

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



جامعة بجاية
Tasdawit n'Bgayet
Université de Béjaïa

Université A. MIRA-BEJAIA
Faculté de Technologie
Département Génie électrique

Mémoire de fin de cycle

En vue de l'obtention du diplôme de master en électrotechnique
Option : commande des systèmes électriques

Thème

*Commande par mode
glissant d'un redresseur à
MLI triphasé*

Réalisé par :

Melle DJEBBAR Nassima
Mr BENMOUNA Adel

Encadré par :

Mr Z. BOUDRIES
Mr A. ABERBOUR

2014/2015

Remerciement

*Nous tenons, tous d'abord à remercier en premier lieu et avant tous le Grâce au
DIEU à tous puissant, qui nous donne la force, la patience de mener a bien ce
modeste travail*

Nous présentant nos sincères remerciements à notre promoteur

Mr Z. BOUDRIES et notre Co-promoteur Mr A. ABERBOUR

qui nous ont aidés le long de notre travail.

Tous les membres de jury, à Mr GHEDAMSI pour sa présidence et

Mr HAMMAS pour avoir accepter nous examiné

Tous les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin a réalisé se travail

Toute la promotion MASTER Commande Des Systèmes Electrique 2014/2015

Tous ceux qui ont l'aimable volonté de feuilleter ce mémoire

Dédicaces

Je tiens à dédier ce mémoire :

À ma très chère Mère surtout et à mon cher Père, en témoignage et en gratitude de leurs dévouement, de leurs soutien permanent durant toutes mes années d'études, leurs sacrifices illimités, leurs réconfort moral, eux qui ont consenti tant d'effort pour mon éducation, mon instruction et pour me voir réussir, pour tout cela et pour ce qui ne peut être dit, mes affectations sans limite.

À mes Chers Frères et chères sœurs.

À toute ma famille.

À mon cher Ami SAMIR,

À tous mes chers amis sans exception... pour tous les moments de joies et de peines qu'on a passés ensemble.

ADEL .B

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

- ❖ *Mes très chers parents qui ont consacré leur vie pour bâtir la mienne, je leur serais éternellement reconnaissant que DIEU les garde pour moi ;*
- ❖ *Mes sœurs : SAMIA, DIDA ET KARIMA;*
- ❖ *A toute la famille DJEBBAR;*
- ❖ *Mes amis : FARIDA, ADDADA ET CYLIA ;*
- ❖ *Tous ceux et celles que j'aime et que je n'ai pas cité ;*
- ❖ *Toute la promotion 2015 électrotechnique.*

M^{elle} : NASSIMA

Sommaire

Introduction générale	1
-----------------------------	---

Chapitre I : La qualité de l'énergie électrique

I.1.Introduction.....	3
I.2. Les perturbations électriques	3
I.3.Problèmes liés aux harmoniques	4
I.3.1. Origines des harmoniques.....	4
I.3.2. Les principaux effets des perturbations harmoniques	4
I.3.3. Caractérisation des harmoniques	5
I.3.3.1. Facteur de Puissance (Power Factor)	5
I.3.3.2. Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)	6
I.3.3.3. Facteur de Crête (Crest Factor).....	6
I.4. Perturbations produites par les convertisseurs AC/DC à commutation Naturelle	7
I.4.1. Les redresseurs non commandés	7
I.4.2. Les redresseurs semi-commandés	8
I.4.3. Les redresseurs commandés.....	8
I.5. Les solutions proposées pour éliminer la pollution harmonique	8
I.5.1. Solutions traditionnelles.....	9
I.5.2. Solutions modernes	9
I.6. Conclusion	9

Chapitre II : Généralités sur les redresseurs à MLI

II.1. Introduction	11
--------------------------	----

II.2. les redresseurs à MLI	11
II.2.1. Types de redresseurs à MLI	11
II.2.1.1. Redresseur à MLI de tension	11
II.2.1.2. Redresseur à MLI de courant	12
II.2.2. La structure du redresseur à MLI	12
II.2.3. Le mode d'opération redressement/régénération	13
II.2.4. Le principe de fonctionnement du redresseur à MLI	13
II.2.5. Modes d'opération du redresseur MLI	14
II.2.6. Les états de commutation du redresseur à MLI	14
II.3. Modélisation du redresseur à MLI	16
II.3.1. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (a, b, c)	16
II.3.2. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (dq)	18
II.4. simulation du redresseur à MLI	18
II.5. Conclusion	20

Chapitre III : L'état de l'art des techniques de commande

III.1. Introduction	21
III.2. Les techniques de commande des redresseurs à MLI	21
III.2.1. Orientation du vecteur de tension (VOC)	21
III.2.1.1. Boucle a verrouillage de phase PLL	23
III.2.2. Le contrôle direct en puissance (DPC)	24
III.2.3. Orientation de vecteur flux virtuel (VFOC)	25

III.2.4. Control direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel (Virtual Flux Based Direct Power Control ou VF-DPC).....	27
III.2.5 Commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle (DPC-SVM)	28
III.2.6. Avantages et les inconvénients de différentes stratégies de commande	29
III.3. Les techniques de modulation.....	30
III.3.1. MLI à échantillonnage naturel	31
III.3.2. MLI symétrique	32
III.4. Contrôle des courants par hystérésis	32
III.5. Conclusion	33

Chapitre IV : Application et simulation de la stratégie de commande

IV.1. Introduction.....	34
IV.2. Historique de la commande par mode glissant	34
IV.3. Principe de la commande par mode glissant des systèmes à structure variable	34
IV.4. L'objectif de la commande par mode glissant	35
IV.5. La conception de la commande par mode glissant.....	35
IV.5.1. Le choix des surfaces de glissement.....	35
IV.5.2. Condition d'existence et de convergence du régime glissant	36
IV.5.3. Détermination de la loi de commande.....	36
IV.5.3.1. La commande équivalente.....	37
IV.5.3.2. La commande discontinue	37
IV.6. Les avantages et les inconvénients de la commande par mode glissant	37
IV.6.1. Les avantages.....	37

IV.6.2. Les inconvénients	38
IV.7. Application de la commande et simulation.....	39
IV.7.1. Introduction.....	39
IV.7.2. boucle interne des courants i_{ds} et i_{qs}	39
IV.7.3. boucle externe de tension V_{dc}	40
IV.8. Résultats de simulation	41
IV.8.1. Réponse à une variation en échelon de V_{dc}	41
IV.8.2. Influence de la variation de la charge.....	43
IV.8.3. Variation de la tension du réseau.....	44
IV.8.4. Taux de distorsion harmonique	46
IV.9. Conclusion	46
Conclusion générale.....	48

Liste des Figures

Figure I. 1: Pont redresseur triphasé à diodes	7
Figure I. 2: Pont redresseur triphasés mixtes	8
Figure I. 3: Pont redresseur triphasé à thyristors.....	8
Figure II. 1:Le schéma de principe d'un redresseur à MLI de tension	11
Figure II. 2: Le schéma de principe d'un redresseur à MLI de courant	12
Figure II. 3: Schéma monophasé équivalent d'un redresseur à MLI connecté au réseau.	14
Figure II. 4: Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI	15
Figure II. 5:Le modèle de redresseur a MLI dans le repère (a, b, c).....	17
Figure II. 6:Modèle du redresseur dans le système d'axes (d, q).....	18
Figure II. 7: Schéma Simulink du redresseur à MLI commandé en courant (boucle ouverte) 18	
Figure II. 8: Allure de la tension du bus continu(V_{dc}).	19
Figure II. 9: Allure de la tension du bus continu (V_{dc}).	19
Figure II. 10: Allure de la tension du bus continu (V_{dc})	20
Figure III. 1: Technique de commande des redresseurs à MLI [9].....	21
Figure III. 2: Schéma bloc de la VOC	22
Figure III. 3:Diagramme vectoriel de la VOC	23
Figure III. 4: la structure classique d'une PLL triphasée	23
Figure III. 5: Schéma bloc de la DPC [11].....	25
Figure III. 6: Redresseur MLI avec représentation du coté AC comme moteur AC virtuel	25
Figure III. 7: Schéma bloc de la VFOC	26
Figure III. 8: Diagramme vectoriel de VFOC.....	27
Figure III. 9: Schéma bloc de la VF-DPC	28
Figure III. 10:Schéma block de la DPC-SVM.	29
Figure III. 11:Schéma de principe de la technique Sinus-Triangle	31
Figure III. 12: MLI à échantillonnage naturel.....	32

Figure III. 13: Principe de contrôle du courant par hystérésis	32
Figure IV. 1 : Schéma de la commande équivalente	37
Figure IV. 2: Schéma de la fonction « sign »	37
Figure IV. 3:Phénomène de broutement.....	38
Figure IV. 4: Fonction Saturation	38
Figure IV. 5: Allure de la tension de bus continue	41
Figure IV. 6:Allure de la tension et le courant du réseau.....	42
Figure IV. 7:Allure des courants (I_{sdq}) du réseau.....	42
Figure IV. 8:Allure de la puissance (active et réactive)	43
Figure IV. 9: Allure de la tension du bus continu	43
Figure IV. 10: Allure de la tension et du courant du réseau.....	44
Figure IV. 11: Allure des courants (I_{sdq}) du réseau.....	44
Figure IV. 12: Allure de la puissance (active et réactive)	44
Figure IV. 13:Allure de la tension de bus continue	45
Figure IV. 14: Allure de la tension et du courant du réseau	45
Figure IV. 15:Allure des courants (I_{sdq}) du réseau.....	45
Figure IV. 16:Allure de la puissance (active et réactive)	46
Figure IV. 17:Taux de distorsion harmonique du courant.....	46

Les notations et les abréviations

Les notations et les abréviations

V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Les tensions du réseau dans le système d'axe (a, b, c) [V]
V_{ds}, V_{qs}	Les tensions du réseau dans le système d'axe (d, q). [V]
$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$	Les tensions du réseau dans le système d'axe (α , β). [V]
V_{dc}	La tension aux bornes de condensateur [V].
$V_{dcréf}$	La tension de référence aux bornes de condensateur [V].
V_d, V_q	Les tensions du convertisseur dans le système d'axe (d, q).
V_n	Tension d'harmoniques d'ordre n.
I_n	Courant d'harmoniques d'ordre n.
I_{dc}	Le courant redressé [A].
I_{ch}	Courant de charge [A].
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	Les courants de ligne dans le système d'axe (a, b, c) [A].
I_{ds}, I_{qs}	Les courants de ligne dans le système d'axe (d, q). [A].
$I_{\alpha s}, I_{\beta s}$	Les courants de ligne dans le système d'axe (α , β). [A].
R_s	La résistance de la ligne [Ω].
L_s	L'inductance de la ligne [H].
C	Condensateur [F].
$T_a, T_b, T_c, T'a, T'b, T'c$	Les interrupteurs de redresseur.
S_a, S_b, S_c	Des variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axe (a, b, c).
S_d, S_q	Des variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axe (d, q).
S_{α}, S_{β}	Des variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axes (α , β).
ω_s	Pulsation [rad /s].
P	La puissance active du réseau [W].
$P_{réf}$	La puissance active de référence [W].
Q	La puissance réactive du réseau [VAR].
$q_{réf}$	La puissance réactive de référence [VAR].
D	Puissance déformante.
S	Puissance apparente [VA].
s	Operateur de Laplace.
$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$	Composante du flux virtuel dans le système d'axe (α , β).

γ_Ψ	L'angle du flux virtuel.
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
$A(x, t), B(x, t)$	Les fonctions non linéaires.
x	état du système.
$S(X, t)$	Surface de glissement d'une variable à réguler.
$\dot{S}(X, t)$	Dérivé de la surface de glissement d'une variable à réguler.
$e(x)$	Erreur entre la référence et la variable à réguler.
n	Degré relatif de la surface de glissement.
$U(X, t)$	Loi de commande.
U_{eq}	commande équivalente.
U_n	Commande non linéaire.
U	Commande globale.
$V(x)$	Fonction de lyapunov.
$\dot{V}(x)$	Dérivée de la fonction de lyapunov.
K_d	Gain du régulateur glissant interne du courant i_{ds}
K_q	Gain du régulateur glissant interne du courant i_{qs}
K_{idc}	Gain du régulateur glissant externe de la tension V_{dc} .
AC	Alternatif current.
DC	Direct current.
FP	Facteur de puissance.
FC	Facteur de crête.
PLL	Phase Locked Loop.
DPC	Direct Power Control.
VFOC	Virtual-Flux-based Oriented Control.
VF-DPC	Virtual-Flux-based Direct Power Control.
MLI	Modulation delargeur d'impulsion.
VOC	Voltage Oriented Control
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
GTO	GateTurn – Off.
CMG	La commande par modes glissants.
MC	Le mode de convergence.
MG	Le mode de glissement.

Liste des tableaux

Tableau II. 1: Les tensions en fonction des interrupteurs de commande	15
Tableau III. 1:La comparaison des stratégies de commande.....	29

Introduction générale

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 client en besoin énergétique et en qualité acceptable, du moment qu'une progression considérable (en unité et en puissance des équipements d'électronique de puissance) 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[1].

