triphasé.....	7
I.4 - Modélisation du redresseur MLI triphasé.....	7
I.4.1 - Représentation dans le référentiel triphasé a - b - c.....	9
I.4.2 - Représentation dans le référentiel fixe a - b.....	11
I.4.3 - Représentation dans le référentiel tournant d – q.....	12
I.4.4 - Puissances active et réactive p – q	13
I.5 - THD et FFT d'un redresseur triphasé à diodes.....	14
I.6 - Paramètres utilisés lors des simulations	15
I.7-Conclusion.....	15
<u>Chapitre II : la technique de commande par bouclage</u>	
II.1-Introduction.....	16
II.2-Technique de linéarisation de rétroaction d'entrée-sortie.....	17
II.3-Modélisation des convertisseurs PWM.....	19
II .3.1- Coordonner la transformation.....	20
II.4-Contrôle non linéaire des convertisseurs PWM.....	23
II.5-Choix des sorties du système et déterminer les erreurs.....	23
II.6-Déterminer les nouvelles entrées du système	23
II.7-implémentation de MLI (PWM).....	27
II.8-Simulation.....	30

II.9-Conclusion 30

Chapitre III : la simulation et des interprétations sur les résultats

III.1-Introduction31

III.2-Résultats de simulation.....31

III.3-Conclusion.....36

Conclusion générale.....37

LISTE DES FIGURES

Fig. I.1- Topologie de base d'un redresseur de tension.....	5
Fig. I.2 -5 des topologies les plus communes d'un redresseur triphasé.....	6
Fig. I.3 - Présentation du vecteur de tension u_k	7
Fig. I.4 - Etats de commutation du pont d'un redresseur MLI.....	8
Fig. I.5 - Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées triphasées normales.....	11
Fig. I.6- Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées fixes a – b.....	12
Fig. I.7- Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le référentiel tournant d –q.....	13
Fig. I.8 - Topologie de base d'un redresseur triphasé à diodes.....	14
Fig. I.9 - Courant de ligne (THD = 31.7%).....	14
Fig. I.10 - FFT du courant de ligne.....	14
Fig. II.1- Figure II .1:(b) Circuit équivalent par phase.....	19
Fig.II.2- Redresseur de tension de tension triphasé équilibré.....	20
Fig.II.3- Diagramme des coordonnées de a-b-c, et d-q.	21
Fig. II. 4- schéma bloc de la transformation abc vers repère dq.....	22
Fig.II.5- boucle de courant i_q (v1).....	25
Fig.II.6- boucle de tension v_{dc} (v2).....	25
Fig.II.7- schéma block de la commande u_2 et v_{q-ref}	27
Fig.II.8- schéma bloc de a commande u_1 et v_{d-ref}	27
Fig.II.9- implémentation de la MLI (générer les signaux de commande).....	28
Fig.II.10- Schéma bloc globale.....	29
Figure III.1- Tension redressée.....	31
Figure III.2- Courant dans la charge.....	31
Figure III.3 - Tension de ligne et courant de ligne.....	32
Figure III.4 - composante directe et en quadrature du courant.....	33
Figure III.5- FFT de courant de ligne	33

Figure III.6- Comportement lors d'une erreur d'estimation du filtre
(10%)THD=1.85%.....35

Figure III.7 Comportement lors d'une erreur d'estimation du filtre (20%)
THD=1.84%.....35

LISTE DES SYMBOLES

Q : la puissance réactive.

P : la puissance active.

U_n : Tension de ligne.

U_{dc} : Tension continu (sortie).

R : résistance de la ligne.

L : inductance de la ligne.

C : Capacité du bus continu.

R_{ch} : Résistance de Charge.

I_{ch} : Le courant de la charge.

• **v₁, v₂, v₃** : Les tensions de la ligne

i₁, i₂, i₃ : les courants de la ligne.

e(x) : l'écart entre la variable à régler et sa référence.

r : le degré relatif de variable.

n : le degré relatif de variable.

x : variable.

u_k : vecteur de tension.

i_c : le courant de la capacité.

f_s : Fréquence d'échantillonnage.

f_c : Fréquence de commutation.

u_{sa} , u_{sb} , u_{sc} : les tension d'entrée d'un redresseur.

k: Gain intégral

THD : Total Harmonique Distortion.

AC/DC : Conversion alternative continue.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion.

LISTE DES TABLEAUX

Tab.I.1- Caractéristiques des topologies de la Fig. (I.2) et d'un redresseur à diodes..... 6

Tab.I.2- Tableau retraçant les états de commutation.....9

Tab.I.3- Tableau retraçant les paramètres utilisés lors des simulations.....15

INTRODUCTION

GENERAL

Introduction générale :

L'évolution du domaine industriel et la croissance de la population sont les facteurs fondamentaux pour lesquels la consommation de l'énergie électrique augmente régulièrement. Il est exigé, alors, aux distributeurs d'énergie d'assurer la satisfaction de leurs clients en besoin énergétique, du moment qu'une progression considérable est recensée sur les réseaux électriques. Ces équipements posent de sérieux problèmes aux distributeurs d'énergie électrique qui voient ces convertisseurs (charge non linéaire) comme des sources polluantes. En effet, les perturbations provoquées par ces convertisseurs statiques (redresseurs, gradateurs et cyclo convertisseurs) sont bien connues ; il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération des courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques. Les incidences sont à l'origine de la déformation de sa tension du réseau, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes.

Alors le redresseur à MLI est une solution intéressante et est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles et proposée. Différents avantages ; puissance réversible, faible THD, facteur de puissance Contrôle de la tension de l'unité et du bus continue. et le Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) triphasé qui permet une compensation des harmoniques et de la puissance réactive, ce qui conduit à une amélioration du facteur de puissance en ligne.

Dans notre travail nous proposons une association de contrôle par boucle, Ce travail est contenu en trois chapitres :

Le premier chapitre présente d'une manière générale les redresseurs et la technique de commande MLI. Il se termine par des simulations .

On présentera dans le deuxième chapitre la Modélisation des convertisseurs PWM et l'étude des boucles d'asservissement de courant et de tension pour le type de commande considérés (par MLI) par détermination des équations de la méthode de la

boucle pour garantir une absorption sinusoïdale du courant en ligne et maintenir une tension à la sortie du redresseur presque constante.

On présentera dans le dernier chapitre les résultats et l'analyse de son fonctionnement par simulation (sous PSIM).

En fin, on terminera ce travail par une conclusion générale.[1.2]

CHAPITRE

I

Modélisation d'un Redresseur MLI Triphasé

I.1 Introduction :

Pour mieux comprendre le fonctionnement des redresseurs triphasés, et ainsi aborder leur commande, nous devons présenter quelques généralités sur le redresseur de tension triphasé, et effectuer la modélisation du redresseur MLI triphasé, qui sera le sujet des commandes à suivre. Et donc, les divers points en questions sont les suivants :

- Plusieurs topologies de redresseur triphasé
- s.
- Principe de fonctionnement du redresseur MLI triphasé.
- Modélisation du redresseur MLI triphasé.
- Représentation du redresseur MLI triphasé dans plusieurs référentiels.
- Petite simulation d'un redresseur triphasé à diodes.
- Paramètres utilisés lors des Simulation.

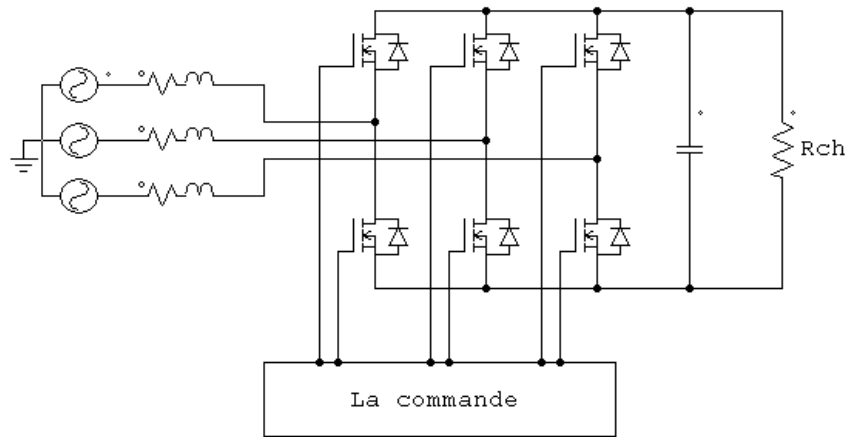


Fig. I.1 : Topologie de base d'un redresseur de tension.

I.2- Différentes topologies de redresseurs triphasés :

La topologie (a) présente une simple solution d'un convertisseur Boost avec la possibilité d'augmenter la valeur de la tension continue de sortie. Ceci est une importante caractéristique pour les convertisseurs ASD donnant une tension de sortie maximale. L'inconvénient majeur de ce redresseur est le stress sur les composants et la basse fréquence de distorsion du courant d'entrée. Les topologies (b) et (c) utilisent des modules de redresseurs MLI avec une très basse évaluation du courant (20-25% du courant efficace comparé à la topologie (e)). De là, ils sont moins coûteux, et procure la possibilité d'un freinage par récupération (b) ou filtre actif (c). La topologie (d) représente le redresseur de vienne. L'avantage principal est la faiblesse de la tension de commutation, ce qui requiert des interrupteurs non conventionnels. La topologie (e) représente la plus populaire des topologies et utilisée en ASD et récemment comme redresseur MLI. Cette topologie universelle a l'avantage d'utiliser un module triphasé peu coûteux avec un écoulement d'énergie dans les deux sens. Parmi ses inconvénients, des pertes à la commutation (current rating) et faible protection face aux (shoot-through faults). Les caractéristiques de toutes les topologies sont présentées dans le tableau (I.1). [3.4.7]

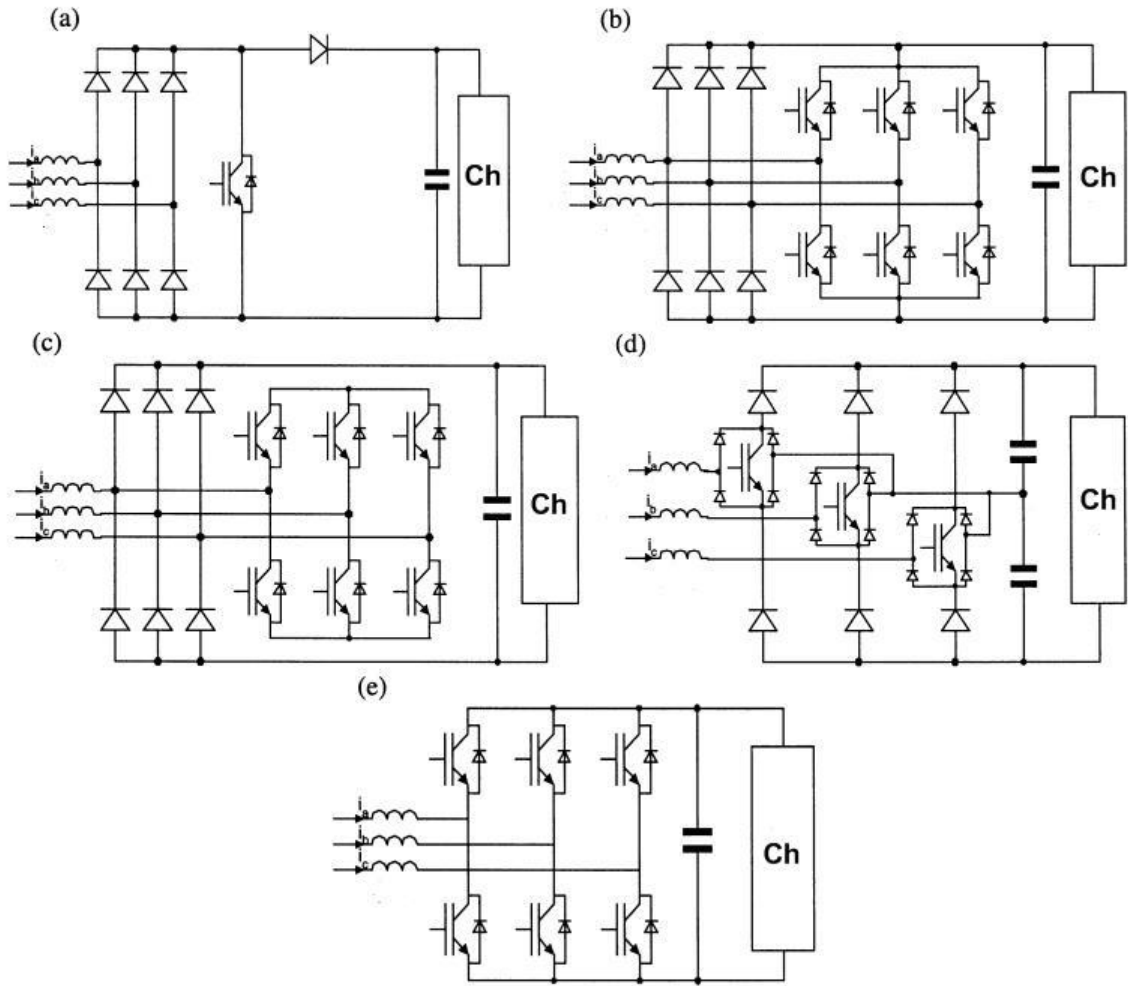


Fig. I.2 : 5 des topologies les plus communes d'un redresseur triphasé.