En effet, les perturbations provoquées par ces convertisseurs statiques (redresseurs, gradateurs et cycloconvertisseurs) 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. En conséquence, le redresseur à MLI est une solution intéressante de plus en plus utilisée dans les applications industrielles, et présente les différents avantages; la puissance est réversible, un faible THD, facteur de puissance unitaire et le contrôle de la tension du bus continu [3].

Différentes techniques de contrôle ont été proposées ces dernières années pour ce type de redresseur. La technique connue sous le nom VOC (Voltage Oriented Control) garantit des performances dynamiques et statiques élevées par l'intermédiaire de boucles internes de contrôle des courants. Cependant, ces performances dépendent de la qualité de la stratégie de contrôle de courant choisie. Une autre technique basée sur le contrôle directe de puissance active et réactive connue sous le nom DPC (Direct Power Control) utilise une table de commutation appropriée. Les deux techniques mentionnées précédemment ne donnent pas un courant sinusoïdal lorsque la tension du réseau est perturbée. Pour cela on a assez souvent recours à une autre stratégie de commande qui est basée sur le flux virtuel (VFOC et VF-DPC). Ces deux méthodes nous permettent d'assurer un courant sinusoïdal avec un faible THD [2].

Dans notre travail nous proposons une association de contrôle par mode glissant à la technique VOC afin d'améliorer les performances du système classique réalisé à base des régulateurs PI. Ce travail est scindé en quatre chapitres :

Le premier commence par les notions sur la qualité de l'énergie électrique et les différentes perturbations, il se termine par les solutions (traditionnelles et modernes) de dépollutions harmoniques.

On présentera dans le deuxième chapitre les différents types de redresseur à MLI (redresseur à MLI de courant ou de tension), la structure et le principe de fonctionnement. Ensuite, la modélisation de ce redresseur dans les différents repères (abc et dq).

L'état de l'art des techniques de commande et techniques de modulation des redresseurs à MLI sont présentés dans le troisième chapitre.

Le dernier chapitre sera consacré à l'application de la stratégie de commande pour la VOC à base d'un régulateur par mode glissant et une simulation sur Matlab Simulink.

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

Chapitre I

I.1.Introduction

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui couvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants.

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde faite référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants ; la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde (sinusoïdale) et la symétrie du système triphasé (l'égalité des modules des trois tensions et leurs déphasages relatifs) [2].

L'objectif de ce chapitre est d'analyser, dans un premier temps, l'influence des perturbations électriques et des courants harmoniques dans le réseau électrique surtout celles produites par les convertisseurs AC/DC à commutation naturelle. Dans un second temps, nous présentons les différentes solutions traditionnelles et modernes permettant d'éliminer les effets harmoniques.

I.2. Les perturbations électriques

La mesure de la qualité de l'énergie électrique consiste habituellement à caractériser les différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis.

On a donc les possibilités distinctes de perturbations :

- Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10% de la tension nominale. Cette variation est due à la variation de la charge.
- Les tensions déséquilibrées: un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égales en amplitudes et/ou n'ont pas le même déphasage entre elles. Cela est dû à l'inégalité des puissances appelées sur chaque phase.
- Surtension : c'est l'augmentation de la tension jusqu'au dépassement de la plage nominale d'une variation de l'ordre de 10%.
- Creux de tension et coupure brève

Les creux de tension sont généralement définis comme une baisse de 10% à près de 100% de la valeur nominale de la tension pendant un temps compris entre 10ms et quelque secondes.

Une coupure brève est généralement définie comme une baisse de tension de 100% pendant 1s à 1mn, la coupure est généralement due à des phénomènes transitoires, par exemple l'emploi de gradateur, les défauts de courts circuits.

- Les harmoniques sont des tensions ou des courants sinusoïdaux dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale du réseau. La forme de l'onde de courant ou de tension s'éloigne de la forme sinusoïdale [3].

I.3.Problèmes liés aux harmoniques

L'augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique du réseau électrique est une conséquence de la prolifération des convertisseurs statiques. En effet, ces convertisseurs sont considérés comme des charges non-linéaires émettant des courants harmoniques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peuvent entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et provoquer la pollution des consommateurs alimentés par le même réseau électrique [1].

I.3.1. Origines des harmoniques

Les perturbations harmoniques sont généralement créées par des appareils munis des dispositifs à caractéristique courants/tension non linéaire. Ces appareils peuvent être considérés comme des sources de courants harmoniques.

Les éléments de l'électronique de puissance (les convertisseurs statiques sont vus comme étant des charges non-linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau électrique). Ils sont connus sous le nom de charges non-linéaires et sont principalement à l'origine des distorsions harmoniques présentes sur le réseau. Le redresseur à diodes ou à thyristors génère les harmoniques impairs non multiples de 3 (dans le cas triphasé) et les harmoniques pairs sont négligeables, les plus importants étant les harmoniques 5, 7, 11 et 13[4].

I.3.2. Les principaux effets des perturbations harmoniques

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique sous forme de l'allure du courant de la source, qui polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donnent lieu à des surcoûts de production d'énergie importants [4]. De nombreux effets harmoniques sur les installations et les équipements électroniques peuvent être cités :

- L'échauffement des transformateurs, câbles, moteurs et condensateurs raccordés à la même alimentation que les dispositifs générateurs d'harmoniques.
- Les défauts de fonctionnement de certains équipements électriques.
- Le risque d'excitation de résonance.

- Erreurs dans les appareils de mesure.
- Vibrations et bruits.

Vu la gravité des problèmes engendrés par la propagation des harmoniques, les recherches se sont concentrées sur le développement des techniques de réduction de ces perturbations [5].

I.3.3. Caractérisation des harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (*THD*) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il va de soit que la répartition spectrale complète fournit généralement l'information sur le *THD* en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive, le facteur de puissance (*FP*) est généralement utilisé [2].

I.3.3.1. Facteur de Puissance (Power Factor)

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active P et la puissance apparente S .
$$FP = \frac{P}{S} \quad (I.1)$$

Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

Il est donc possible de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de puissance déformante D , d'où la puissance apparente dans le cas d'un réseau triphasé équilibré sera exprimée par la formule suivante [2]:

$$S = 3\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 3VI \quad (I.2)$$

I, V : sont les valeurs efficaces des courants et des tensions respectivement.

V_n : tension d'harmoniques d'ordre n

I_n :courant d'harmoniques d'ordre n

La puissance active P , la puissance réactive Q et la puissance déformante D sont donnée par les relations suivantes :

$$P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (I.3)$$

$$Q = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (I.4)$$

$$D = \sqrt{S^2 - Q^2 - P^2} \quad (I.5)$$

Le facteur de puissance FP est exprimé par l'expression suivante :

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (I.6)$$

I.3.3.2. Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)

Le taux global de distorsion harmonique (Total Harmonic Distortion THD) représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques (X_n) à la valeur efficace du fondamental (X_1). Le THD est défini par :

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{X_n}{X_1} \right)^2} \quad (I.7)$$

X : désigne un courant ou une tension.

Lorsque le THD est nul, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau

I.3.3.3. Facteur de Crête (Crest Factor)

Le facteur de crête est le rapport entre la valeur de crête du courant ou de la tension et la valeur efficace.

$$F_c = \frac{X_{max}}{X_{eff}} \quad (I.8)$$

Pour un signal sinusoïdal, ce facteur est donc égal à $\sqrt{2}$.

Pour un signal non-sinusoïdal, il peut être soit inférieur, soit supérieur à $\sqrt{2}$.

Ce facteur est plus particulièrement utile pour attirer l'attention sur la présence des valeurs de crête exceptionnelles par rapport à la valeur efficace. Un facteur de crête très élevé signifie des surintensités ponctuelles importantes. Ces surintensités, détectées par les dispositifs de protection, peuvent être à l'origine de déclenchements intempestifs [6].

I.4. Perturbations produites par les convertisseurs AC/DC à commutation Naturelle

Avant l'apparition des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques et des ballasts constituaient l'essentiel des charges non-linéaires présentes sur le réseau électrique. Mais aujourd'hui, avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques deviennent les sources d'harmoniques les plus répandus sur le réseau. Les redresseurs non contrôlés à diodes et contrôlés à thyristors, fonctionnant en commutation

naturelle, représentent la charge non-linéaire la plus usitée. Ces convertisseurs sont présents dans de nombreux équipements industriels et domestiques.

Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes :

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu.
- Circuit d'excitation des alternateurs.
- Chargeurs de batterie.
- Alimentation des systèmes informatiques et audio-visuels.
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération [2].

On classe les divers redresseurs en trois catégories :

I.4.1. Les redresseurs non commandés

Ne comportent que des diodes, ils fournissent une tension moyenne de sortie fixe pour une tension alternative d'alimentation donnée.

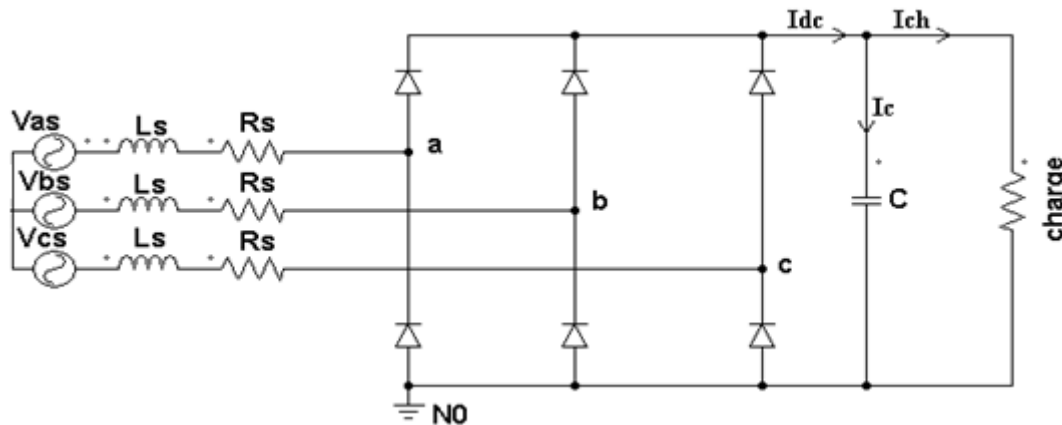


Figure I. 1: Pont redresseur triphasé à diodes

I.4.2. Les redresseurs semi-commandés

Ils comportent des thyristors ou transistor (IGBT, GTO) et des diodes qui empêchent la tension aux bornes de la charge de s'inverser, mais permettent de régler la tension moyenne.

Les redresseurs non commandés et les redresseurs semi-commandés sont appelés des convertisseurs unidirectionnels, car la puissance ne peut circuler que de l'alimentation alternative vers la charge continue.

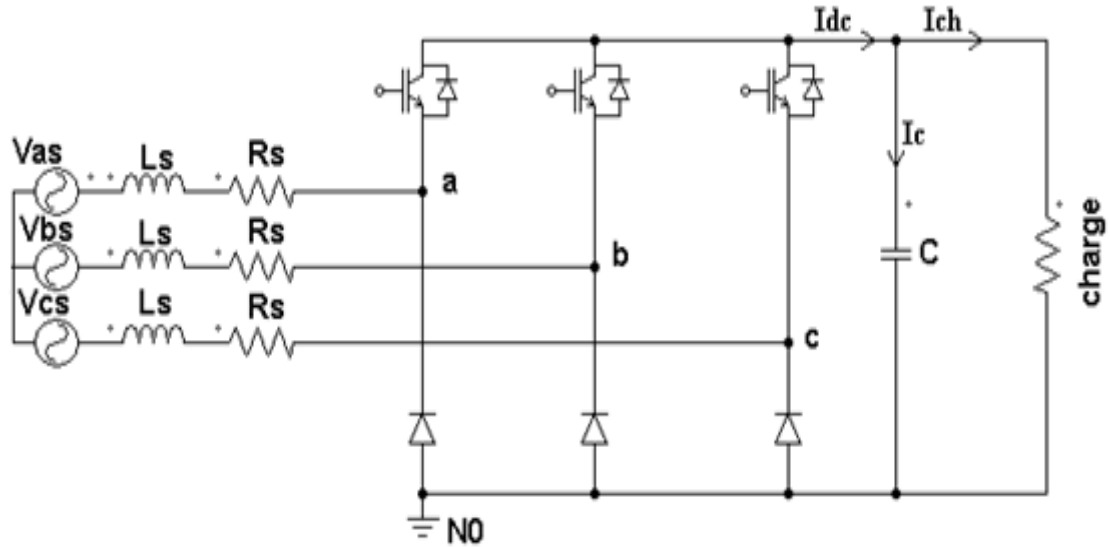


Figure I. 2: Pont redresseur triphasés mixtes

I.4.3. Les redresseurs commandés

Ne comportent que des transistors ou thyristors, ils sont appelés des convertisseurs bidirectionnels, car la puissance peut circuler dans les deux sens [7].

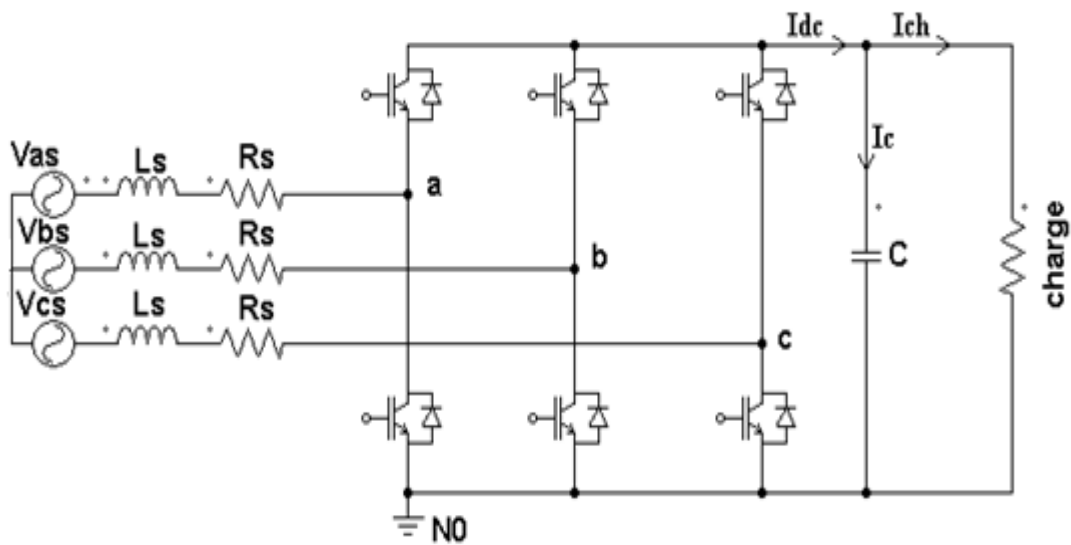


Figure I. 3: Pont redresseur triphasé à thyristors

I.5. Les solutions proposées pour éliminer la pollution harmonique

On peut regrouper ces solutions en deux catégories [4]:

I.5.1. Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques:

- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.
- L'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non-linéaires.

I.5.2. Solutions modernes

Les solutions de dépollution traditionnelles ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger, comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposées :

- La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques.
- La deuxième solution, les filtres actifs, sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques [4].
- Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale, mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [3]. En effet, les redresseurs à MLI peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

I.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Après avoir recensé les origines et les conséquences des harmoniques sur les différents éléments constitutifs du réseau et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques. Ensuite, nous avons présenté les différentes solutions ; traditionnelles et modernes de réduction des harmoniques.

Dans ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.

Chapitre II

II.1. Introduction

Le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion de l'énergie électrique. Les nouveaux convertisseurs statiques AC/DC sont devenus un domaine de recherche attractif et de grand intérêt, ceci grâce aux applications industrielles domestiques diverses et des avantages qu'ils offrent, à savoir : la possibilité de régénération de l'énergie, le contrôle de la tension de bus continue et l'amélioration de facteur de puissance.

II.2. les redresseurs à MLI

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, telles que les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar transistor) ou les thyristors GTO (Gate turn-off). L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique, en prélevant des courants d'allure sinusoïdale, mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives [8].

II.2.1. Types de redresseurs à MLI

On distingue deux structures de redresseur à MLI, redresseur de courant et redresseur de tension [2].

II.2.1.1. Redresseur à MLI de tension

Un redresseur à MLI de tension est alimenté par une source de tension sinusoïdale, et débite sur un récepteur de courant continu. Il a donc la structure d'un onduleur de courant [7].

Le redresseur à MLI de tension fonctionne en abaisseur de tension. Il peut donc être directement utilisé pour alimenter à tension variable une charge à courant continu [7].

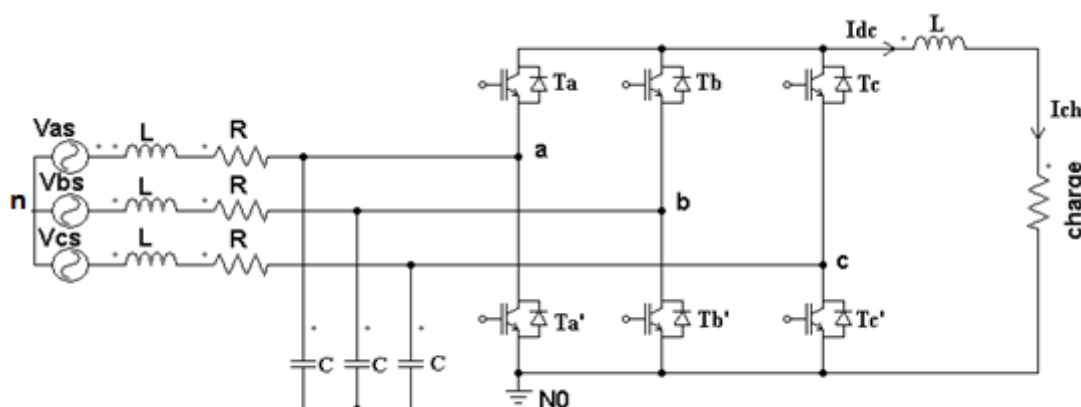


Figure II. 1:Le schéma de principe d'un redresseur à MLI de tension

II.2.1.2. Redresseur à MLI de courant

Un redresseur à MLI de courant est alimenté par une source de courant sinusoïdal, et débite sur un récepteur de tension continue. Il a donc la structure d'un onduleur de tension [7].

Pour que l'entrée du redresseur soit alimentée par une source de courant, on y ajoute une inductance supplémentaire placée entre le réseau et le redresseur.

Dans le fonctionnement en redresseur à MLI de courant, le réseau alternatif impose la valeur de la tension à l'entrée du convertisseur.

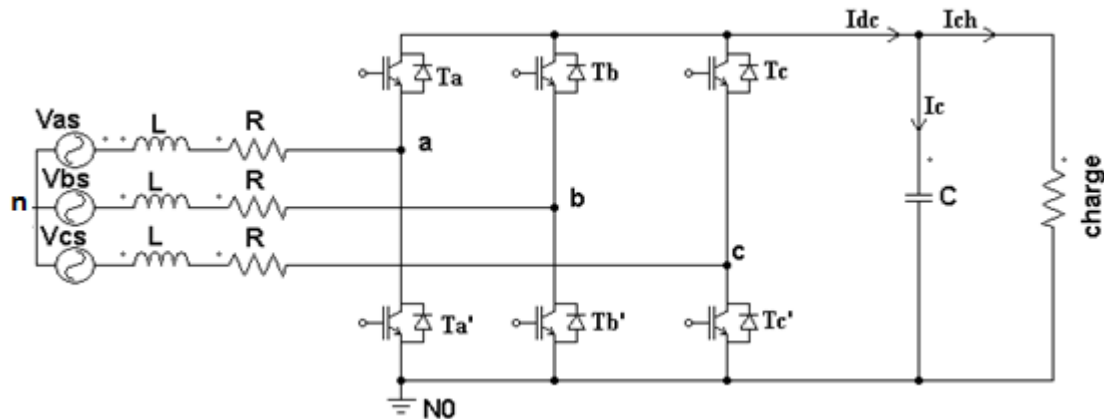


Figure II. 2: Le schéma de principe d'un redresseur à MLI de courant

II.2.2. La structure du redresseur à MLI

La réversibilité en courant de l'onduleur de tension autorise son fonctionnement en redresseur à MLI. La structure de ce dernier associé à un filtre (L, R) d'entrée, illustrée sur la figure (II.2), est alors celle de l'onduleur de tension où le côté continu, constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, l'entrée est une source de courant, car ce convertisseur n'est constitué que d'interrupteurs semi-conducteurs chaque interrupteur est constitué d'un transistor ou thyristor et d'une diode antiparallèle assurant la conduction du courant en sens inverse. De plus, la présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quel que soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande (S_a, S_b et S_c), le redresseur peut imposer, de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions V_{as} , V_{bs} et V_{cs} mesurées par rapport au neutre du réseau. Les inductances se comportent aussi comme un filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation[2].

Les deux éléments de chaque bras (T_a et T'_a , T_b et T'_b , T_c et T'_c) doivent être contrôlés de manière complémentaire afin d'assurer la continuité des courants alternatifs i_{as} , i_{bs} , et i_{cs} .

II.2.3. Le mode d'opération redressement/régénération

Le redresseur de courant 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 V_{dc} mesurée est comparée à une référence V_{dc}^* , 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 V_{dc} mesurée aux bornes du condensateur C.

Quand le courant I_{ch} est positif, la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode redressement (il prélève au réseau de la puissance active). S'il est négatif la charge produit de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode régénération (il fournit de la puissance active au réseau). Lors de ces deux modes de fonctionnement, la tension du bus continu est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur [2].

II.2.4. Le principe de fonctionnement du redresseur à MLI

L'état de chaque paire d'interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande S_j ($j = a, b, c$), telles que [9]:

$S_j = 1$; Si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas ouvert.

$S_j = 0$; Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions, les tensions des points a, b et c par rapport au point N_0 se résument dans l'écriture suivante :

$$v_{jN_0} = S_j \cdot V_{dc} \quad (II.1)$$

V_{dc} Étant la tension du bus continu.

On en déduit les relations suivantes exprimant les tensions composées U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} ;

$$\begin{cases} U_{ab} = v_{aN_0} - v_{bN_0} = (S_a - S_b)V_{dc} \\ U_{bc} = v_{bN_0} - v_{cN_0} = (S_b - S_c)V_{dc} \\ U_{ca} = v_{cN_0} - v_{aN_0} = (S_c - S_a)V_{dc} \end{cases} \quad (II.2)$$

Soient ; $v_a = v_{aN_0}$, $v_b = v_{bN_0}$, $v_c = v_{cN_0}$ les tensions du redresseur, celles-ci sont reliées aux tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} par les équations ;

$$\begin{cases} U_{ab} = v_a - v_b \\ U_{bc} = v_b - v_c \\ U_{ca} = v_c - v_a \end{cases} \quad (II.3)$$

A partir des équations précédentes on aboutit aux relations :

$$\begin{cases} v_a = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ v_b = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ v_c = \frac{V_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (II.4)$$

II.2.5. Modes d'opération du redresseur MLI

Soit le schéma monophasé équivalent du redresseur représenté sur la figure II.3. V_s représente le vecteur tension de ligne et V le vecteur tension du convertisseur contrôlable à partir du côté continu. Son amplitude dépend de l'indice de modulation et du niveau de tension du bus continu (V_{dc}) [9].

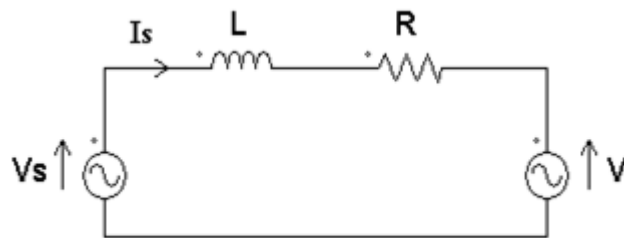


Figure II. 3: Schéma monophasé équivalent d'un redresseur à MLI connecté au réseau.

Les bobines d'inductance (L , R) placées entre l'entrée du redresseur et la source d'alimentation font partie intégrante du circuit. Elles confèrent le caractère courant à la source d'entrée et acquièrent au convertisseur la fonction d'amplification. De plus leur présence est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur et assurer ainsi le contrôle de la puissance échangée entre les deux côtés alternatif et continu du circuit.

En effet pour commander le transfert de puissance entre les deux cotés du redresseur, il faut contrôler le courant de ligne I_s . Pour ce faire, il faut régler la chute de tension aux bornes de l'inductance L en agissant sur le vecteur tension V du convertisseur. Ainsi donc en contrôlant l'amplitude et la phase de ce dernier, on contrôle indirectement la phase et l'amplitude du vecteur courant de ligne, ce qui nous permettra de réaliser tous les échanges d'énergie possible entre les deux côtés du convertisseur.

II.2.6. Les états de commutation du redresseur à MLI

L'hypothèses :

Le circuit principal du convertisseur se compose de trois bras avec IGBT ou, avec GTO en cas de puissance élevée. La tension de convertisseur peut être représentée par huit états possibles de commutation comme le montre la figure suivante [4], [11], [13].