La dernière topologie est la plus prometteuse, et est ainsi choisie par la plupart des compagnies (Siemens, ABB ...etc). Dans un système continu de distribution de puissance, ou un convertisseur AC/DC/AC, la puissance alternative est transformée premièrement en continue grâce au redresseur triphasé. Elle fournit un facteur de puissance unitaire, et de faibles courants harmoniques.

La topologie	Régulation de la tension de sortie continue	Peu de courants harmoniques de ligne	Forme d'ondes du courant quasi-sinusoidale	Correction du facteur de puissance	Ecoulement de puissance dans les deux sens	Rq.
Redresseur à diodes	-	-	-	-	-	
(a)	+	-	-	+	-	
(b)	-	-	-	-	+	
(c)	-	+	+	+	-	UPF
(d)	+	+	+	+	-	UPF
(e)	+	+	+	+	+	UPF

Tab. I.1 : Caractéristiques des topologies de la Fig. (I.2) et d'un redresseur à diodes.

I.3 -Principe de fonctionnement du redresseur MLI triphasé :

Contrairement aux redresseurs classiques (non commandés), les redresseurs commandés, ou aussi appelés redresseurs MLI, sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commutés, selon les besoins, à l'ouverture comme à la fermeture avec une fréquence assez élevée. Il y a deux manières de mettre en application des redresseurs MLI, redresseur à source de courant ou redresseur à source de tension. Comme ces derniers sont de loin les plus utilisés, seulement ce type du redresseur sera abordé.

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu est mesurée et comparée avec une tension de référence, le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu mesurée aux bornes du condensateur C . Quand le courant I_{ch} est positif, le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand le courant I_{ch} est négatif, le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

La commande MLI peut, non seulement, contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, et donc ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'ondes des courants de la source peuvent être maintenus comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source. [3,5,7]

I.4- Modélisation du redresseur MLI triphasé :

L'auteur a considéré la relation (Eq. I.1) pour représenter les huit états possibles de la tension d'entrée u dans un plan complexe $\alpha - \beta$:

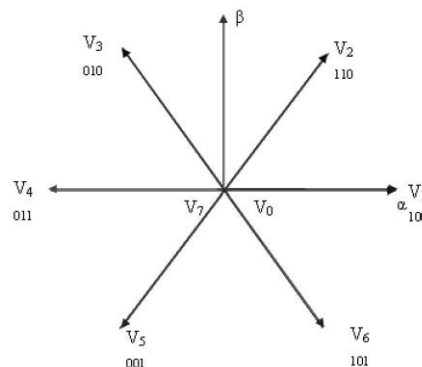


Fig. I.3 : Présentation du vecteur de tension u_k .

$$u_{k+1} = \begin{cases} \frac{2}{3} \\ u_7 = u_0 = 0 \end{cases} U_{dc} e^{jk\pi/3} \text{ pour } k = 0 \dots 5 \quad (\text{I.1})$$

Les huit états de commutation sont représentés ci-dessous :

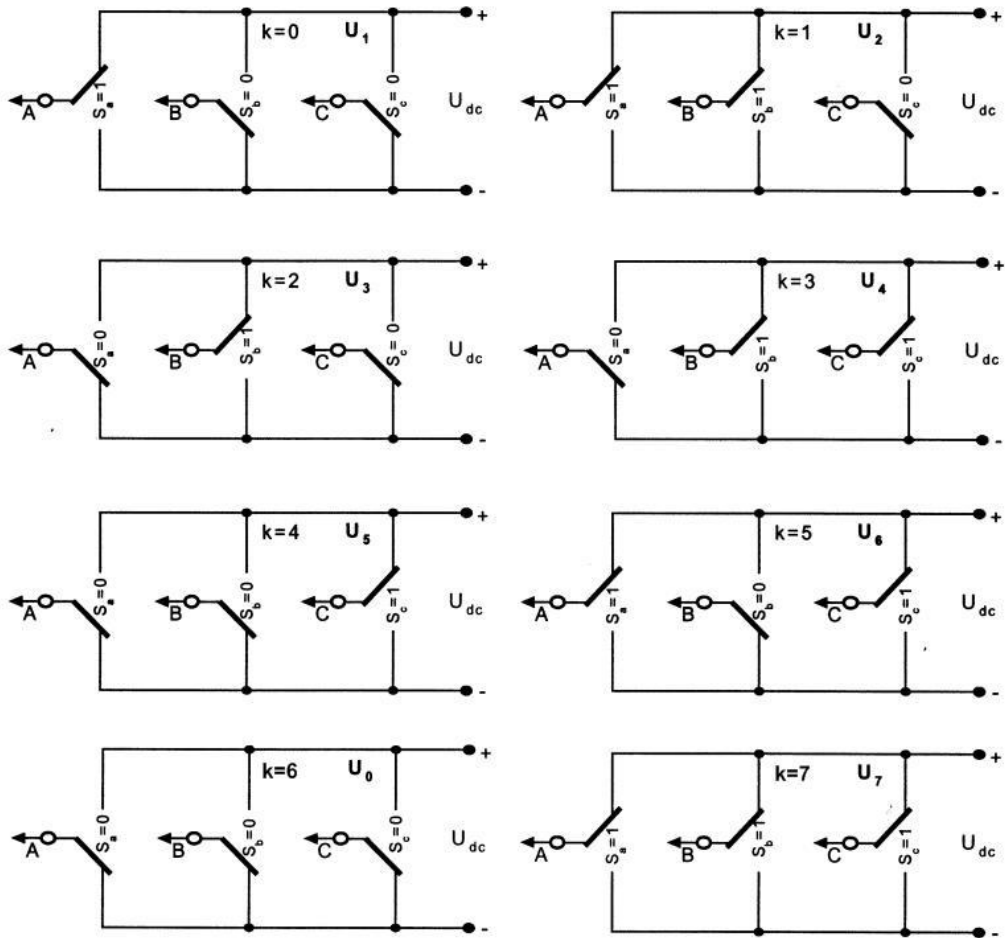


Fig. I.4 : Etats de commutation du pont d'un redresseur MLI.

Et sont résumés dans le tableau qui suit :

K	S_a	S_b	S_c	u_{Sab}	u_{Sbc}	u_{Sca}
0	1	0	0	U_{dc}	0	$-U_{dc}$
1	1	1	0	0	U_{dc}	$-U_{dc}$
2	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}	0
3	0	1	1	$-U_{dc}$	0	U_{dc}
4	0	0	1	0	$-U_{dc}$	U_{dc}
5	1	0	1	U_{dc}	$-U_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

Tab. I.2 : Tableau retraçant les états de commutation.

Du tableau, on peut écrire les tensions d'entrée du redresseur d'une manière générale comme suit : **[3,4, 5, 6, 7]**

$$\begin{aligned}
 u_{Sab} &= S_a - S_b U_{dc} \\
 u_{Sbc} &= S_b - S_c U_{dc} \\
 u_{Sca} &= S_c - S_a U_{dc}
 \end{aligned} \tag{I.2}$$

D'où on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{aligned}
 u_{Sa} &= f_a U_{dc} \\
 u_{Sb} &= f_b U_{dc} \\
 u_{Sc} &= f_c U_{dc}
 \end{aligned} \tag{I.3}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 f_a &= \frac{2S_a - S_b + S_c}{3} \\
 f_b &= \frac{2S_b - S_a + S_c}{3} \\
 f_c &= \frac{2S_c - S_a + S_b}{3}
 \end{aligned} \tag{I.4}$$

I.4.1 Représentation dans le référentiel triphasé $a-b-c$:

Les équations de la tension pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme :

$$u_L = \underline{u}_i + \underline{u}_s \tag{I.5}$$

$$u_L = R \underline{i}_L + L \frac{d\underline{i}_L}{dt} + \underline{u}_s \tag{I.6}$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{Sa} \\ u_{Sb} \\ u_{Sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Et la tension d'entrée du redresseur peut être écrite comme suit :

$$u_{Sn} = U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) / S \in 0,1 \quad (\text{I.8})$$

Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu sous la forme :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{I.9})$$

Le courant dans la capacité peut aussi être écrit comme :

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{I.10})$$

Aussi, le courant i_c est la somme du produit des courants de chaque phase par l'état de son interrupteur :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (\text{I.11})$$

Donc, le côté alternatif du redresseur :

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + R i_a &= u_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = u_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} S_a + S_b + S_c \right) \\ L \frac{di_b}{dt} + R i_b &= u_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = u_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} S_a + S_b + S_c \right) \\ L \frac{di_c}{dt} + R i_c &= u_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = u_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} S_a + S_b + S_c \right) \end{aligned} \quad (\text{I.12})$$

Où les tensions du réseau sont exprimées par :

$$\begin{aligned} u_a &= E_m \sin \omega t \\ u_b &= E_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ u_c &= E_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{I.13})$$

Les équations précédentes peuvent alors être résumées comme suit :

$$\left(L \frac{d}{dt} + R \right) i_n = u_n - U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{I.14})$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{n=a}^c S_n i_n - i_{ch} \tag{I.15}$$

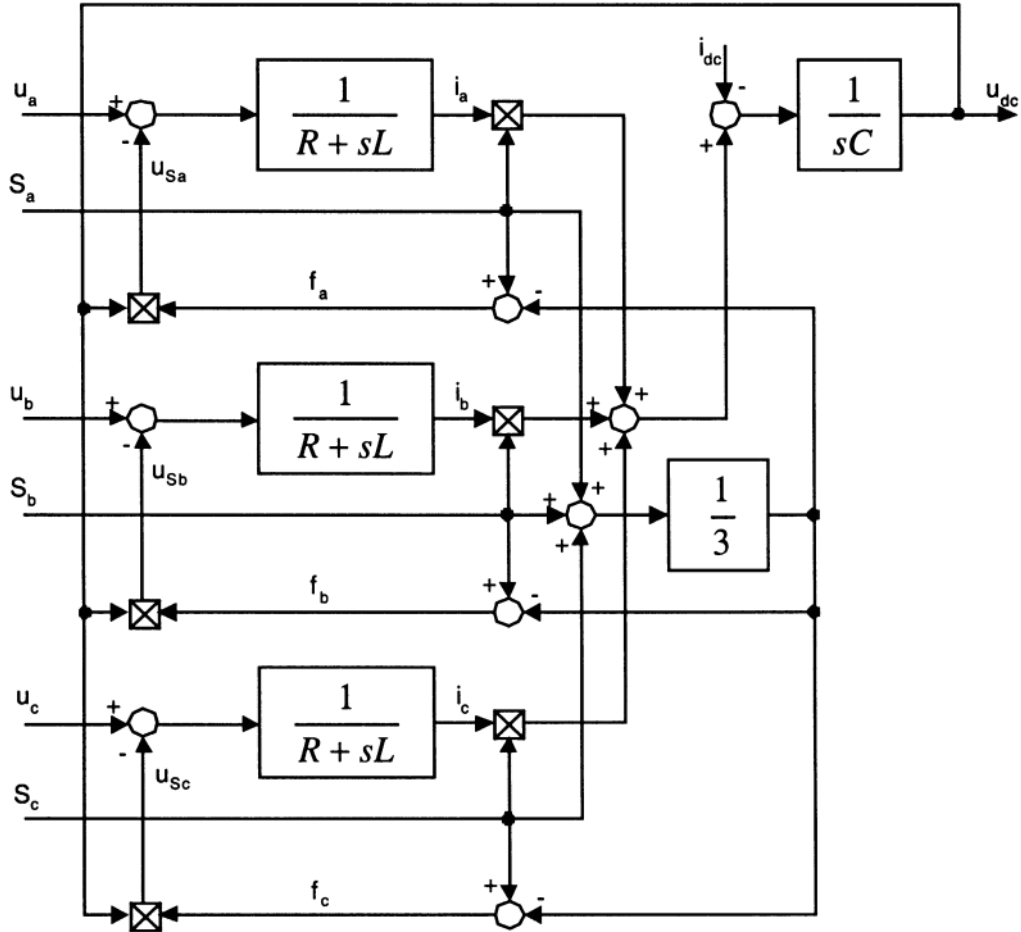


Fig. I.5 : Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées triphasées normales.