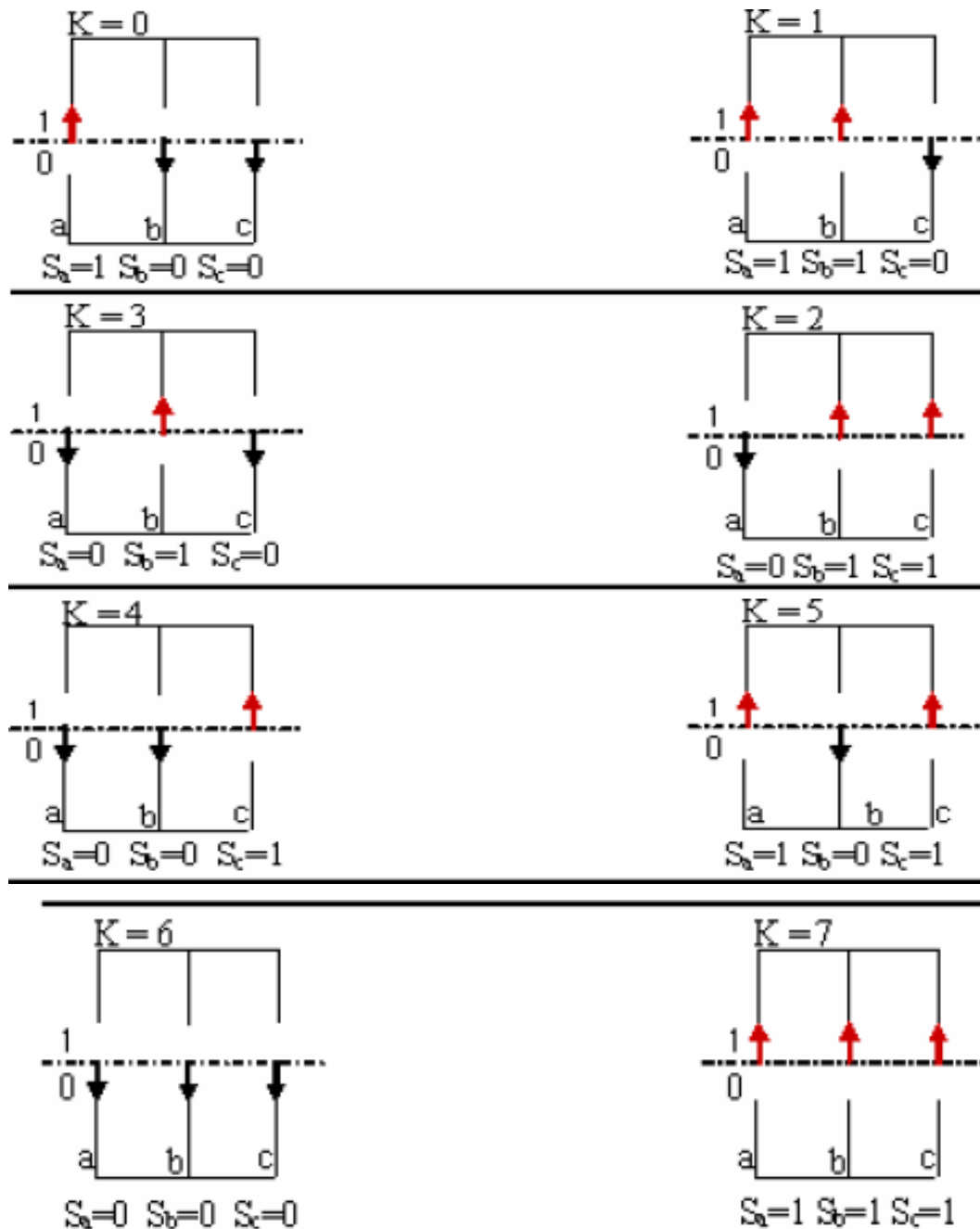


Figure II. 4: Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commandes (S_a , S_b , S_c) ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante de bus continue (V_{dc}).

Tableau II. 1: Les tensions en fonction des interrupteurs de commande

K	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
0	1	0	0	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$

2	0	1	1	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
3	0	1	0	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
4	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$-V_{dc}/3$	$2V_{dc}/3$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
5	1	0	1	$V_{dc}/3$	$-2V_{dc}/3$	$V_{dc}/3$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

II.3. Modélisation du redresseur à MLI

Les équations électriques d'un système triphasé équilibré sont données par : [9], [10]

➤ Pour les tensions :

$$V_{as} = E_m \cos(\omega t)$$

$$V_{bs} = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (II.5)$$

$$V_{cs} = E_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

➤ Pour les courants :

$$i_{as} = I_m \cos(\omega t + \varphi)$$

$$i_{bs} = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \quad (II.6)$$

$$i_{cs} = I_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi)$$

Avec E_m , I_m et ω sont : l'amplitude de tension, courant et la pulsation respectivement.

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (II.7)$$

II.3.1. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (a, b, c)

A partir de la figure II.3, on tire les équations suivantes :

$$V_s = V_1 + V \quad (II.8)$$

Avec :

La Chute de tension aux bornes du filtre.

$$V_1 = R_i i_s + L \frac{di_s}{dt} \quad (II.9)$$

On aura donc :

$$V_s = R_i i_s + L \frac{di_s}{dt} + V \quad (II.10)$$

En écriture matricielle, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Le passage aux transformées de Laplace nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned} i_{as} &= (V_{as} - V_a) \frac{1}{(R + L.p)} \\ i_{bs} &= (V_{bs} - V_b) \frac{1}{(R + L.p)} \\ i_{cs} &= (V_{cs} - V_c) \frac{1}{(R + L.p)} \end{aligned} \quad (II.12)$$

L'équation des courants peut être écrite comme suit :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a \cdot i_{as} + S_b \cdot i_{bs} + S_c \cdot i_{cs} - I_{ch} \quad (II.13)$$

Après l'application de la transformée de Laplace :

$$V_{dc} = \frac{1}{C.p} [(S_a \cdot i_{as} + S_b \cdot i_{bs} + S_c \cdot i_{cs}) - I_{ch}] \quad (II.14)$$

La combinaison des équations (II.11, II.12, II.13, et II.14) nous permet de tracer le schéma bloc du modèle du redresseur dans le système d'axe (a, b, c) (Figure II.5) [9], [10],[4].

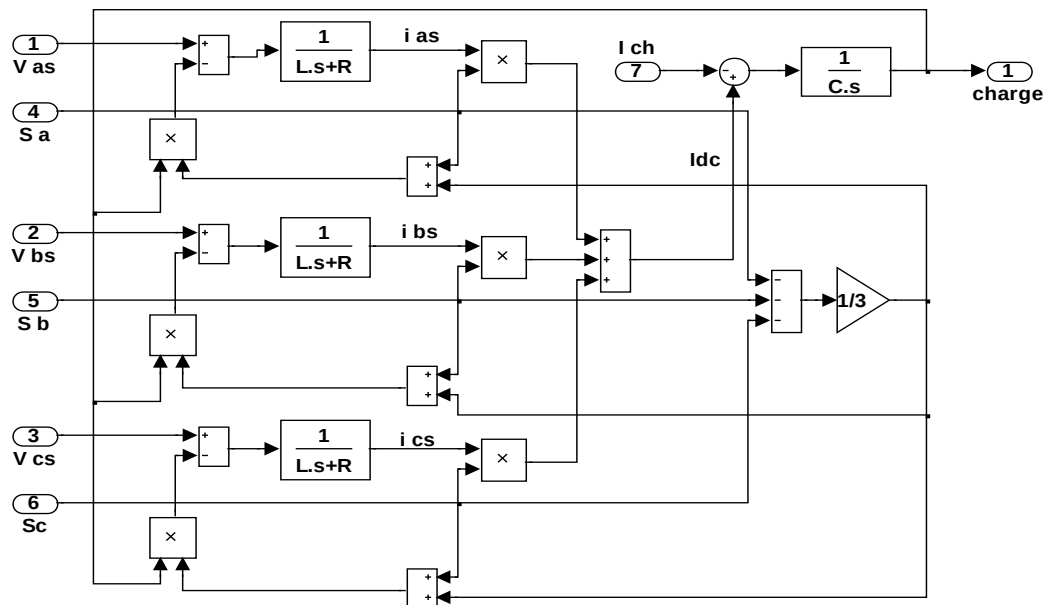


Figure II. 5:Le modèle de redresseur a MLI dans le repère (a, b, c)

II.3.2. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (dq)

Les équations du redresseur dans le système d'axes (d, q) sont obtenues à l'aide de la transformation (abc /dq) appliquée aux équations (II.11) et (II.12) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R I_{ds} + L \frac{dI_{ds}}{dt} - \omega L I_{qs} + v_d \\ V_{qs} = R I_{qs} + L \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega L I_{ds} + v_q \end{cases} \quad (II.15)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_d I_{ds} + S_q I_{qs}) - I_{ch} \quad (II.16)$$

Avec :

$$S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t ; S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t \quad (II.17)$$

Le schéma bloc du modèle du redresseur dans le système d'axe (d, q) est représenté sur la figure (II.7) [9], [4], [12].

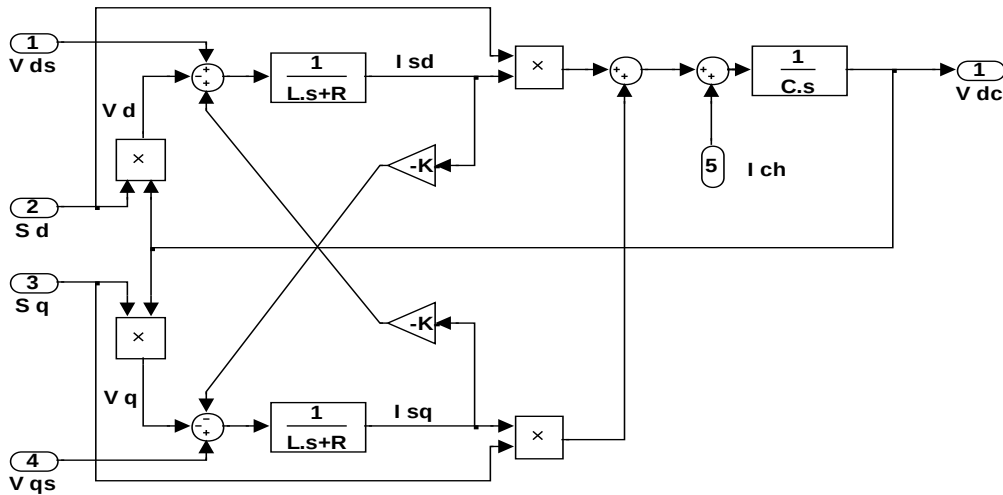


Figure II. 6:Modèle du redresseur dans le système d'axes (d, q)

II.4. simulation du redresseur à MLI

Dans un premier temps, on a considéré que le système est sans boucle externe de tension Vdc.

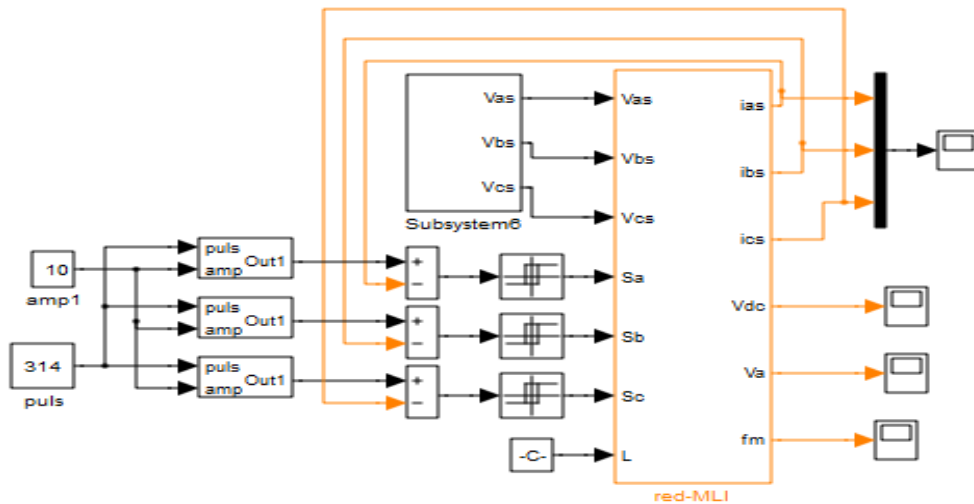
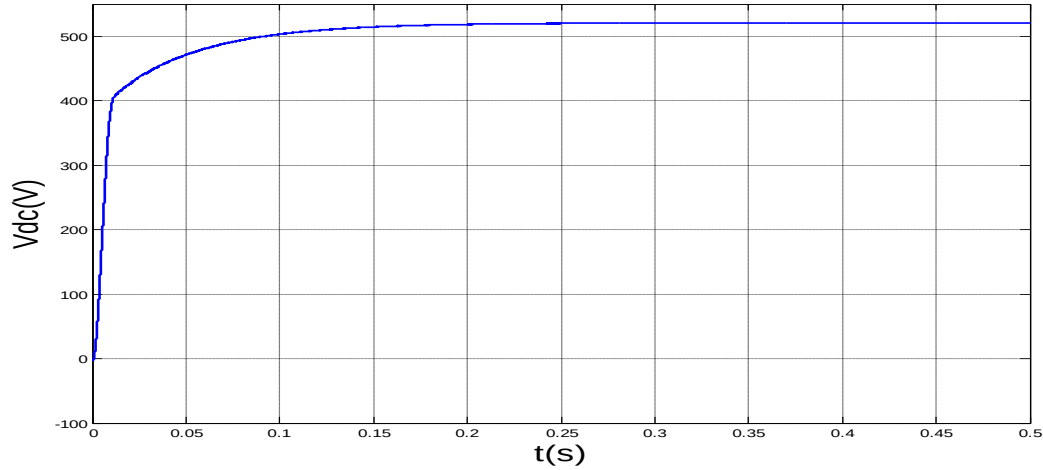


Figure II. 7: Schéma Simulink du redresseur à MLI commandé en courant (boucle ouverte)

Condition d'essai :

- Une source équilibrée $E_m=127\sqrt{2}V$.
- la résistance de charge $R_{ch}=100\ \Omega$.
- Le courant de référence $I_m=10A$.