[3, 4, 5, 7]

I.4.2- Représentation dans le référentiel fixe $\alpha - \beta$:

Les équations de tensions dans le repère fixe $\alpha - \beta$ sont obtenues par l'application des équations ... avec :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \tag{I.16}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

Ce qui donne :

$$Ri_{L\alpha} + L \frac{di_{L\alpha}}{dt} = u_{s\alpha} - U_{dc}S_\alpha \quad (\text{I.18})$$

$$Ri_{L\beta} + L \frac{di_{L\beta}}{dt} = u_{s\beta} - U_{dc}S_\beta \quad (\text{I.19})$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{n=\alpha}^{\beta} S_n i_{Ln} - i_{ch} = \frac{3}{2} S_\alpha i_{L\alpha} + S_\beta i_{L\beta} - i_{ch}$$

Où

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) , S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_b - S_c)$$

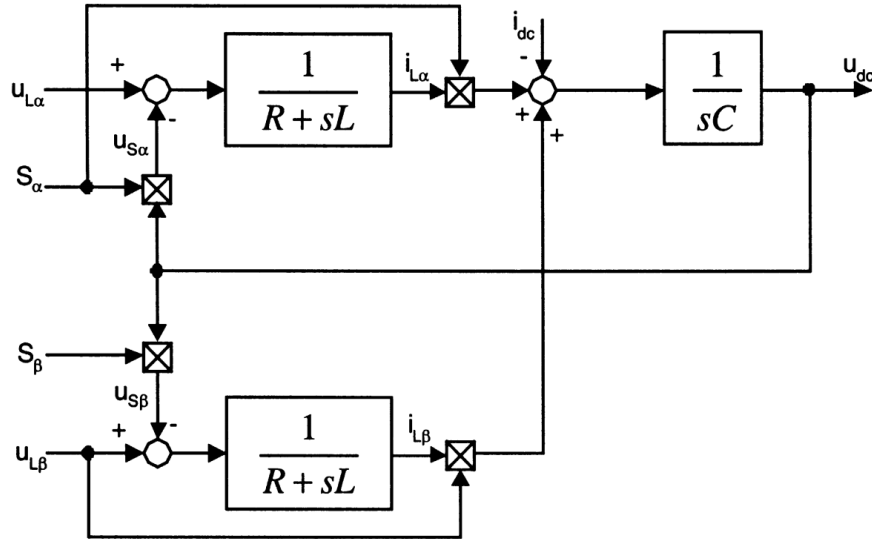


Fig. I.6 : Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans les coordonnées fixes $\alpha - \beta$.
[3, 4, 5, 6, 7]

I.4.3- Représentation dans le référentiel tournant $d - q$:

Les équations dans le repère tournant $d - q$ sont aussi obtenues à l'aide de la transformation :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Ainsi :

$$\begin{aligned} u_{Ld} &= R i_{Ld} + L \frac{di_{Ld}}{dt} - \omega L i_{Lq} + u_{Sd} \\ u_{Lq} &= R i_{Lq} + L \frac{di_{Lq}}{dt} - \omega L i_{Ld} + u_{Sq} \end{aligned} \quad (I.23)$$

Où

$$S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t, \quad S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t$$

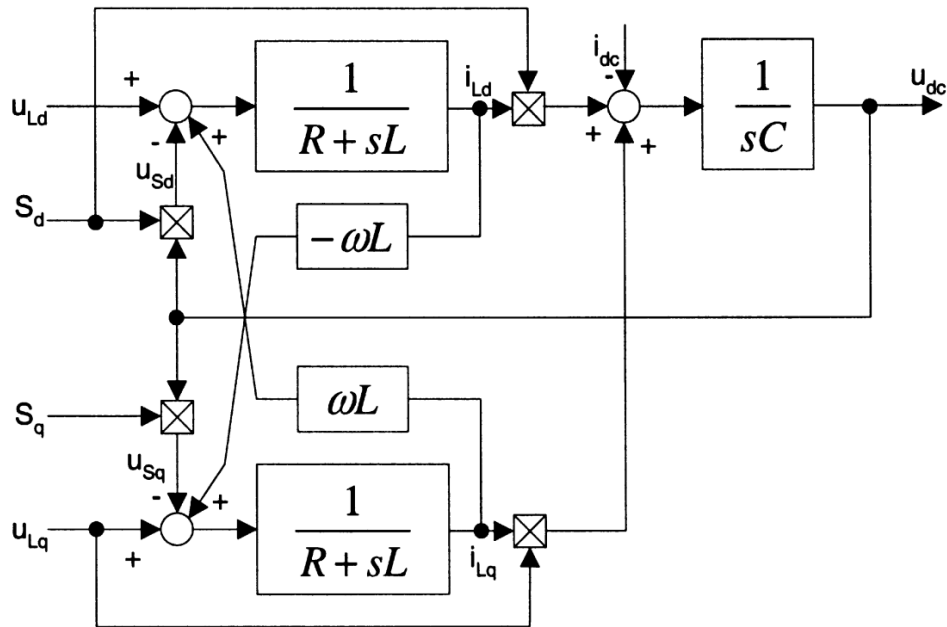


Fig. I.7 : Schéma fonctionnel d'un redresseur MLI dans le référentiel tournant $d - q$.
[3, 4, 5, 6, 7]

I.4.4 -Puissances active et réactive p, q [3, 4, 6,7] :

Les puissances active et réactive alimentées par la source sont données par :

$$p = \text{Re } \underline{u} \cdot \underline{i}^* = u_\alpha i_\alpha + u_\beta i_\beta = u_a i_a + u_b i_b + u_c i_c \quad (I.24)$$

$$q = \text{Im } \underline{u} \cdot \underline{i}^* = u_\beta i_\alpha - u_\alpha i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} u_{bc} i_a + u_{ca} i_b + u_{ab} i_c \quad (I.25)$$

I.5-THD et FFT d'un redresseur triphasé à diodes :

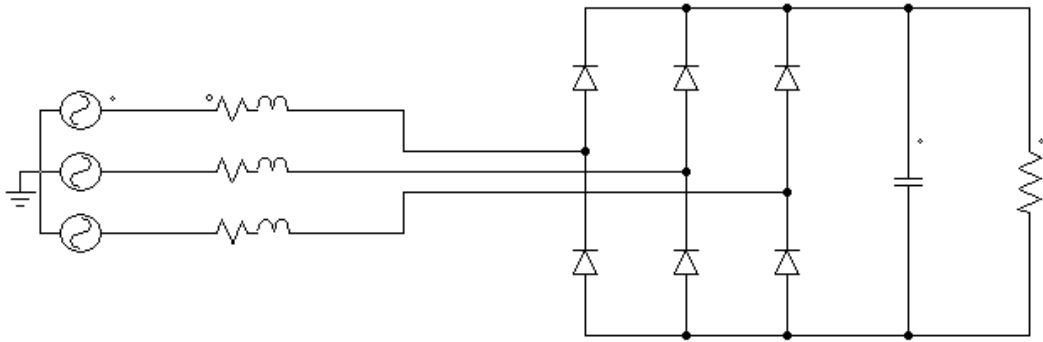


Fig. I.8 : Topologie de base d'un redresseur triphasé à diodes.

Petite simulation d'un redresseur triphasé à diodes, réalisée grâce au logiciel PSim, pour connaître le THD et la FFT du courant de ligne, et ceci, afin de juger de la différence existante entre les redresseurs commandés et non commandés. Tout cela, concernant ces mêmes THD et FFT, c'est-à-dire, lissage du courant et taux d'harmoniques présent en celui-ci. (5)

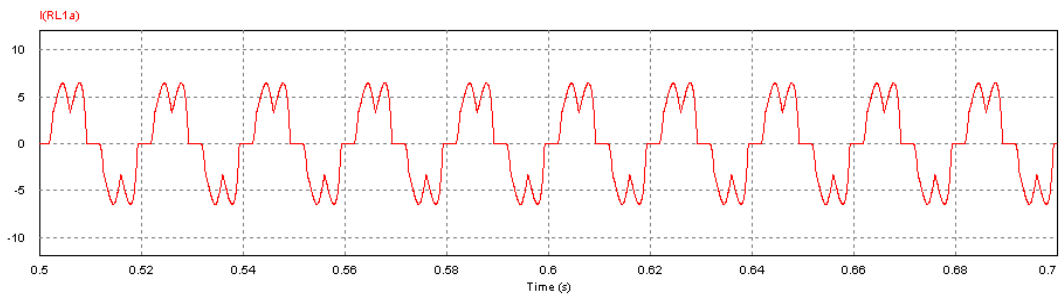


Fig. I.9 : Courant de ligne (THD = 31.7%).

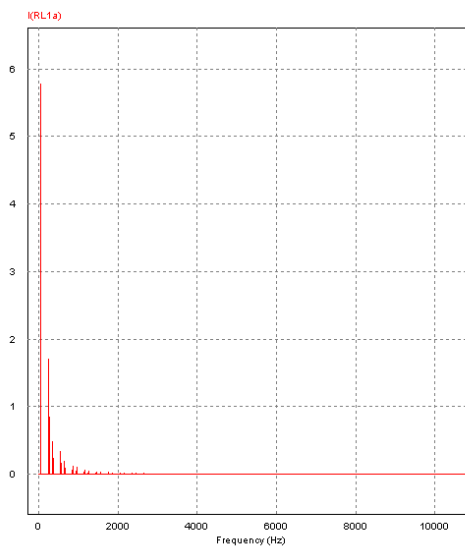


Fig. I.10 : FFT du courant de ligne.

I.6-Paramètres utilisés lors des simulations :

	DPC VF-DPC	VOC VFOC
Fréquence d'échantillonnage f_s	50kHz	5kHz
Résistance R	100mO	
Inductance L	10mH	
Capacité du bus continu C	1mF	
Résistance de Charge R_{ch}	1000	
Fréquence de commutation f_c	3.5kHz	5kHz
Tension de ligne u_n	230 RMS	
Fréquence du réseau f	50 Hz	
Tension du bus continu de référence U_{dc}	620 V	
Gain proportionnel k_{pv} de la tension	0.001	0.31416
Gain intégral k_{iv} de la tension	0.01	3.1416
Gain proportionnel k_{pi} du courant		31.416
Gain intégral k_{ii} du courant		314.16

Tab. I.3 : Tableau retraçant les paramètres utilisés lors des simulations.

I.7-Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques topologies du redresseur triphasé ainsi que le principe de fonctionnement du redresseur MLI triphasé, la modélisation de ce dernier et sa représentation en plusieurs référentiels. Nous avons simulé aussi un redresseur triphasé à diodes à un but de comparaison avec les redresseurs commandés. Et nous l'avons conclu avec le tableau (I.3) qui retrace tous les paramètres utilisés lors des simulations à venir.

CHAPITRE

II

La technique de commande par
Entrée-Sortie

II.1 Introduction :

Le travail abordé au cours de porte essentiellement sur la commande d'un système non linéaire. La procédure la plus élémentaire pour synthétiser une commande pour un système non linéaire est d'obtenir un modèle linéaire de ce système autour d'un point d'équilibre en utilisant les jacobéennes des fonctions non linéaires intervenant dans les équations décrivant le système. Cependant, en dépit de sa simplicité, cette procédure contraint le contrôleur à agir dans un domaine très restreint au voisinage du point d'équilibre. Ceci conduit à des performances en boucle fermée souvent médiocres. Nous sommes intéressés particulièrement aux commandes linéarisâtes par retour d'état. L'intérêt de ces stratégies réside dans le fait qu'une fois le système linéarisé, on peut lui imposer un comportement d'un système linéaire par injection de nouvelles commandes additionnelles. D'autre part, le bouclage linéarisant est déterminé à partir du modèle non linéaire exacte et ne nécessite pas une approximation numérique autour du point de fonctionnement. Cependant, il n'est pas toujours aisé de concevoir des bouclages linéarisant. En effet, l'existence même de ces bouclages est assujettie à des conditions souvent non satisfaites par le système. Dans ce cas, on a recourt à des bouclages linéarisant de manière approximative[8].

La linéarisation exacte par changement de coordonnées et bouclage des systèmes non linéaire est une approche attractive car elle permet d'attribuer au système non linéaire un comportement linéaire dont les caractéristiques en termes de régime transitoire (temps de Réponse, dépassements, oscillations, ...) et de régime statique (écart statique, et gain statique) sont plus indiquées pour qualifier les performances du système.

Cependant, la linéarisation par bouclage n'est pas toujours possible. En effet, le système doit satisfaire certaines conditions. Plus précisément, dans le cas d'une linéarisation entrée-état, on doit rechercher la sortie fictive de telle manière que le degré relatif soit égal à la dimension du système. L'existence de cette sortie est liée à deux conditions fondamentales qui sont celle de la commandabilité.

Il faut remarquer que cette méthode a été utilisée même dans le cas où le système remplit les conditions de linéarisabilité par changement de coordonnées et par bouclage. En effet même

Dans ce cas, la construction de la transformation de coordonnées reste une tâche complexe. Cette méthode offre donc une procédure pour construire la transformation de coordonnées.

II.2-Technique de linéarisation de rétroaction d'entrée-sortie :

La linéarisation de la rétroaction peut être utilisée comme méthodologie de conception non linéaire. L'idée de base est transformer d'abord un système non linéaire en un système (entièrement ou partiellement) linéaire, puis utiliser les techniques de conception linéaire bien connues et puissantes pour compléter la conception de contrôle. Il est complètement différent de la linéarisation conventionnelle. Dans la linéarisation de rétroaction, au lieu d'approximations linéaires de la dynamique, le processus est effectué par état exact transformation et rétroaction. Par ailleurs, on pense que le système d'origine est transformé sous une forme équivalente plus simple. De plus, il existe deux méthodes de linéarisation par rétroaction qui sont la linéarisation de la rétroaction d'état d'entrée et d'entrée-sortie

La technique de linéarisation de la rétroaction entrée-sortie est résumée par trois règles ;

- Dérivation de la sortie jusqu'à ce que l'entrée apparaisse
- Choisir une nouvelle variable de contrôle qui permet de réduire l'erreur de suivi et d'éliminer la non-linéarité
- Étudier la stabilité de la dynamique interne qui fait partie de la dynamique du système ne peut pas être observé dans la linéarisation entrée-sortie.