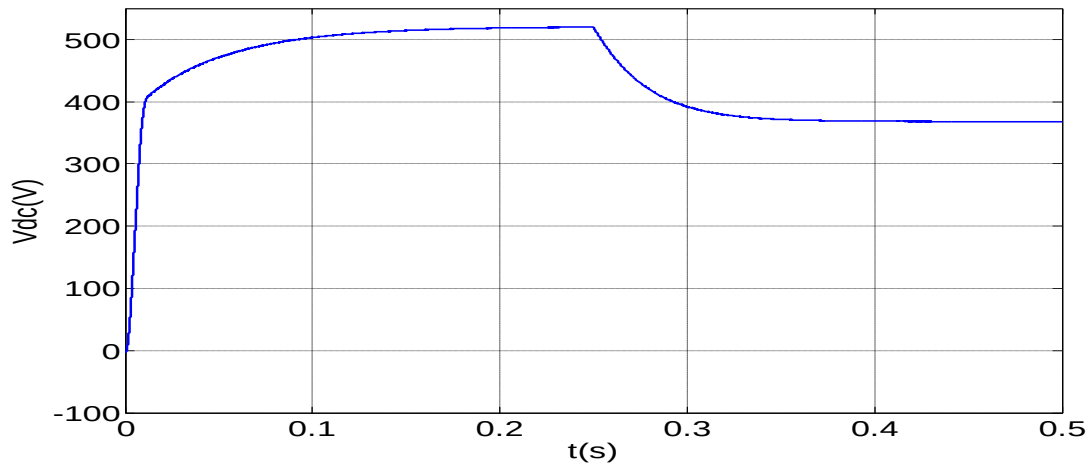
Figure II. 8: Allure de la tension du bus continu(V_{dc}).

Ce résultat est conforme à la demande en puissance de la charge régie par la relation suivante :

$$P_{ch} = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} \Rightarrow V_{dc} = \sqrt{R_{ch} \cdot P_{ch}} \quad (II.18)$$

➤ **Influence d'une variation de la charge****Condition d'essai :**

- Une source équilibrée $E_m=127\sqrt{2}V$.
- Variation de la résistance R_{ch} de (100Ω à 50Ω) à $t=0.25s$.
- Le courant de référence $I_m=10\ A$.

Figure II. 9: Allure de la tension du bus continu (V_{dc}).

Les résultats obtenus sont illustrés par la figure(II.9), on voit que la tension du bus continu V_{dc} subit une diminution de (520V à 370V).

➤ **La variation des tensions de la source**

Condition d'essai :

- La charge est constante $R_{ch}=100\ \Omega$.
- variation des tensions de la source (E_m) de $(127\sqrt{2}\text{V à } 75\sqrt{2})$ à $t=0.25\text{s}$.
- Le courant de référence $I_m=10\text{ A}$.

La figure(II.10) montre que la tension de bus continu V_{dc} passe de 520 V à 400V pour une tension de la source qui varie de $(127\sqrt{2}\text{V à } 75\sqrt{2}\text{ V})$ respectivement à $t=0.25\text{s}$.

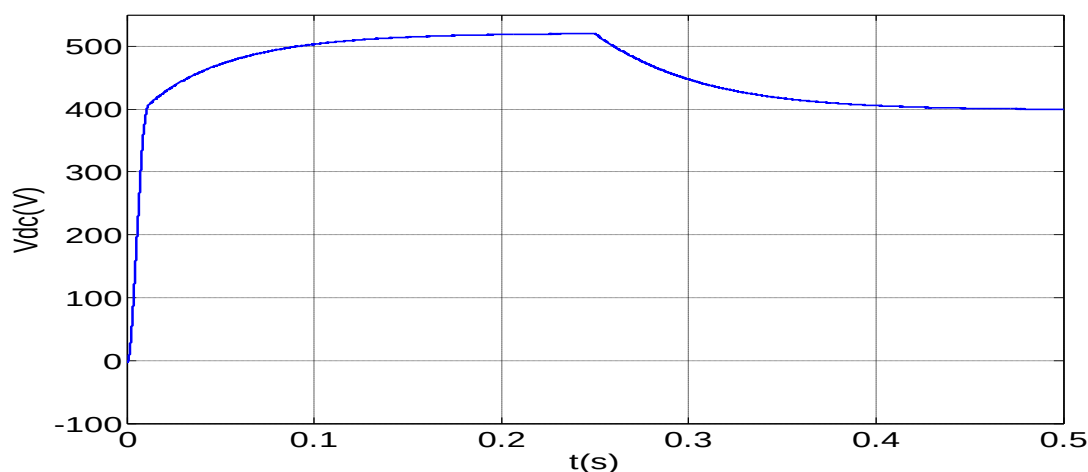


Figure II. 10: Allure de la tension du bus continu (V_{dc})

Cette structure du circuit de réglage (boucle interne de courant) ne permet pas de maintenir la tension V_{dc} constante en présence des variations de la charge ou la variation des tensions de la source. Cela nous permet de conclure sur la nécessité de rajouter une boucle externe pour la régulation de la tension V_{dc} .

II.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une étude fonctionnelle du redresseur, on a commencé par une présentation simplifiée, les états de la commutation du redresseur, les modèles du redresseur MLI dans les différents repères.

Chapitre III

III.1. Introduction

Le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion de l'énergie. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les types des convertisseurs, les structures, les performances des interrupteurs électroniques et les techniques de commande de ces convertisseurs.

III.2. Les techniques de commande des redresseurs à MLI

Les méthodes de commande des redresseurs MLI peuvent être classées en deux catégories :

- Méthodes basées sur le vecteur de tension : VOC (Voltage Oriented Control) et DPC (Voltage Based Direct Power Control).
- Méthodes basées sur le vecteur flux virtuel : VFOC (Virtual Flux Based Oriented Control) et la VF-DPC (Virtual Flux Based Direct Power Control).

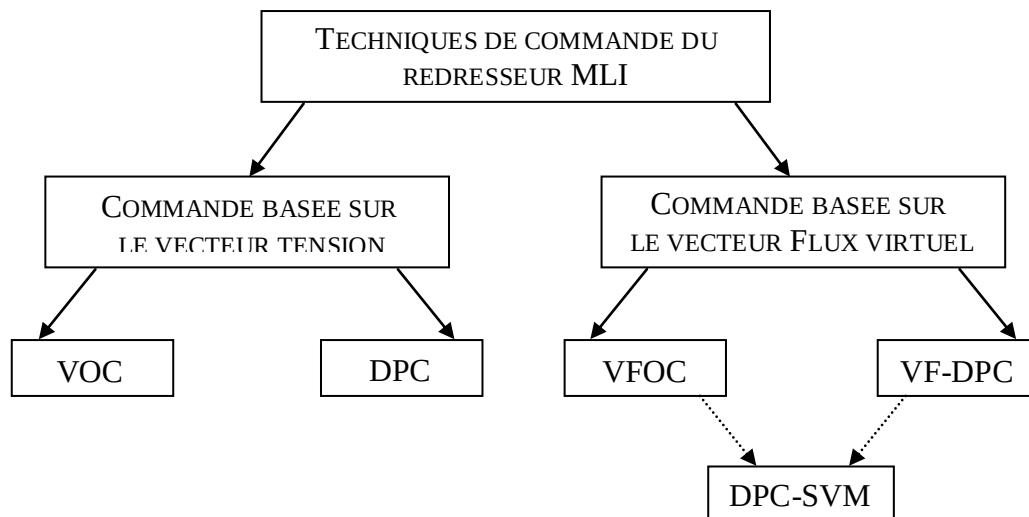


Figure III. 1: Technique de commande des redresseurs à MLI [9]

III.2.1. Orientation du vecteur de tension (VOC)

Le but de cette méthode de commande dont le principe est schématisé sur la figure.III.2, est de maintenir la tension continue de sortie V_{dc} à la valeur désirée V_{dc}^* . Les courants côté alternatif doivent être idéalement sinusoïdaux. Pour un facteur de puissance unitaire, le vecteur courant $I_s = i_{ds} + j i_{qs}$ doit être aligné sur le vecteur tension $V_s = v_{ds} + j v_{qs}$ de la source alimentant le redresseur (voir diagramme vectoriel de la figure.III.3. Pour ce faire, un référentiel tournant solide du vecteur V_s est utilisé, et la valeur de référence i_{qs}^* de la composante quadratique du courant i_s est fixée à zéro [11], [9].

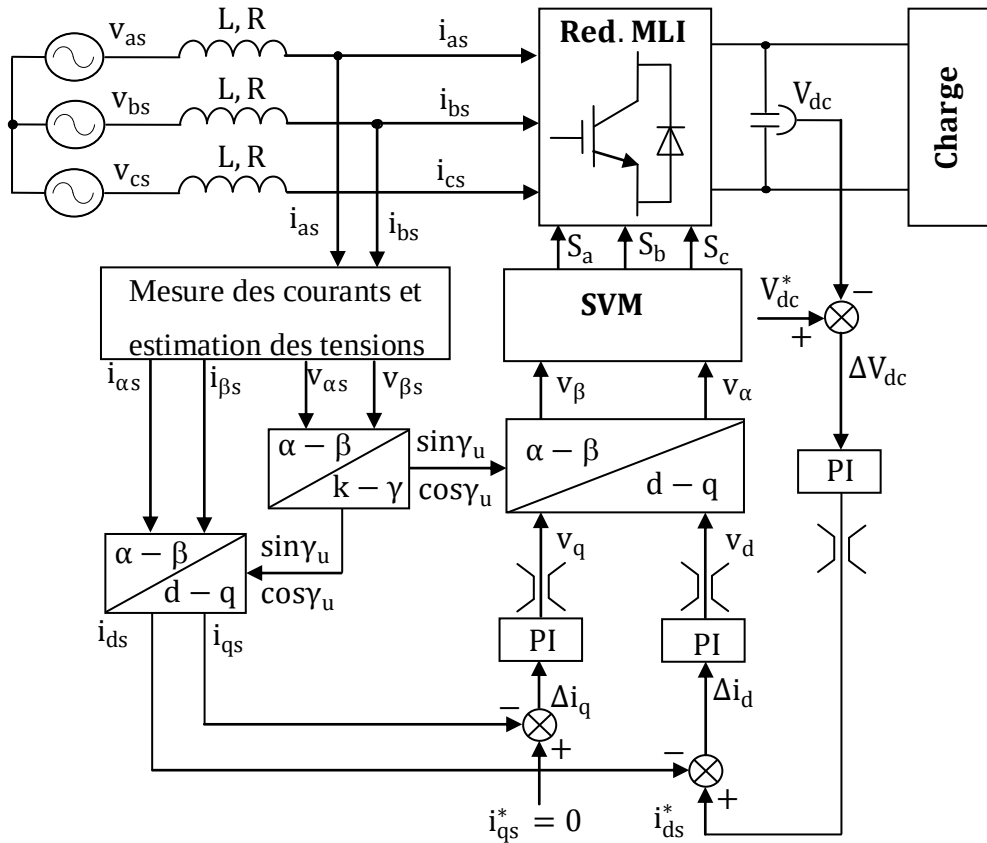


Figure III. 2: Schéma bloc de la VOC

La caractéristique de ce dispositif de contrôle en courant est basée sur les transformées dans deux systèmes de coordonnées. Le premier est le système de coordonnées fixe (α - β) et le second est le système de coordonnée tournant (d - q). Les valeurs mesurées de trois phases sont converties en équivalent système de deux phase (α - β) et alors sont transformées au système de coordonnées tournant dans le bloc (α - β) / (d - q).

$$\begin{bmatrix} Kd \\ Kq \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma_u & \sin\gamma_u \\ -\sin\gamma_u & \cos\gamma_u \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} K\alpha \\ K\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Grâce à ce type de transformation les valeurs de commande sont des signaux continus. Une transformation inverse (d - q) / (α - β) est réalisée sur la sortie du système de contrôle et elle donne des signaux de référence du redresseur dans les coordonnée fixe.

$$\begin{bmatrix} K\alpha \\ K\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma_u & -\sin\gamma_u \\ \sin\gamma_u & \cos\gamma_u \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} Kd \\ Kq \end{bmatrix} \quad (\text{III.2})$$

K : Soit un courant ou une tension

L'angle du vecteur de tension γ_u est déterminé à partir des deux transformations précédentes [11].

$$\begin{cases} \sin \gamma_u = \frac{V\beta}{\sqrt{(V\alpha)^2 + (V\beta)^2}} \\ \cos \gamma_u = \frac{V\alpha}{\sqrt{(V\alpha)^2 + (V\beta)^2}} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

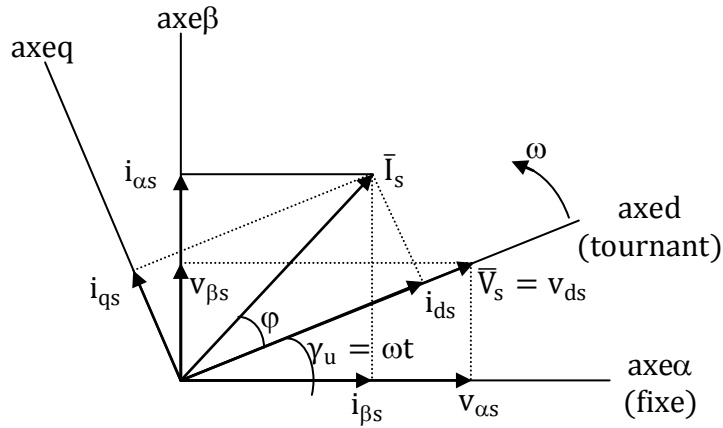


Figure III. 3: Diagramme vectoriel de la VOC

Dans les conditions d'orientation du référentiel d-q explicitées précédemment, les équations du redresseur s'écrivent [11], [9]:

$$\begin{cases} v_{ds} = R i_{ds} + L \frac{di_{ds}}{dt} - \omega L i_{qs} + v_d \\ 0 = R i_{qs} + L \frac{di_{qs}}{dt} + \omega L i_{ds} + v_q \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

III.2.1.1. Boucle a verrouillage de phase PLL

La PLL est une partie importante du système. Son but est de donner l'angle de tension du système triphasé (Figure III.4). Cet angle est alors employé pour toutes les transformations de coordonnées [11]. Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur).