S'il est considéré comme un système d'entrée-sortie, comme dans (1)-(2)

$$\dot{X} = f(x) + g(x)u \quad (1)$$

$$y = h(x) \quad (2)$$

Pour obtenir la linéarisation entrée-sortie de ce système, il faut différencier les sorties y jusqu'à ce que entrées u apparaisse. L'équation (3) est obtenue.

$$\dot{y} = \frac{\partial h}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f h(x) + L_g h(x)u \quad (3)$$

$L_f h$ et $L_g h$ sont les dérivées de Lie de $f(x)$ et $h(x)$, respectivement et identifiées dans (4)

$$L_f h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} f(x) , L_g h(x) = \frac{\partial h}{\partial x} g(x) \quad (4)$$

Si le k est pris comme une valeur constante ; k . dérivées d'ordre de $h(x)$ et 0. Dérivée d'ordre de $h(x)$ sont représentés dans (5) - (6), respectivement.

$$L_f^k h(x) = L_f L_f^{k-1} h(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1} h)}{\partial x} f(x) \quad (5)$$

$$L_f^0 h(x) = h(x) \quad (6)$$

Après la première dérivation, si L_g est égal à "0", l'équation de sortie devient $\dot{y} = L_f h(x)$.

Cependant, il est indépendant de l'entrée u . Il faut donc prendre une dérivée de sortie à nouveau.

La seconde dérivation de la sortie peut être écrite dans (9), à l'aide de (7)-(8).

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial(L_f h)}{\partial x} g(x) \quad (7)$$

$$L_f^2 h(x) = L_f L_f h(x) = \frac{\partial(L_f h)}{\partial} f(x) \quad (8)$$

$$\ddot{y} = \frac{\partial(L_f h)}{\partial x} [f(x) + g(x)u] = L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x)u \quad (9)$$

Si $L_g L_f h(x)$ est à nouveau égal à "0", \ddot{y} est égal à $L_f^2 h(x)$ et il est également indépendant de votre entrée et on continue à prendre la dérivation de la sortie. Après r fois la dérivation, si la condition de (12) est fournie, l'entrée apparaît dans la sortie et (11) est obtenue.

$$L_{g_i} L_f^{r_i-1} h_i(x) \neq 0 \quad (10)$$

$$L_{g_i} L_f^{r_i-1} + \sum_{i=1}^n (L_{g_i} L_f^{r_i-1}) u_i \quad (11)$$

En appliquant (25) pour toutes les n sorties, (24) est dérivé.

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \dots \\ y_1^{r_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_1^{r_n} h_n(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_n \end{bmatrix} = a(x) + E(x)u \quad (12)$$

$E(x)$ dans (13) est une matrice de découplage, si elle est inversible et qu'une nouvelle variable de contrôle est choisie, la transformation par rétroaction est obtenue, comme dans (14).

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_i} L_f^{r_i-1} h_1 & \dots & L_{g_n} L_f^{r_n-1} h_1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_i} L_f^{r_n-1} & \dots & L_{g_n} L_f^{r_n-1} h_n \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_n \end{bmatrix} = -E^{-1} \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{r_n} h_n(x) \end{bmatrix} + E^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_n \end{bmatrix} \quad (14)$$

L'équation (15) montre la relation entre les nouvelles entrées v et les sorties y . La relation entrée-sortie est découplée et linéaire[9].

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ \dots \\ y_1^{r_n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_n \end{bmatrix} \tag{15}$$

Si la dynamique d'erreur en boucle fermée est considérée, comme dans (16) - (17), (18) définit De nouvelles entrées pour suivi de commande.

$$\begin{bmatrix} e_1^r + k_{1(r-2)}e_1^{r-1} + \dots + k_{11}e_1^1 + k_{10}e_1 \\ \dots \\ e_n^r + k_{n(r-2)}e_n^{r-1} + \dots + k_{21}e_1^1 + k_{20}e_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{16}$$

$$\begin{bmatrix} e \\ \dots \\ e^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y - y^* \\ \dots \\ y^r - y^{r*} \end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_{1(r-1)}y^{r-1} - \dots - k_{11(r-1)}y^1 - k_{10}(y_1 - y_1^*) \\ \dots \\ -k_{n(r-1)}y^{r-1} - \dots - k_{21(r-1)}y^1 - k_{20}(y_1 - y_n^*) \end{bmatrix} \tag{18}$$

II.3-Modélisation des convertisseurs PWM :

Un circuit de puissance et un circuit équivalent par phase du convertisseur de source de tension PWM sont représentés sur la figure II.1.on suppose qu'une charge résistive RL est connectée à la borne de sortie[10].

Une équation de tension est dérivée de figure II.1 (b) comme :

$$e_s = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} + v_r \tag{19}$$

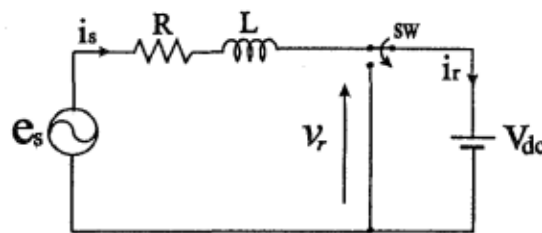


Figure II .1:(b) Circuit équivalent par phase.

Ou e_s , I_s et v_r sont les tensions de source, respectivement R et L signifient respectivement la résistance de ligne et l'inductance d'entrée. Considérant les termes du triphasé, si l'on transforme (1) en un référentiel synchrone, alors Circuit d'alimentation.

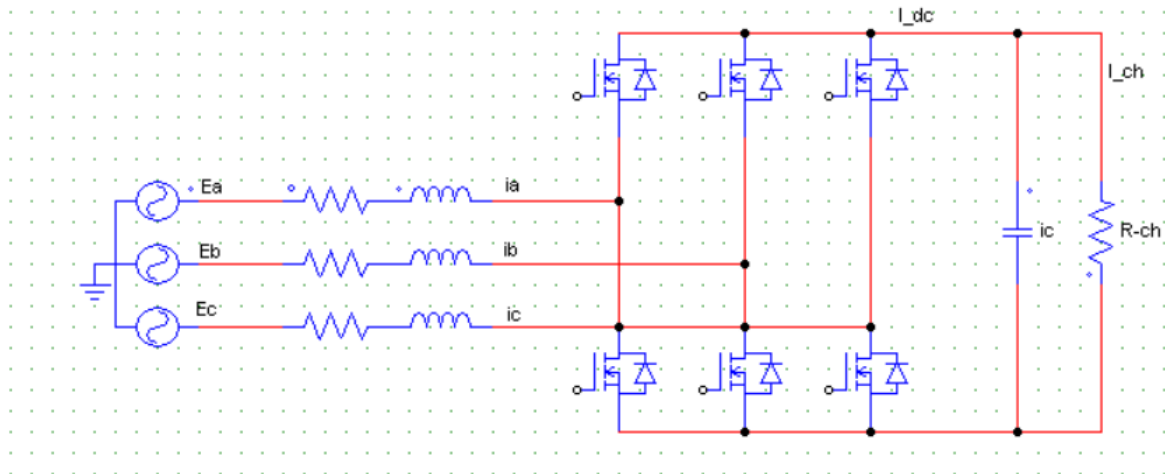


Figure .II.2 : Redresseur de tension de tension triphasé équilibré.

u_L : représenter la source de tension.

i_L : représenter source de courant .

u_s : représenter convertisseur de la tension d'entrée.

R et L : sont la résistance et l'inductance de ligne respectivement

II .3.1- Coordonner la transformation :

On applique le système transformation coordonner, pour faire une transformation, il y a trois coordonnées dont les relations sont illustrés par la figure II.3, qui sont a-b-c, d-q. a-b-c est la coordonnée triphasée, d-q est coordonnée stationnaire et d-q est la coordonnée rotative qui fait tourner la vitesse ω [9].

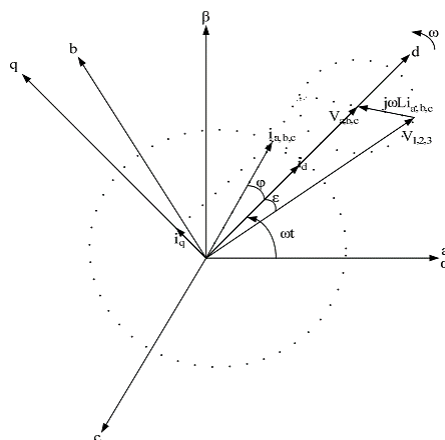


Fig. II. 3 : Diagramme des coordonnées de a-b-c, et d-q.

La transformation d-q est une transformation des coordonnées du système stationnaire triphasé système de coordonnées au système de coordonnées rotatif d-q.

Une représentation d'un vecteur dans n'importe quel l'espace à n dimensions est réalisé par le produit d'une transposée à n-dimensions vecteur (base) d'unités de coordonnées et une représentation vectorielle du vecteur, dont les éléments sont des projections correspondantes sur chaque axe de coordonnées, normalisées par leurs valeurs unitaires. Dans espace triphasé (tridimensionnel), il ressemble à (5).

$$X_{abc} = [a_u \quad b_u \quad c_u] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (20)$$

Nous avons les équations mathématiques du modèle de convertisseurs, comme montrées dans les équations suivantes grâce à l'utilisation le repère d-q synchronisé avec la fréquence du réseau ω . Le module de convertisseur de puissance est alimenté par la tension du réseau triphasé par l'intermédiaire des trois inductances de ligne symétriques.

$$L \frac{di_{de}}{dt} - \omega L i_{qe} + R i_{de} = e_{de} - v_{de} \quad (21)$$

$$L \frac{di_{qe}}{dt} + \omega L i_{de} + R i_{qe} = e_{qe} - v_{qe} \quad (22)$$

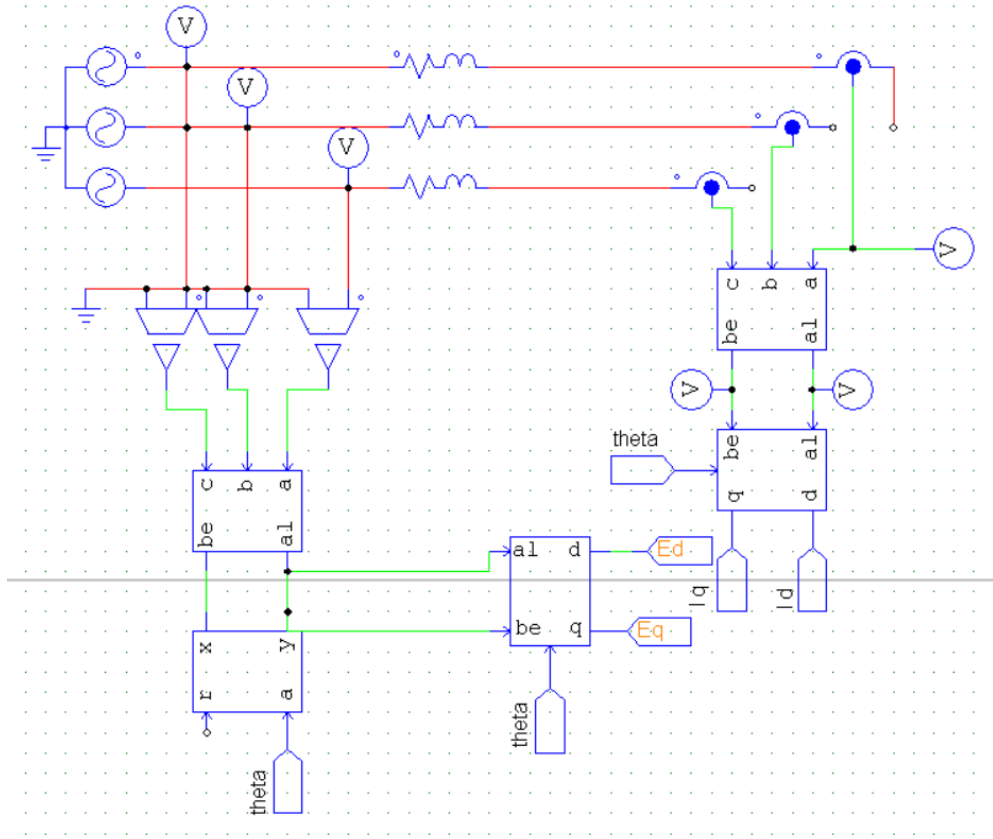


Fig. II. 4 : schéma bloc de la transformation abc vers repère dq.

Ou ω est la fréquence angulaire du contrôle de tension source, la puissance d'entrée Doit fournir instantanément la somme de la puissance de charge et du taux de charge de l'énergie du condensateur. à partir de l'équilibre de puissance entre l'entrée ac et la sortie dc.

$$p = \frac{3}{2} (e_{de} i_{de} + e_{qe} i_{qe}) = v_{dc} i_{dc} \quad (23)$$

Ou la perte de résistance d'entrée et la perte de dispositif de commutation sont négligées .sont négligées.

Coté sortie,

$$i_{dc} = C \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}}{Rl} \quad (24)$$

De (22) et (23) :

$$\frac{3}{2} (e_{de} i_{de} + e_{qe} i_{qe}) = CV_{dc} \frac{dv_{dc}}{dt} + \frac{V_{dc}^2}{Rl} \quad (25)$$

Les équations (6) représentent que le système est non linéaire par rapport à V dc. D'après(21), (22), et(25), une modélisation du système est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \ddot{i}_{de} \\ \ddot{i}_{qe} \\ \dot{v}_{dc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}i_{de} & +\omega\phi i_{qe} \\ -\frac{R}{L}i_{qe} & -\omega\phi i_{de} \\ \frac{3}{2CV_{dc}}(e_{de}i_{de} + e_{qe}i_{qe}) & -\frac{v_{dc}}{RLC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_{de} & -v_{de} \\ e_{qe} & -v_{qe} \end{bmatrix} \quad (26)$$

Le système est du troisième ordre et possède deux entrées de contrôle.

II.4-Contrôle non linéaire des convertisseurs PWM :

Lorsque le modèle dynamique du convertisseur PWM de (27) est exprimé par (28) et (28), nous obtenons

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}e_{di} & +\omega i_{qe} \\ -\frac{R}{L}e_{qi} & -\omega i_{de} \\ \frac{3}{2Cv_{dc}}(e_{de}i_{de} - e_{qe}i_{qe}) & -\frac{v_{dc}}{RLC} \end{bmatrix} \quad (27)$$

$$g = \begin{bmatrix} g_1 & 0 \\ 0 & g_2 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (28)$$

$$x = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{de} \\ i_{qe} \\ v_{dc} \end{bmatrix}, u = \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_{de} & -v_{de} \\ e_{qe} & -v_{qe} \end{bmatrix} \quad (29)$$

[10]

II.5-Choix des sorties du système et déterminer les erreurs :

Comme il y a deux entrées de commande, nous avons deux sorties pour le découplage entrée-sortie. Ainsi, une entrée est utilisée pour contrôler le courant de ligne et l'autre est utilisée pour contrôler la tension du condensateur. Ainsi, les sorties peuvent être choisies comme

$$y_1 = ax_1 + bx_2 = ai_{de} + bi_{qe} \quad (30)$$

$$y_2 = x_3 = v_{dc} \quad (31)$$

Si le redresseur PWM fonctionne au facteur de puissance unitaire, la référence de i_{de} est donnée à zéro et la composante de i_{qe} joue un rôle de régulation de la tension du condensateur[10].

II.6-Déterminer les nouvelles entrées du système :

Différencier (30) et (31) jusqu'à ce qu'une entrée de commande apparaisse :

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (32)$$

$$A(x) = \left[\frac{3}{2Cv_{dc}} (e_{de}f_1 + e_{qe}f_2) - \left\{ \frac{3}{2Cv_{dc}^2} (e_{de}i_{de} + e_{qe}i_{qe}) + \frac{1}{R_{LC}} \right\} f_3 \right] \quad (33)$$

$$E = \left[\begin{array}{cc} ag_1 & ag_2 \\ \frac{3e_{de}g_1}{2Cv_{dc}} & \frac{3e_{qe}g_2}{2Cv_{dc}} \end{array} \right] \quad (34)$$

Puisque E(x) est non singulier dans la plage de fonctionnement de v_{dc} , la loi de commande est donnée

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E^{-1} \left[-A + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right] \quad (35)$$

Pour le contrôle de suivi, les nouvelles entrées de contrôle peuvent être données par :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_{1ref} & -k_{11}e_1 \\ \dot{y}_{2ref} & -k_{21}\dot{e}_2 - k_{22}e_2 \end{bmatrix} \quad (36)$$

Où $e_1 = y_1 - y_{1ref}$ et $\dot{e}_2 = \dot{y}_2 - \dot{y}_{2ref}$. Alors, les erreurs de sortie sont gouvernés par :

$$\dot{e}_1 + k_{11}e_1 = 0 \quad (37)$$

$$\ddot{e}_2 + k_{21}\dot{e}_2 + k_{22}e_2 = 0 \quad (38)$$

En plaçant les emplacements des pôles souhaités dans le demi-plan gauche, un suivi asymptotique est obtenu et les gains k_{ij} sont calculés.

Bien que le système non linéaire puisse être linéarisé par une linéarisation à rétroaction exacte, il peut exister une erreur de suivi en cas d'incertitude des paramètres. Pour obtenir un contrôle robuste de la perturbation des paramètres, nous ajoutons des contrôles intégraux à (36) comme (30).

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_{1ref} & -k_{11}e_1 - k_{12} \int e_1 dt \\ \dot{y}_{2ref} & +k_{21}\dot{e}_2 - k_{22}e_2 - k_{22} \int e_2 dt \end{bmatrix} \quad (39)$$

Ensuite, nous obtenons la dynamique d'erreur à partir de (47) comme suit.

$$\ddot{e}_1 + k_{11}\dot{e}_1 + k_{12}e_1 = 0 \quad (40)$$

$$\ddot{e}_2 + k_{21}\dot{e}_2 + k_{22}e_2 + k_{23}e_2 = 0 \quad (41)$$

Les gains de commande sont déterminés à partir d'emplacements de pôles assignés.

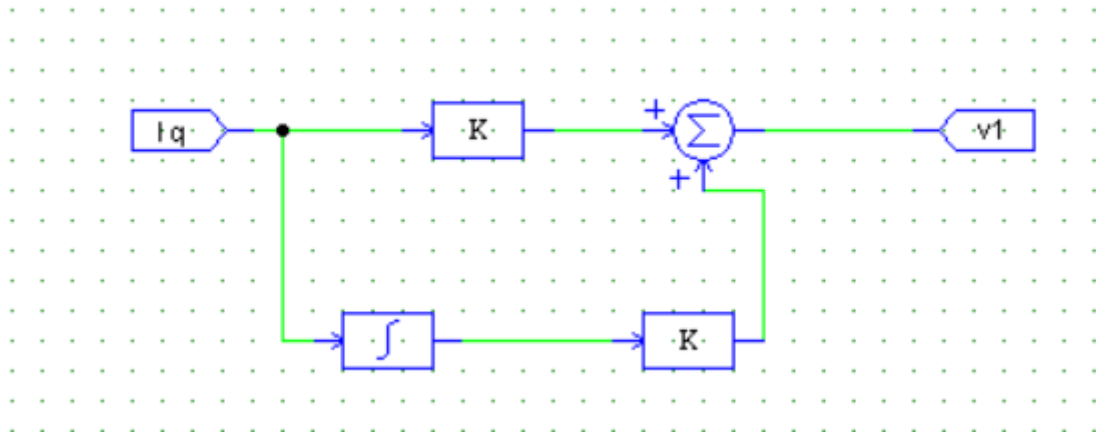


Fig.II.5 : boucle de courant iq (v1)

D'où, $e_2 = y_2 - y_{2ref}$ dans ce cas les erreurs sont donnée par :

$$v_2 = -k_{11}e_2 - k_{12}\dot{e}_2 - k_{13} \int e_2 \quad (42)$$

$$v_2 = -\left(k_{11} + k_{12}s + \frac{k_{13}}{s}\right)e_2 = -\left(\frac{k_{12}s^2 + k_{11}s + k_{13}}{s}\right)e_2 \quad (43)$$

Soit.

$$e_1 + k_{12}e_1 + k_{11}\dot{e}_1 + k_{13}e_1 = 0 \quad (44)$$

$$s^3 + k_{12}s^3 + k_{11}s + k_{13} = 0$$

Les gains sont déterminés Par placement des pôles désirés dans l'équation (III.39) au cours de la simulation.[10]

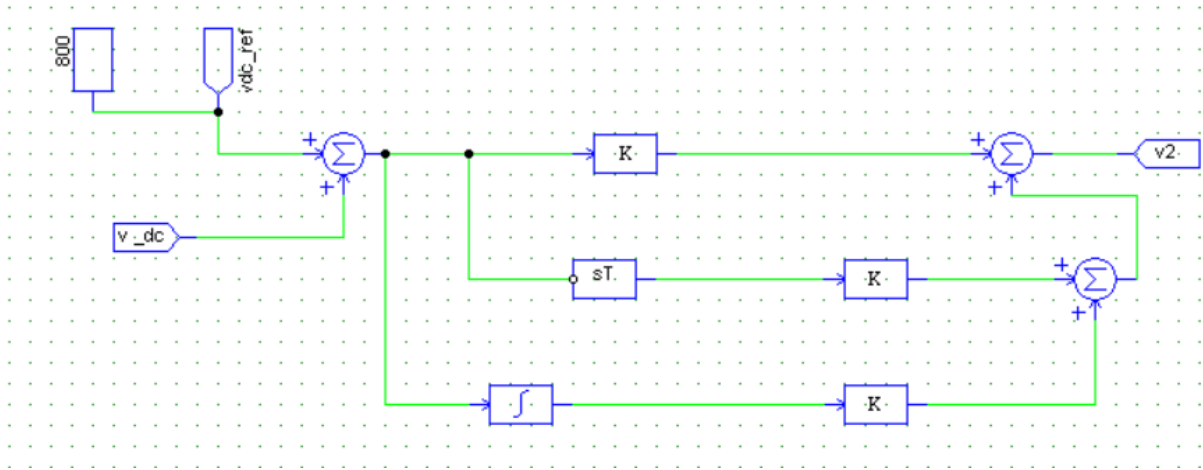


Fig.II.6 : boucle de tension $v_{dc}(v2)$.

Après quelques manipulations mathématiques, on peut obtenir la loi de commande comme :

$$u_{1ref} = Ri_{de} - WLi_{qe} \tag{45}$$

$$u_{2ref} = Ri_{qe} + wLi_{de} - \frac{e_{de}}{e_{qe}}Lv_1 + \frac{2CLv_{dc}}{3e_{qe}}v_2 + \frac{2L}{3e_{qe}Cv_{dc}^2} \left\{ \left[\frac{3}{2} (e_{de}i_{qe} + e_{qe}i_{de}) \right]^2 - \left(\frac{v_{dc}^2}{R_L} \right)^2 \right\} \tag{46}$$

Puisque les entrées de commande sont $u_1 = e_{de} - v_{de}$ et $u_2 = e_{qe} - v_{qe}$ dans (36), les références de tension résultantes à moduler par le convertisseur PWM sont données par :

$$\dot{v}_{de} = e_{de} - u_1 \tag{47}$$

$$\dot{v}_{qe} = e_{qe} - u_2 \tag{48}$$

Déterminer les signaux de commande u_1 et u_2 :

De l'équation (31) et tant que la matrice E est non singulier, dans ce cas la matrice inverse de E est donnée comme suit :

$$E^{-1} = \begin{pmatrix} \frac{E_q}{g_1 E_d} & \frac{2cv_{dc}}{3g_1 E_d} \\ \frac{1}{g_2} & 0 \end{pmatrix} \tag{49}$$

La loi de commande est donnée par l'équation (35)

Après des manipulations mathématiques nous obtenons les lois de commande suivante :

$$u_1 = -\frac{Ru_{Lq}i_{Lq}}{u_{Ld}} - Lwi_{Ld} - \frac{u_{Lq}}{u_{Ld}}Lv_1 + \frac{L(u_{Ld}i_{Ld} + u_{Lq}i_{Lq})}{Cu_{Ld}R_L} - \frac{L2V_{dc}^2}{3u_{Ld}R_L^2} + \frac{2CV_{dc}L}{3u_{Ld}}v_2 \tag{50}$$

$$u_2 = Ri_{Lq} + Lwi_{Ld} + Lv_1 \tag{51}$$

Alors les entrées de commande sont :

$$u_1 = u_{Ld} - u_{sd} \text{ Et } u_2 = u_{Lq} - u_{sd}$$

Les références de tension qui en résultent pour être modulé par le convertisseur PWM sont donnés par :

$$\begin{cases} v_{dref} = u_{Ld} - u_1 \\ v_{qref} = u_{Lq} - u_2 \end{cases} \tag{52}$$

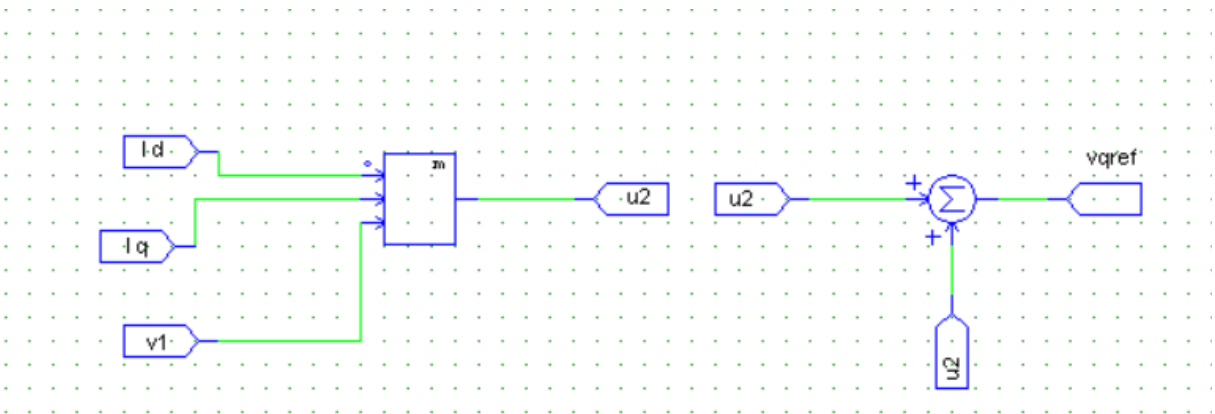


Fig.II.7: schéma block de la commande u_2 et v_{q-ref}

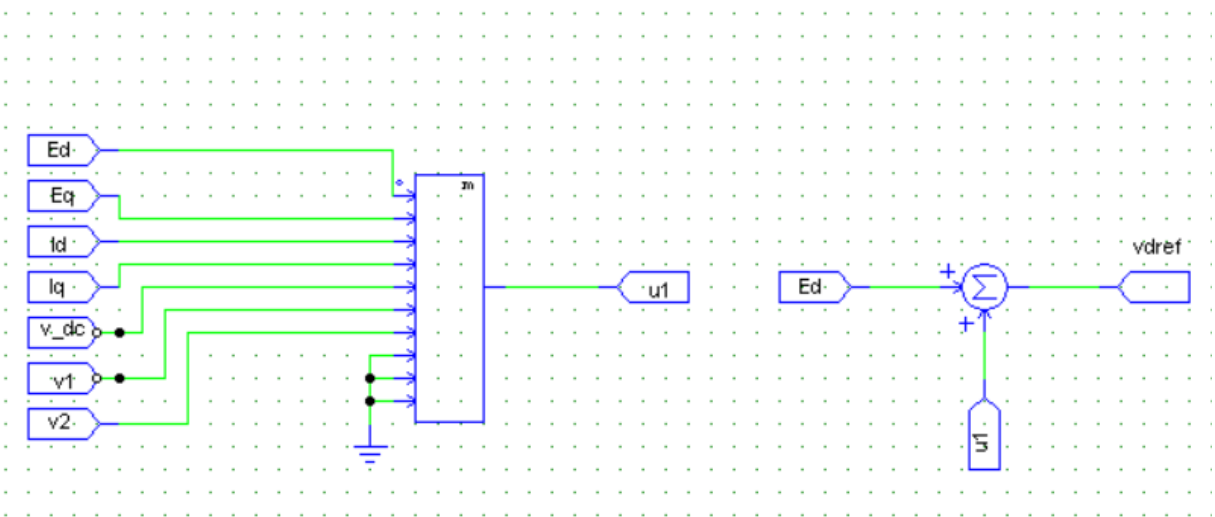


Fig.II.8 : schéma bloc de a commande u_1 et v_{d-ref}

II.7-Implémentation de la MLI (PWM) :