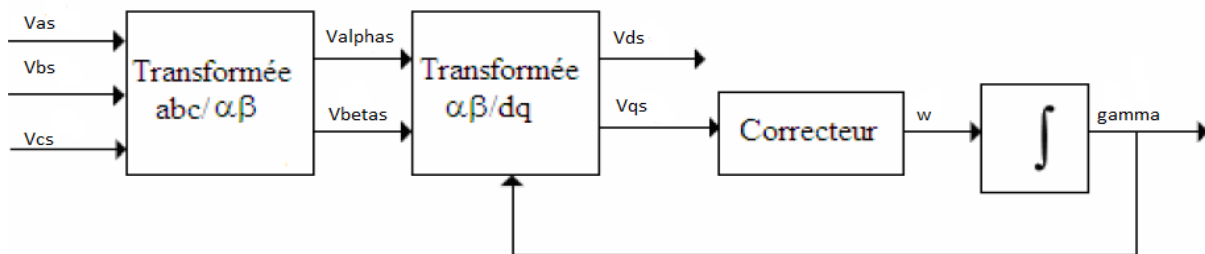


Figure III. 4: la structure classique d'une PLL triphasée

Souvent, la tension du réseau n'est pas parfaite et présente des harmoniques. Dans ce cas-là, la vitesse et l'amplitude instantanées du phaseur équivalent de la tension du réseau ne

sont pas constantes. La vitesse moyenne de rotation et l'amplitude moyenne correspondront à la vitesse et l'amplitude de la composante fondamentale, tandis que les oscillations seront dues aux harmoniques.

Du fait de la nature du filtre d'une PLL, l'information de phase obtenue à sa sortie dépend de la bande passante. Ainsi, si celle-ci est très élevée, la phase de sortie sera une image de celle correspondant au phaseur équivalent instantané de la tension, c'est-à-dire contenant tous les harmoniques. Par contre, si la bande passante est suffisamment réduite, les harmoniques seront filtrés et la sortie sera une image de la phase du phaseur équivalent de la composante fondamentale. Cette dernière méthode est la meilleure solution pour pouvoir rejeter les harmoniques qui agissent sur la phase. Ce fait entraîne une diminution de la dynamique de la PLL [11].

III.2.2. Le contrôle direct en puissance (DPC)

Une autre solution pour la commande du convertisseur est basée sur le control en boucle fermée des valeurs instantanées des puissances active (P) et réactive (Q) [14]. Il n'y a plus de boucle interne de contrôle du courant ni de modulateur pour la génération des signaux de commande S_a , S_b et S_c du convertisseur. Ces derniers sont obtenus à partir d'une table de commutation [11] basée sur les écarts instantanés entre les valeurs de consigne et les valeurs estimées pour les puissances actives et réactives. Donc, la clé de la solution pour la DPC est une correcte et rapide estimation des puissances P et Q.

Les puissances actives et réactives P et Q, sont calculées en utilisant la valeur de la tension du bus continu V_{dc} , les états de commutation du redresseur (S_a , S_b , S_c) et les courants de la ligne i_{as} , i_{bs} , et i_{cs} .

$$P = L \left(\frac{di_{as}}{dt} i_{as} + \frac{di_{bs}}{dt} i_{bs} + \frac{di_{cs}}{dt} i_{cs} \right) + V_{dc} (S_a i_{as} + S_b i_{bs} + S_c i_{cs}) \quad (III.5)$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 3L \left(\frac{di_{as}}{dt} i_{cs} - \frac{di_{cs}}{dt} i_{as} \right) - V_{dc} [S_a (i_{bs} - i_{cs}) + S_b (i_{cs} - i_{as}) + S_c (i_{as} - i_{bs})] \right\}$$

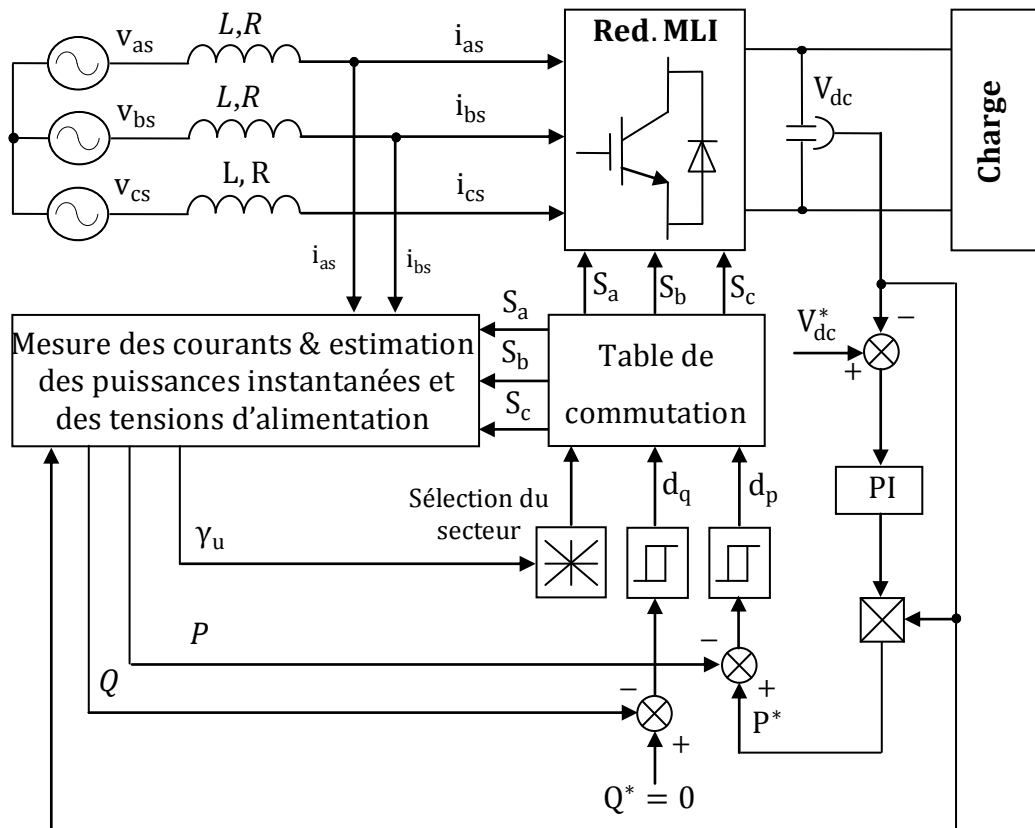


Figure III. 5: Schéma bloc de la DPC [11]

III.2.3. Orientation de vecteur flux virtuel (VFOC)

Cette stratégie basée sur le flux virtuel peut être employée pour améliorer les méthodes VOC et DPC [14].

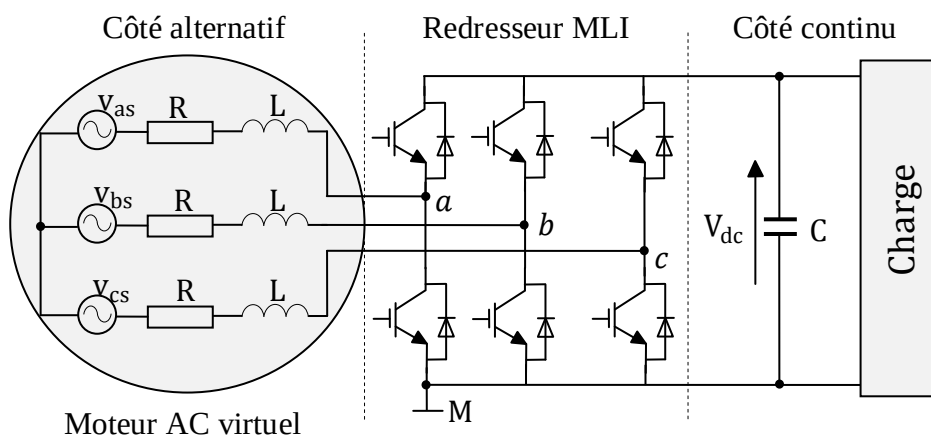


Figure III. 6: Redresseur MLI avec représentation du coté AC comme moteur AC virtuel

Dans le cas de la commande VFOC. Il est plus facile de remplacer l'angle du vecteur de tension du réseau γ_u par l'angle du vecteur flux γ_ψ , parce que γ_ψ est moins sensible que γ_u aux perturbations dans la tension du réseau, grâce au comportement (passe-bas) de

l'intégrateur. Pour cette raison, il n'est pas nécessaire de mettre en application (PLL), pour réaliser la robustesse du système à flux orienté, puisque γ_ψ tourne beaucoup plus vite que γ_u [4].

L'angle de déplacement du vecteur flux virtuel Ψ dans les coordonnées $(\alpha-\beta)$

$$\begin{cases} \sin\gamma_\psi = \frac{\psi_\beta}{\sqrt{(\psi_\alpha)^2 + (\psi_\beta)^2}} \\ \cos\gamma_\psi = \frac{\psi_\alpha}{\sqrt{(\psi_\alpha)^2 + (\psi_\beta)^2}} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

La tension du réseau et les inductances du filtre sont considérées comme les grandeurs d'un moteur alternatif virtuel. Ainsi, L et R représentent l'inductance et la résistance du stator du moteur virtuel et donc les tensions entre phases U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} seront induites par un flux virtuel (Figure III.6) [11].

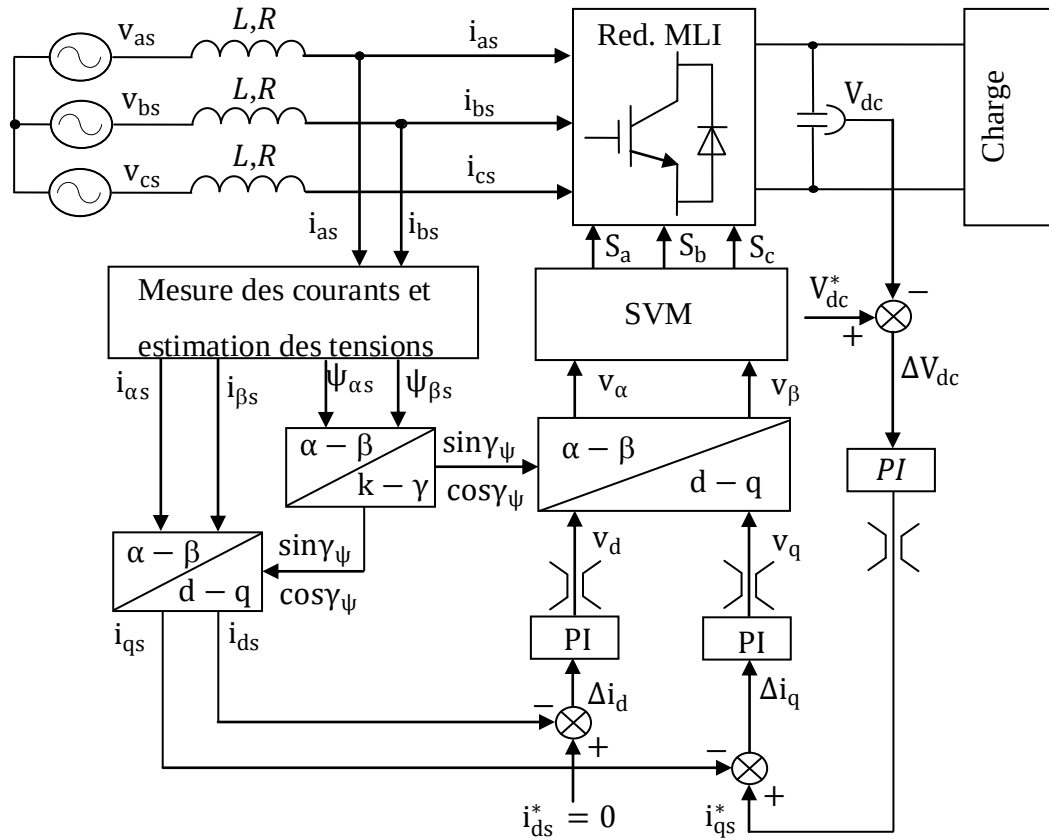


Figure III. 7: Schéma bloc de la VFOC

On peut définir des grandeurs flux virtuels par intégration des tensions de l'alimentation V_{as} , V_{bs} et V_{cs} . Dans le référentiel $\alpha-\beta$, ces quantités s'expriment comme suit :

$$\bar{\psi}_s = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha s} \\ \psi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int V_{\alpha s} dt \\ \int V_{\beta s} dt \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Où : $\bar{\psi}_s = \bar{\psi}_l + \bar{\psi}$, ce qui donne :

$$\psi_{\alpha s} = \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \right) dt + Li_{\alpha s} \quad (\text{III.8})$$

$$\psi_{\beta s} = \int \left(\frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} ((S_b - S_c)) \right) dt + Li_{\beta s} \quad (\text{III.9})$$

Le diagramme vectoriel ainsi que le schéma bloc de la VFOC sont montrés respectivement par les figures III.7 et III.8. A la différence de la VOC, dans le cas de la VFOC l'axe direct (d) du référentiel tournant (d-q) est calé sur le vecteur flux virtuel. Si bien que pour un facteur de puissance unitaire, il faut fixer la composante directe i_{ds}^* du courant $\bar{I}_s$ à zéro.