Malgré l'abondance des techniques MLI dans la littérature, nous ne présenterons que celle utilisée dans notre simulation, et qui est la modulation sinusoïdale basée sur un signal porteur

triangulaire. L'idée est de comparer les trois tensions de références, u_{aref} , u_{bref} , u_{cref} avec la porteuse triangulaire. De cette comparaison, sont générés les signaux numériques, s_a , s_b , s_c qui définissent les états de commutations[10]

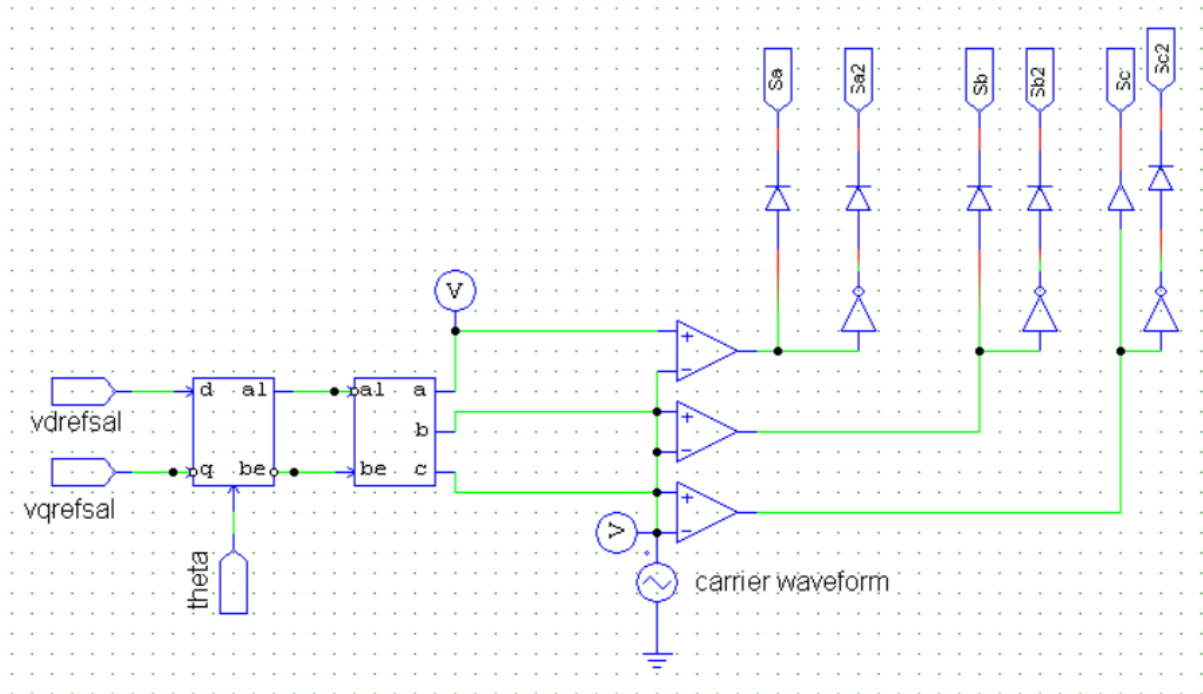


Fig.II.9 : implémentation de la MLI (générer les signaux de commande).

Il y a plusieurs façons de l'utiliser en simulation dont :

- L'amplitude de l'onde devrait être de $V_{dc}/2$. Mais V_{dc} n'étant pas constante, il nous faut normaliser la valeur de référence de V_{dc} puis la comparer avec une porteuse triangulaire avec une amplitude de 1.
- Les tensions de références sont normalisées de $V_{dc}/2$ afin d'obtenir des signaux compris dans l'intervalle $[-1,1]$, puis diviser par 2 et les décaler pour obtenir encore une fois des signaux dans l'intervalle $[0 ; +1]$, tout comme S_{abc} . Ce modèle simple peut être utile au cas où il faudrait réduire le temps de simulation

Simulation et résultats expérimentaux :

Pour démontrer les performances du contrôle non linéaire proposé, une simulation et une expérience ont été réalisées.

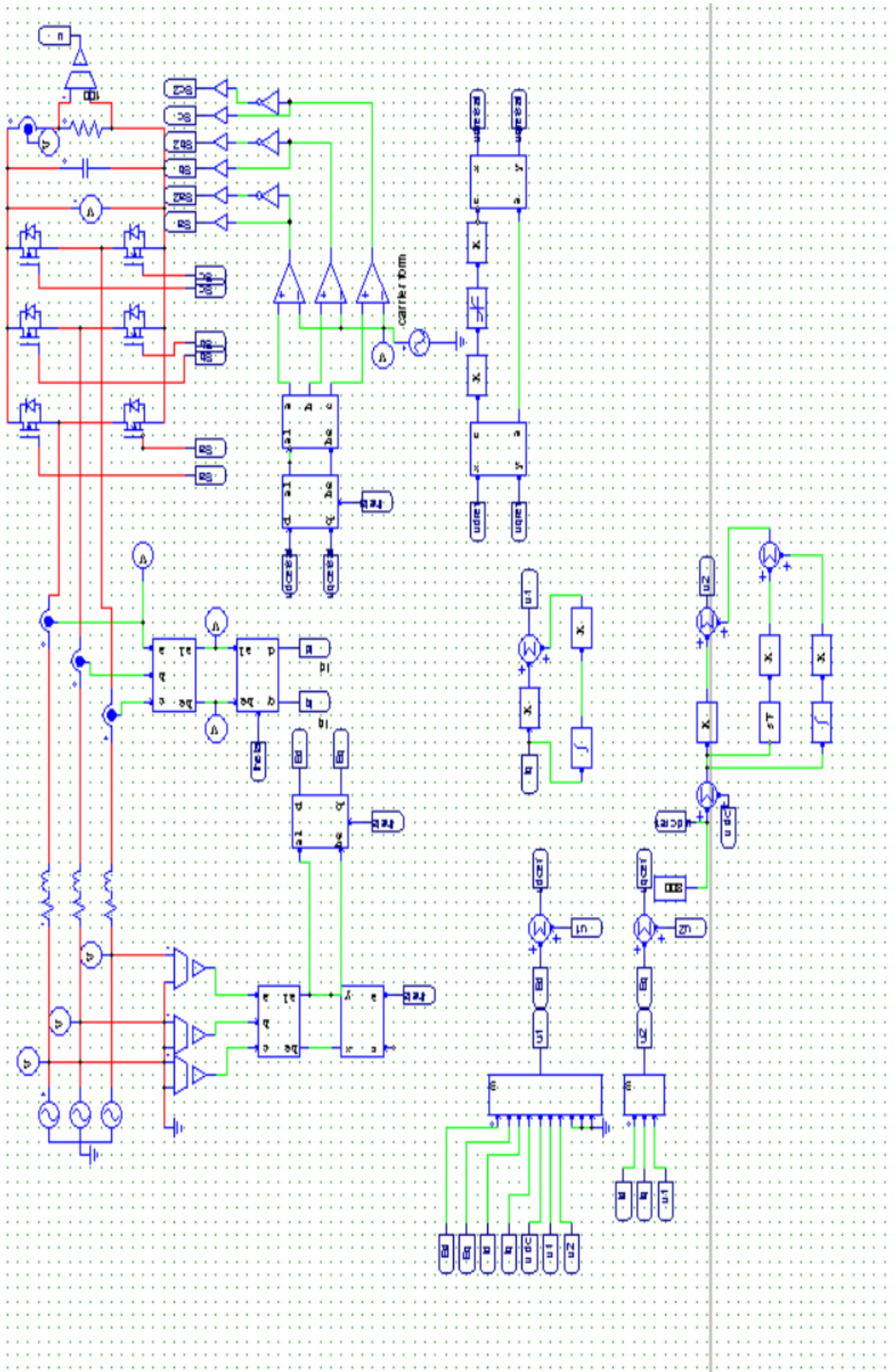


Fig.II.10 : Schéma bloc globale.

II.8-Simulation :

Les paramètres de simulation sont les suivantes :

- Tension d'entrée : triphasée, 220 V, 50 Hz
- fréquence de commutation du redresseur : 3,5 KHz
- Référence de tension continue : 800 V
- inductance de suralimentation : 3,3 m H

II.9-Conclusion :

Dans le deuxième chapitre de ce mémoire, nous avons essayé d'étude le problème de la commande par bouclage nous avons présenté le système PWM non linéaire a été proposé par linéarité de rétroaction, et nous avons vu aussi les principaux éléments des systèmes en boucle fermée, ainsi que la modélisation des convertisseurs PWM, avec le développement et la modélisation d'un ensemble d'équation, et au final nous avons obtenu la simulation block global précédent.

CHAPITRE

III

La simulation et des interprétations

Sur les résultats

III.1 Introduction :

Dans cette chapitre, nous utiliserons une surface de bouclée non linéaire représentée comme une fonction des variables d'état et pour celle-ci, on s'intéresse aux expressions de commande citées précédent.

Dans ce chapitre les résultats de simulation de commande d'un redresseur à MLI triphasé par le bouclage.

La simulation, sous PSIM, nous permet de suivre l'évolution des différentes grandeurs d'entrée et de sortie. Et on discute les résultats obtenus.

III.2 Résultats de simulation :

On a fait simuler la Feedback linearization input-output par mesure des courants et des tensions sur le programme 'PSim'.

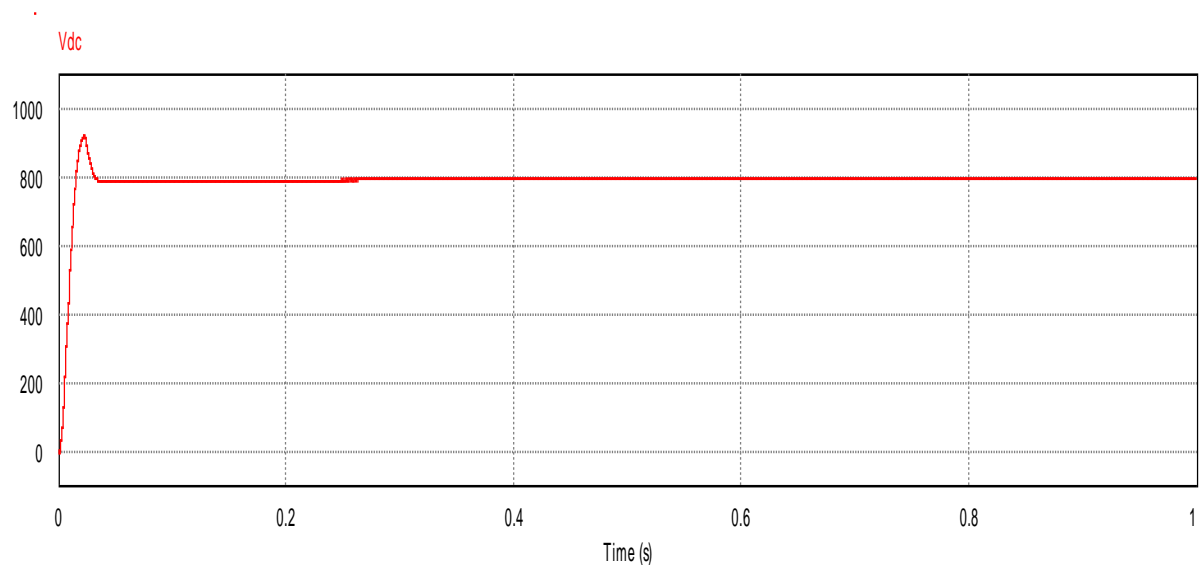


Figure III.1 Tension redressée

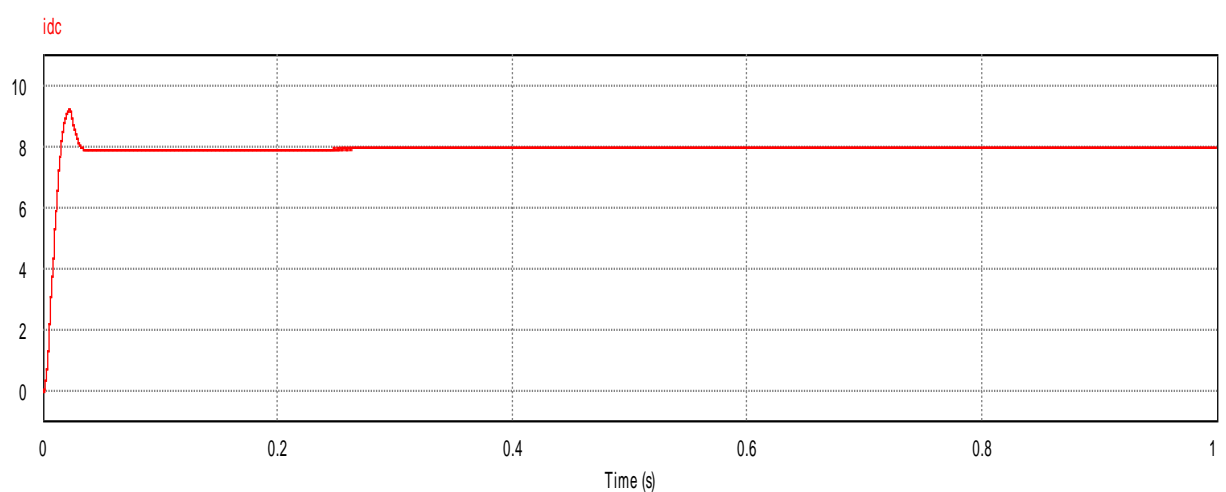


Figure III.2 Courant dans la charge

La figure (III.1) on peut remarquer que la tension du bus continu est stabilisée sur la valeur de référence $V_{dref} = 800$ avec une erreur pratiquement nulle, mais on remarque aussi que la tension avant de stabiliser, effectue un dépassement dans le régime transitoire.

La figure (III.2) montre que la courbe de courant continu (i_{dc}) prend la même forme de la tension continue à cause de la charge qui est purement résistif.

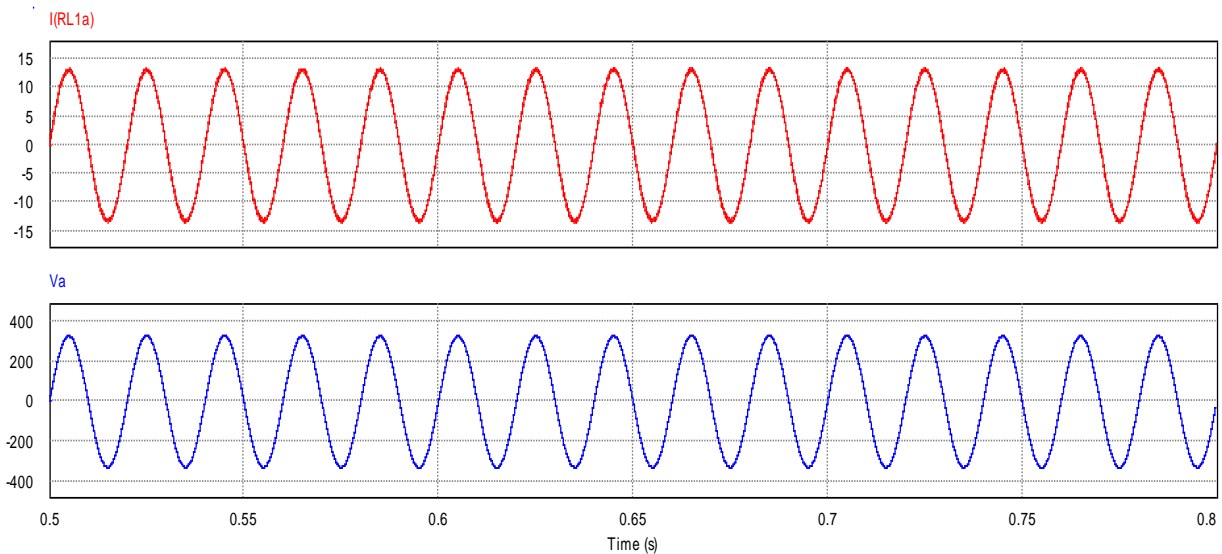
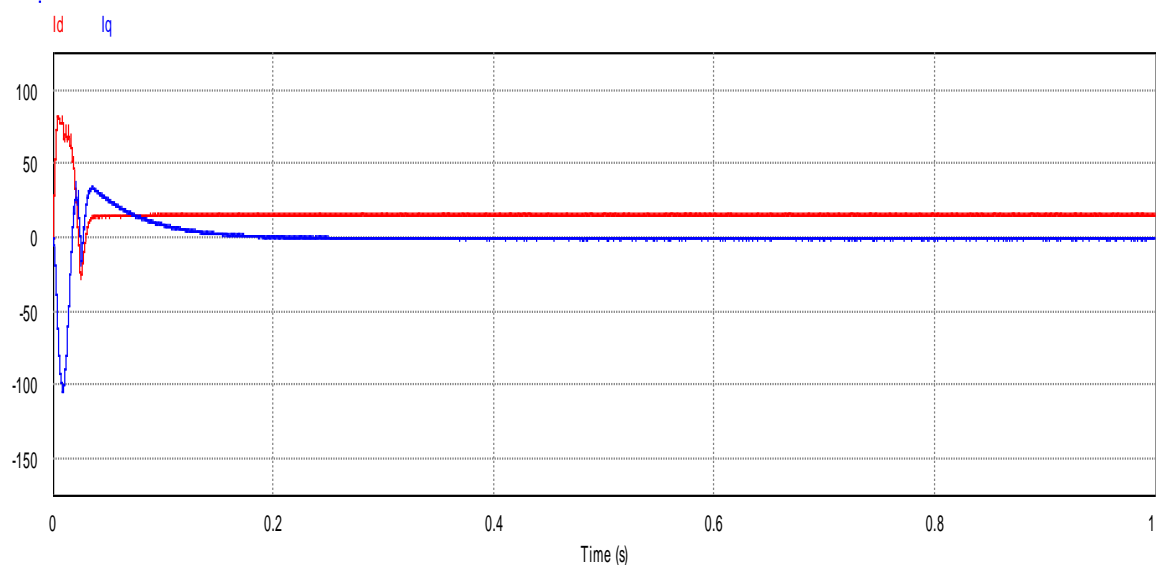


Figure III.3 Tension de ligne et courant de ligne

Sur la figure (III.3) on remarque que les tensions du réseau et les courants de ligne sont pratiquement sinusoïdaux et en même temps en phase.

Et parmi les avantages de cette technique lorsque on calcule le THD du courant de ligne qui est égale (THD = 1.76%), par contre le THD des courants de ligne en cas de diode (THD = 31.4%).



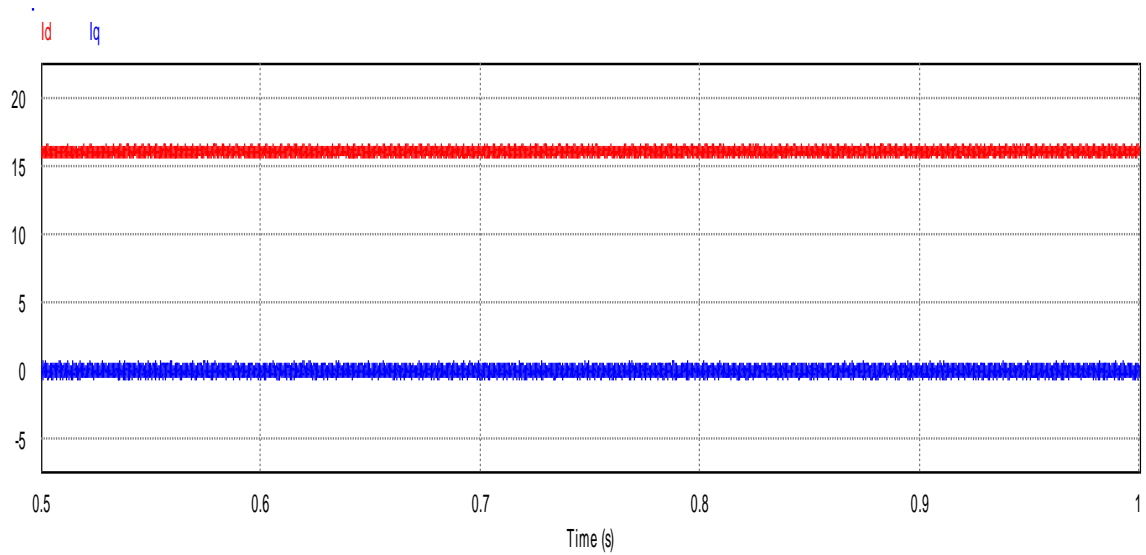


Figure III.4 composante directe et en quadrature du courant

La figure (III.4) montre la poursuite de la composante quadrature i_{Lq} de leur valeur de référence qui est égale à (zéro), ce qui donne un facteur de puissance pratiquement unitaire qui apparait aussi dans la figure (III.2).