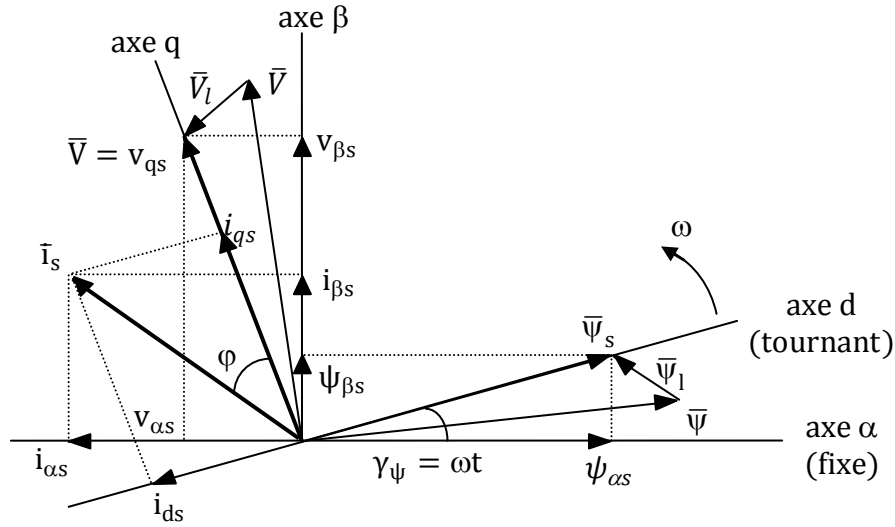


Figure III. 8: Diagramme vectoriel de VFOC

Dans les conditions d'orientation du référentiel précisées ci-avant ; les équations du redresseur s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{qs} = Ri_{qs} + L \frac{di_{qs}}{dt} + v_q + \omega \cdot L \cdot i_{ds} \\ 0 = Ri_{ds} + L \frac{di_{ds}}{dt} + v_d - \omega \cdot L \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

III.2.4. Control direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel (Virtual Flux Based Direct Power Control ou VF-DPC)

Cette stratégie est basée sur l'estimation de flux virtuel, qui est présenté pour le calcul des puissances instantanées (actives et réactives). L'objectif de ce contrôle est d'imposer une

absorption d'un courant sinusoïdal, en garantissant une puissance réactive nulle (facteur de puissance unitaire) et en maintenant la tension du bus continu constante[11].

Dans cette méthode, le calcul des puissances actives et réactives est basé sur la grandeur flux virtuel. Leurs expressions instantanées peuvent être calculées partant des relations suivantes :

$$\begin{cases} P = \text{Re}(\bar{V}_s \cdot \bar{I}_s^*) \\ Q = \text{Im}(\bar{V}_s \cdot \bar{I}_s^*) \end{cases}$$

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale triphasée équilibrée, on aboutit aux expressions simplifiées suivantes :

$$\begin{cases} P = \omega(\psi_{as} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{as}) \\ Q = \omega(\psi_{as} i_{as} + \psi_{\beta s} i_{\beta s}) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

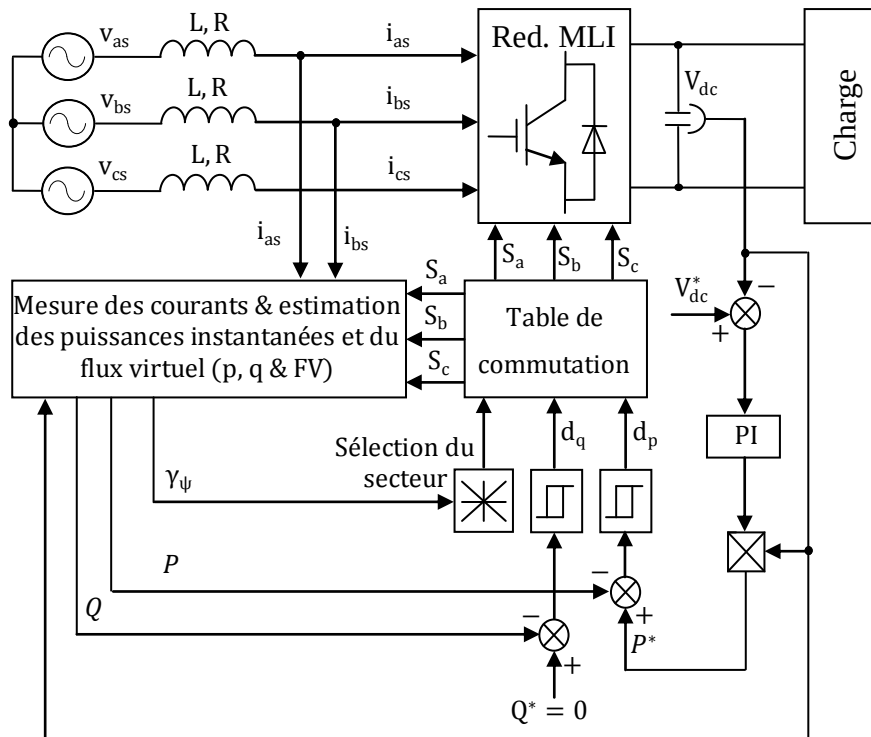


Figure III. 9: Schéma bloc de la VF-DPC

III.2.5 Commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle (DPC-SVM)

Les concepts de la commande directe en puissance (DPC) et du flux virtuel (VF) peuvent être appliqués sur de nouveaux schémas de commande. Les grandeurs P et Q peuvent être utilisées comme des variables pour le contrôle direct en puissance du redresseur à la place des courants utilisés jusqu'ici dans les schémas classiques. Les valeurs de référence de la puissance réactive Q* et active P* (fournie par la boucle externe de régulation de V_{dc}) sont comparées aux valeurs estimées P et Q fournies par un estimateur, les écarts résultant de cette

comparaison sont délivrés sur des régulateurs PI pour former les variables de commande V_d et V_q .comme montré sur le schéma de principe de la figure (III.10) [15].

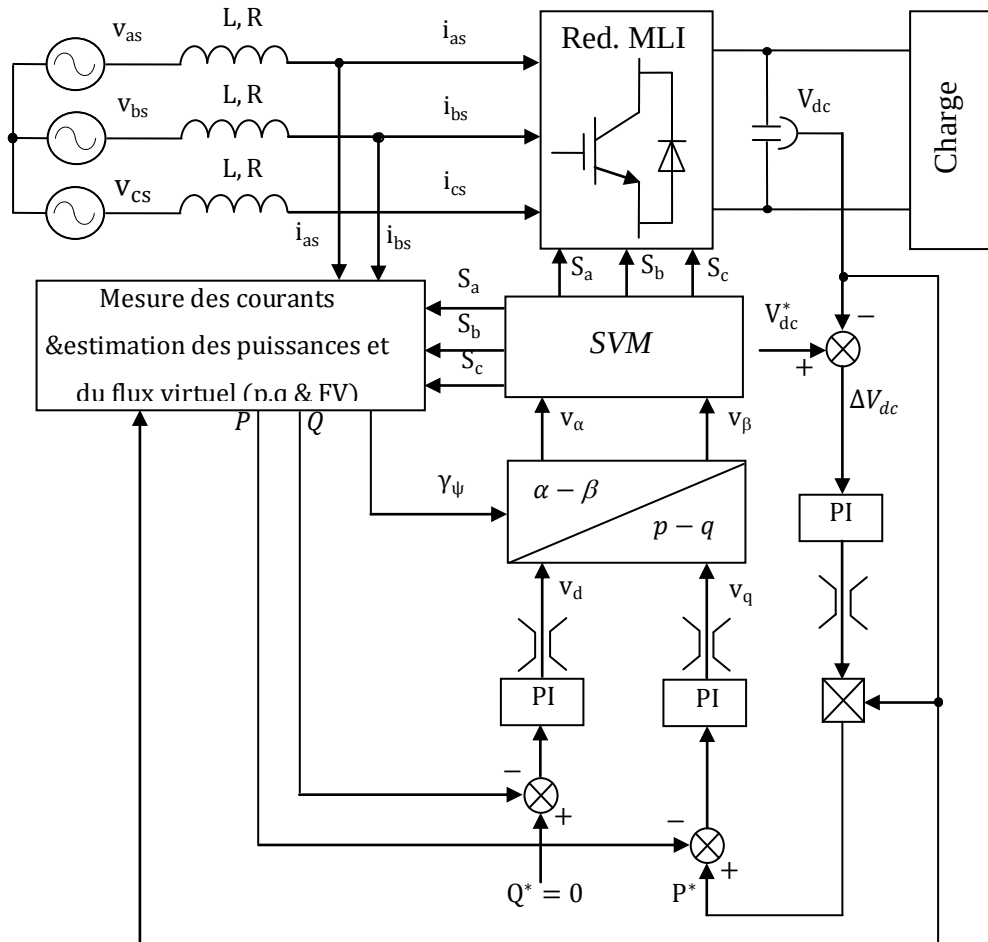


Figure III. 10:Schéma block de la DPC-SVM.

III.2.6. Avantages et les inconvénients de différentes stratégies de commande

Tableau III. 1:La comparaison des stratégies de commande

techniques	Avantages	inconvénients
VOC	-La fréquence de commutation fixe -des stratégies avancées de MLI peuvent être employées	-La transformation du même rang et le découplage entre les composants actifs et réactifs est exigée -Algorithme complexe -Facteur de puissance d'entrée inférieur que pour la DPC

DPC	-Aucun bloc séparé de MLI -Aucune boucle de régulation courant - Aucune transformation du même rang -Bonne dynamique - Algorithme simple -commande de puissance active et réactive découplées -améliorer le facteur de puissance	-Haute fréquence et d'échantillons requis -L'évaluation de puissance et de tension devrait être évité au moment de la commutation -La fréquence de commutation variable -Microprocesseur rapide et CAN requis
VFOC	-La fréquence de commutation fixe -des stratégies avancées de MLI peuvent être employées	- La transformation du même rang et le découplage entre les composants actifs et réactifs est exigée -Algorithme complexe -Facteur de puissance d'entrée inférieur que pour la VF- DPC
VF-DPC	-Bonne dynamique - Algorithme simple -Commande de puissance active et réactive découplée -aucune transformation du même rang - aucun bloc séparé de MLI -aucune boucle de règlement courant - bas THD des courantes de lignes avec l'approvisionnement tordu ou déséquilibré -Abaissier la fréquence de prélèvement que pour le DPC	-la fréquence de commutation variable -Microprocesseur rapide et CAN requis

III.3. Les techniques de modulation

L'utilisation de la modulation MLI permet d'éliminer les premiers rangs d'harmoniques de courant afin d'améliorer le facteur de puissance. Cependant, cette technique ne résout pas totalement le problème des harmoniques de courant, parce que les harmoniques

disparus en basse fréquence, apparaissent en haute fréquence (aux multiples de la fréquence de découpage) [16].