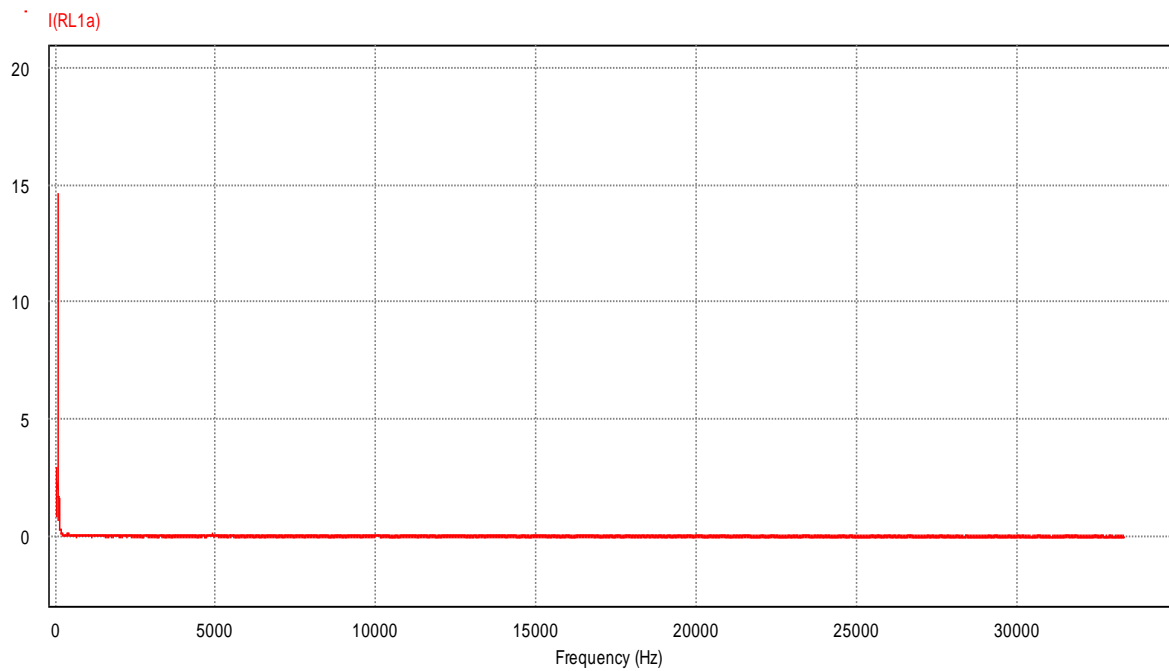


Figure III.5 FFT de courant de ligne

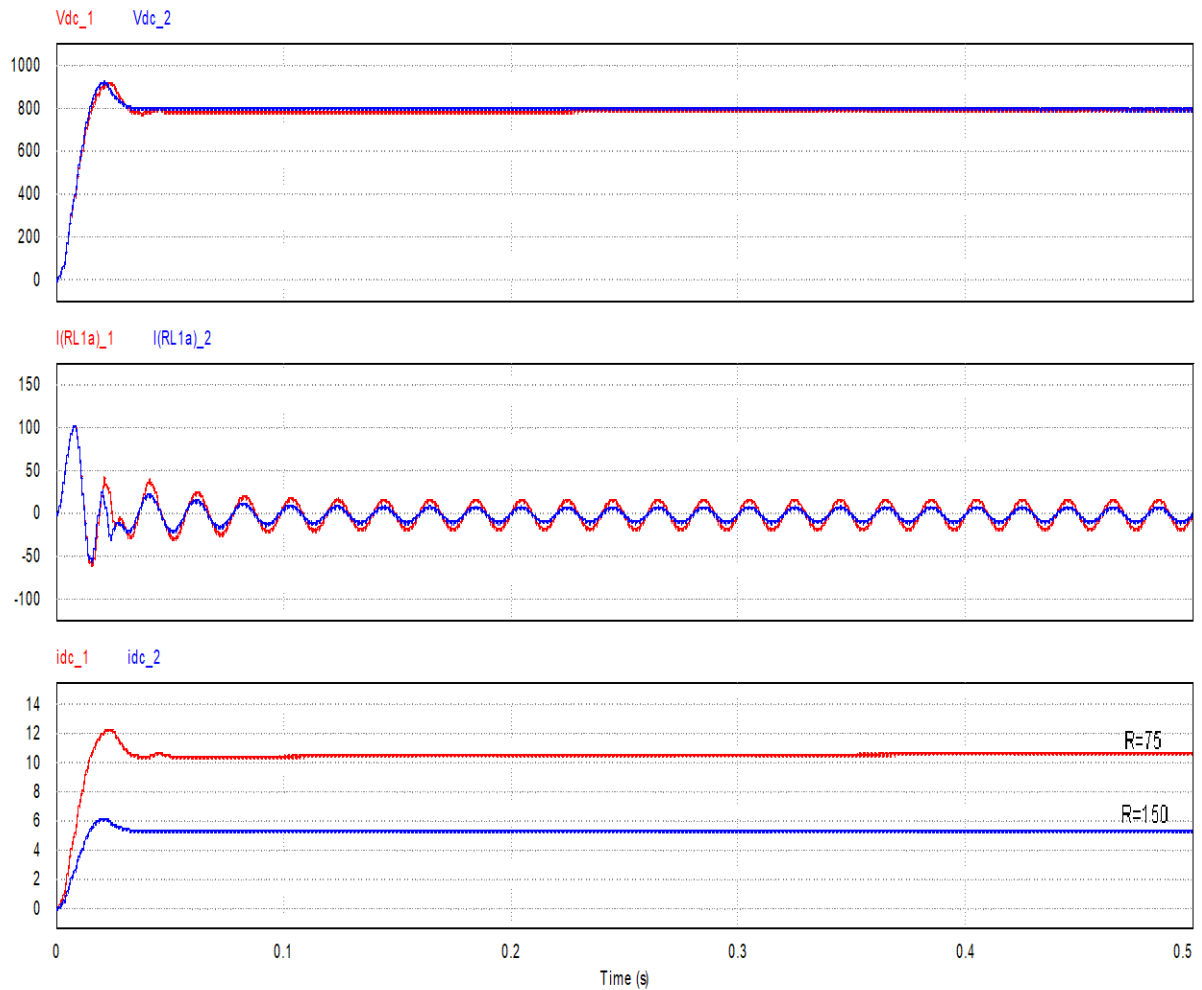


Figure III.6 courant de ligne et courant-tension du bus continu avec différentes valeurs de la charge R_L

Dans la figure (III.6) on fait varier ou utiliser des différentes charges pour tester la stabilité du régime dynamique de la technique (la robustesse), il est claire pour une valeur de charge ($75\text{Ohm} < 100\text{Ohm}$) le courant dans le bus continue ou bien dans la ligne se stabiliser et la même chose pour une charge de ($150\text{Ohm} > 100\text{Ohm}$). Même la tension régulée presque aucune erreur la tension ne reste proche à la valeur de référence.

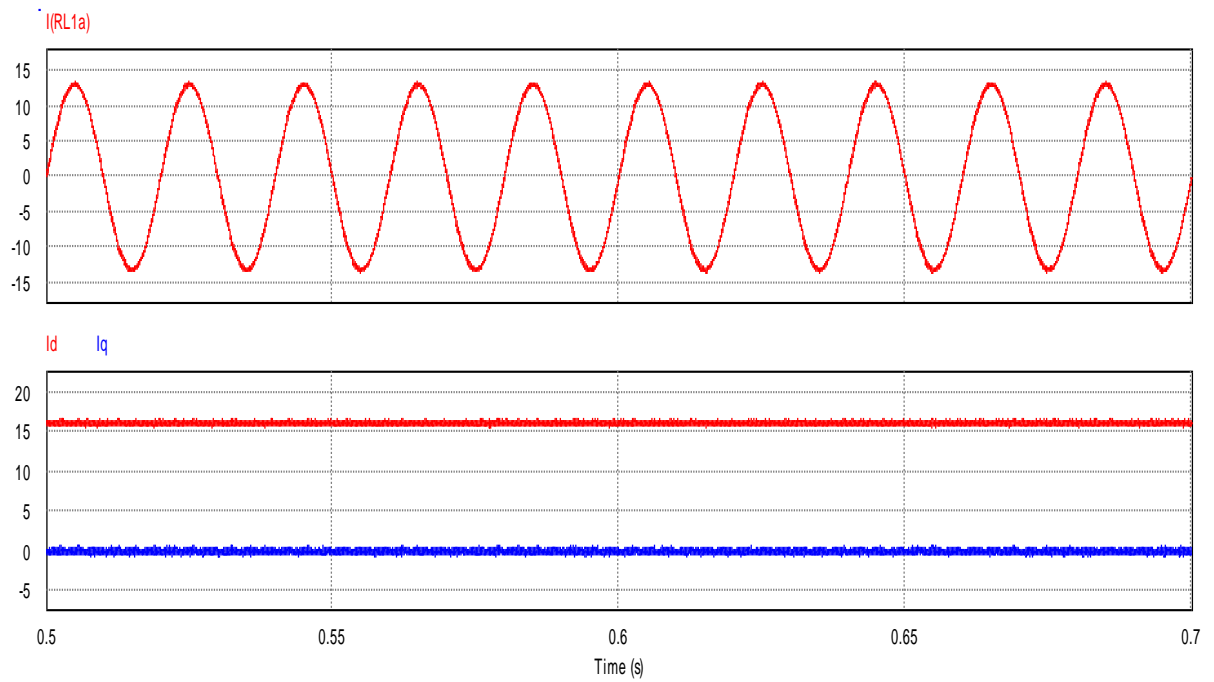


Figure III.7 Comportement lors d'une erreur d'estimation du filtre (10%) THD=1.85%.

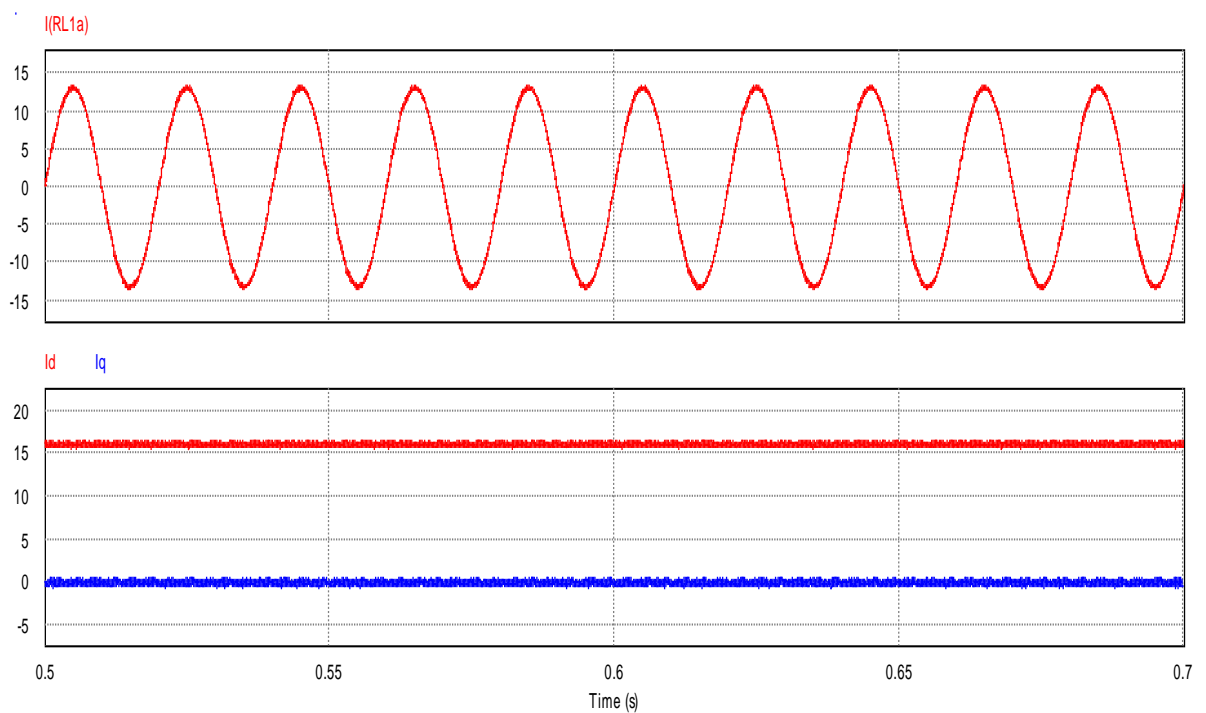


Figure III.8 Comportement lors d'une erreur d'estimation du filtre (20%) THD=1.84%.

On remarque aussi sur les figures (III.7-III.8) que le courant reste quasiment la même malgré quelques erreurs d'estimation sur le filtre (10%-20%).

III.3 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la linearization (input-output) (linéarisation entrées-sorties) avec des simulations par la mesure des tensions et des courants, pour objective de réguler la tension de sortie (du bus continu) a une valeur de référence donnée, avec un courant de ligne sinusoïdale de (THD =1.76%), et en même temps en phase avec la tension du réseau pour un facteur de puissance unitaire.

Cette technique présente plusieurs avantages

- De bonnes performances dynamiques.
- Fréquence de commutation fixe.
- Technique robuste malgré les erreurs d'estimation du filtre d'entrée.

Et quelque inconvénient :

- La nécessité de la transformation de coordonnées et des contrôleurs (gains).
- Coût de l'installation élevé, dû aux capteurs de tensions.

CONCLUSION

GENERAL

Conclusion général :

Dans ce mémoire nous sommes intéressés à l'étude, à la modélisation et à la commande d'un redresseur à MLI triphasé, l'objectif de ce travail est de maintenir la tension de bus continu constante quel que soit la charge appliquée à notre système c'est-à-dire avoir un contrôle satisfaisant du courant de charge avec la technique de la commande par le bouclage.

Nous avons dans un premier temps donnés des généralités sur les redresseurs triphasés commandés par modulation de largeur d'impulsion. Et présenter quelque problème des harmoniques.

Le but de cet mémoire est l'étude par simulation de la commande par le bouclage sur les systèmes électrotechnique avec une application sur d'un redresseur à MLI triphasé pour déterminer les avantages requis Par rapport à d'autres commandes.

Les résultats de simulation obtenus prouvent l'efficacité de la méthode de La bouclage.

Finalement, nous pouvons conclure que l'objectif de cette étude a été atteint, la commande par la bouclage est très efficace méthode et utilisé comme technologie de système moderne pour contrôler les systèmes non linéaires.

BIBLIOGRAPHI

1. **Oualah.bachir Mohammed, Chettih.Nour Al Houda.** commande d'un redresseur à MLI triphasé par mode glissant. Université Mohamed Khider de Biskra. 2020/2021.
2. **Gourari. Ahmed Mohamed, Maghazi. Taher.** Commande par mode passivité d'un redresseur à MLI triphasé. Université Mohamed Khider de Biskra. 2020/2021.
3. **M.MALinowski.** Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers. Ph.D. Thesis. Warsaw University of Technology. . s.l. : Warsaw University of Technology. , 2001.
4. **-sanjuan, S.Lechat.** Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters. s.l. : chalmers university of technology, 2010.
5. **A.Boulahia.** Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique. s.l. : université de constantine, 2009.
6. **R.Pollanem.** Converter Flux Based Current Control of Voltage Source PWM Rectifiers – Analysis and Implementation. s.l. : Lappeenranta University of Technology., 2003.
7. **M.P.KAZAMIEERKOWSKL, R.krishnan et F.BLAABJERG.** Control in Power: Electronics Selected Problems. london : Academic press.london, 2002.
8. **TITOUCHE Kahina, YAHMI Lamia.** Linéarisation approximative par bouclage et commande par mode glissant d'un pendule inversé. Université Mouloud MAMMERRI, Tizi-Ouzou, 2011.
9. **Erdal Şehirli and Meral Altınay.** Application of Input-Output Linearization. Kastamonu University & Kocaeli University. Turkey.

10. **Dong –choon lee, Kido lee, and G-Myoung Lee.** Voltage control of PWM converters using feedback linearization. School of electrical and electronic Eng, Yeungnam univ. 1998.

Résumé:

Dans ce travail nous avons présenté la commande de redresseur MLI triphasé par technique de commande par entrée-sortie sous le programme PSIM / simulink. Notre objectif est appliqué le technique de la commande par entrée-sortie pour réduire les problèmes des harmonique (qui font les courants non sinusoïdaux).

Enfin, nous concluons notre travail en confirmant la validité de l'efficacité de ce contrôle à travers les résultats de la simulation qui nous ont donné de bons résultats.

Abstract:

In this work we presented the three-phase PWM rectifier control by input-output control technique under the PSIM / simulink program. Our objective is to apply the input-output control technique to reduce the problems of harmonics (which make non-sinusoidal currents).

Finally, we conclude our work by confirming the validity of the effectiveness of this control through the results of the simulation which gave us good results.

ملخص

في هذا العمل، قدمنا التحكم في مقوم PWM ثلاثي المراحل عن طريق تقنية التحكم في المدخلات والمخرجات في إطار برنامج PSIM / simulink. هدفنا هو تطبيق تقنية التحكم في المدخلات والمخرجات لتقليل مشاكل التوافقيات (التي تصنع التيارات غير الجيبية). وأخيراً نختتم عملنا بالتأكد من صحة فاعلية هذا الضبط من خلال نتائج المحاكاة التي أعطتنا نتائج جيدة.