Le principe général de cette stratégie est de comparer une tension de référence (modulatrice) à une porteuse triangulaire ou en dents de scie. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation **m** est le rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f de la tension de la modulatrice

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{III.12})$$

- Le rapport de modulation **r** est le rapport de l'amplitude E_m de la tension de référence à l'amplitude V_p de la porteuse

$$r = \frac{E_m}{V_p} \quad (\text{III.13})$$

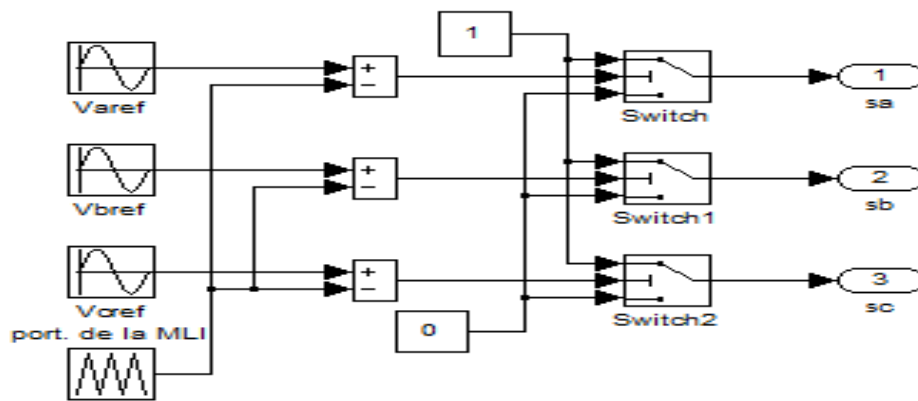


Figure III. 11: Schéma de principe de la technique Sinus-Triangle

III.3.1. MLI à échantillonnage naturel

Les signaux de commandes des interrupteurs statiques des redresseurs sont générés par comparaison entre un signal appelé porteuse triangulaire (haute fréquence) et une onde sinusoïdale. Les états de commutation des interrupteurs de puissance sont déterminés par les points d'intersection des deux signaux.

L'amplitude du fondamental de l'onde MLI est déterminée par le rapport des amplitudes de la porteuse et de la modulatrice appelée taux de modulation

L'inconvénient de cette modulation est de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, cela rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [9].

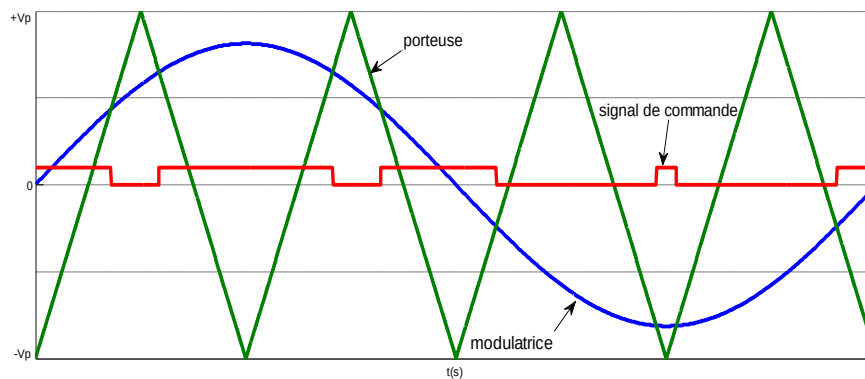


Figure III. 12: MLI à échantillonnage naturel

III.3.2. MLI symétrique

Les instants de commutation sont déterminés par l'intersection de la porteuse et de la modulatrice échantillonnée et constante sur la période de la porteuse. La largeur d'une impulsion est directement proportionnelle à l'amplitude de la modulatrice échantillonnée sur la période de la porteuse correspondante. Dans ce cas, la détermination des instants de commutation fait appel à des équations analytiques simples [17].

III.4. Contrôle des courants par hystérésis

Le principe du contrôle par hystérésis (HCC), consiste à maintenir le courant à l'intérieur d'une bande en cadran sa référence. La différence entre le courant et sa référence est comparée à une bande fixe de largeur D_i appelée bande ou fourchette d'hystérésis. Chaque violation de cette bande entraîne un ordre de commutation des interrupteurs. Cette méthode permet le contrôle de la fréquence de commutation des interrupteurs par action sur la largeur D_i c'est pour quoi les performances de cette stratégie sont fortement liées à la largeur D_i de la bande d'hystérésis [10].

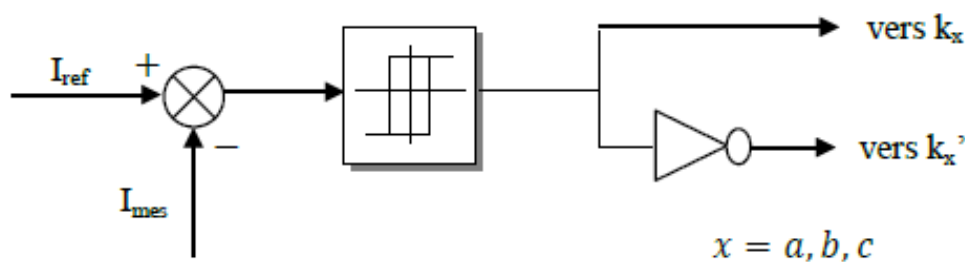


Figure III. 13: Principe de contrôle du courant par hystérésis

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons accédé à une description brève des différentes techniques de commandes des redresseurs à MLI. Dans un premier temps, nous avons introduit les notions sur la structure générale de chaque technique de commande, en suite, nous avons cité les différents avantages et inconvénients de chaque technique. Après avoir donné l'état de l'art des techniques de commandes, nous avons représenté les différentes techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à servir pour éliminer la perturbation harmonique dans l'installation.

Chapitre IV

IV.1. Introduction

Dans le domaine de commande des systèmes électriques, les lois de commande classique (PI, PID...) donnent des bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètre constant. Pour les systèmes non-linéaires (paramètres non constants), ces lois de commande peuvent être insuffisantes, car elles sont non robuste surtout lors les exigences sur la précision. On doit faire appel à des lois de commande insensible aux variations de paramètres, aux perturbations et aux non-linéarités (floue, prédictive et le mode glissant).

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude de la commande par mode glissant, nous présentons le concept général de la commande à structure variable et ces applications aux redresseurs à MLI.

IV.2. Historique de la commande par mode glissant

Le mode glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structure variable. La théorie de ces systèmes a été étudiée et développée en union soviétique, tout d'abord par le professeur EMELYANOV, puis par d'autres collaborateurs également UTKIN, à partir des résultats des études du mathématicien FILIPOVE sur les équations différentielles à second ordre discontinu. Ensuite, les travaux ont été repris aux Etats-Unis par SLOTINE et au Japon par Young, HARASHIMA et HASHIMOTO. Ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes à structure variable est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes non-linéaires et les systèmes ayant un modèle imprécis [17].

IV.3. Principe de la commande par mode glissant des systèmes à structure variable

Un système à structure variable (VSS) est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation, ce choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure.

Etant un cas particulier de la commande à structure variable, la commande par modes glissants (CMG) a été largement utilisée dans la littérature. Ce succès est dû à sa simplicité de mise en œuvre et à sa robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et des perturbations externes [19].

La commande de tels systèmes par mode de glissement à en général deux modes de fonctionnement :

• **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à réguler se déplace à partir de n'importe quel point du plan de phase vers la surface de commutation $S(x) = 0$ et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

• **Le mode de glissement (MG)** : durant lequel la variable d'état atteint la surface glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x) = 0$ [19].

IV.4. L'objectif de la commande par mode glissant

L'objectif de la commande par mode glissant se résume en deux points essentiels:

- Synthétiser une surface $S(x, t)$, telle que toutes les trajectoires du système obéissent à un comportement désiré de poursuite, régulation et stabilité.
- Déterminer une loi de commande (commutation) $U(x, t)$, qui est capable d'attirer toutes les trajectoires d'état vers la surface de glissement et les maintenir sur cette surface.

IV.5. La conception de la commande par mode glissant

La conception de la commande par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui s'effectue principalement en trois étapes principales complémentaires l'une de l'autre, définies par :

- Le choix des surfaces de glissement.
- La définition des conditions d'existence et de convergence du régime glissant.
- La détermination de la loi de commande [17], [20].

IV.5.1. Le choix des surfaces de glissement

Soit le système décrit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x} = A(x, t)x + B(x, t)u \quad (IV.1)$$

A et B sont des fonctions non-linéaires, B est supposée inversible.

u: L'entrée du système ; x : état du système.

Soit x_{ref} la consigne désirée (la référence) et l'erreur de poursuite définie par :

$$e = x_{ref} - x \quad (IV.2)$$

La formule générale de la surface de glissement est définie en fonction de l'ordre du système comme suit :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda\right)^{n-1} e(x) \quad (IV.3)$$

λ : Gain positif

n : le degré relatif du système par rapport à la sortie $y(t)$. Il représente le nombre minimum de fois qu'il faut dériver la sortie $y(t)$ par rapport au temps, pour y voir apparaître la grandeur de commande [21], [20].

IV.5.2. Condition d'existence et de convergence du régime glissant

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment de la perturbation. Il existe deux approches pour assurer le mode de convergence.

Approche directe

Cette approche est la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN [20], [19]. Cette approche est donnée sous la forme:

$$\dot{S}(x) * S(x) < 0 \quad (IV.4)$$

Approche de LYAPUNOV

La fonction de LYAPUNOV est une fonction scalaire positive ($V(x) > 0$) pour les variables d'état du système, la loi de commande doit faire décroître cette fonction $\dot{V}(x) < 0$. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à Contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir une commande « u » tel que le carré de la surface correspond à une fonction de LYAPUNOV. Nous définissons la fonction de LYAPUNOV comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (IV.5)$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x) * S(x) < 0 \quad (IV.6)$$

Cette approche est utilisée pour estimer les performances de la commande, l'étude de la robustesse et de la stabilité des systèmes non-linéaires [20], [22].

IV.5.3. Détermination de la loi de commande

Une fois la surface de glissement et le critère de convergence sont choisis, il reste à déterminer la commande nécessaire pour attirer la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence du mode glissant.

La structure de la commande par mode de glissant est constituée de deux parties, une concernant la linéarisation exacte (U_{eq}) et l'autre la stabilité (U_n).

$$U = U_{eq} + U_n \quad (IV.7)$$

IV.5.3.1. La commande équivalente

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que $S(x)=0$, et par conséquent $\dot{S}(x)=0$ et $U_n=0$.

La commande U_{eq} peut être interprétée comme étant la valeur moyenne que prend la commande U lors des commutations rapides entre $U^+(U_{max})$ et $U^-(U_{min})$ (Figure IV.4) [19].

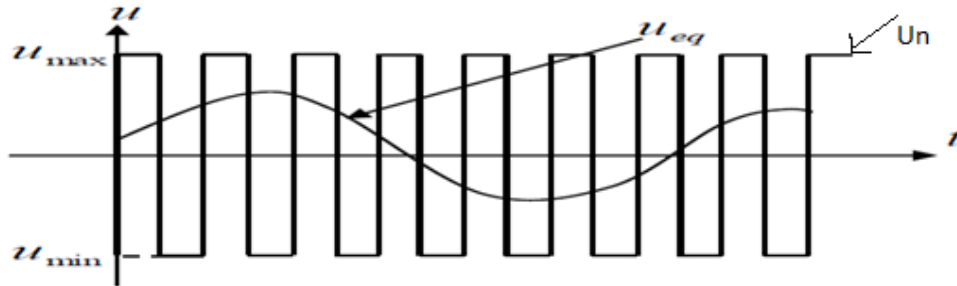


Figure IV. 1 : Schéma de la commande équivalente

IV.5.3.2. La commande discontinue

La commande U_n est définie durant le mode de convergence et doit satisfaire la condition $\dot{S}(x)*S(x) < 0$.

La commande U_n , est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction « signe » figure(IV.2) [19].

$$U_n = K * \text{sign}(S(x))$$

$$K = |U_{eq}|_{\max}$$

(IV.8)

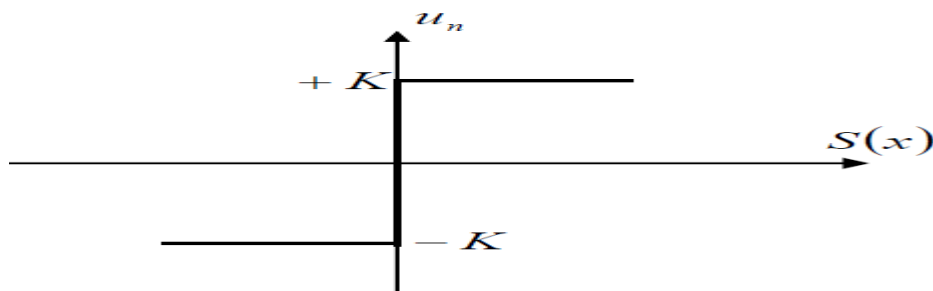


Figure IV. 2: Schéma de la fonction « sign »

IV.6. Les avantages et les inconvénients de la commande par mode glissant

IV.6.1. Les avantages

Cette commande présente les caractéristiques suivantes :

- La réponse du système est robuste et insensible aux variations de certains paramètres et aux effets troubles de la charge, et perturbations.
- Il suffit de connaître une borne pour K , ce qui simplifie le réglage.

-Le choix de la surface de commutation est assez libre [23].

IV.6.2. Les inconvénients

Dans la pratique, un régime glissant idéal n'existe pas, car la fréquence de commutation des organes de commande a une limite finie. Autrement dit, il n'existe aucun organe de commutation pouvant commuter à une fréquence infinie (en effet, cet organe devrait délivrer une énergie infinie). Le caractère discontinu de la commande engendre un comportement dynamique particulier autour d'une couche limite de la surface de glissement qui est communément appelé chattering (Figure IV.3).

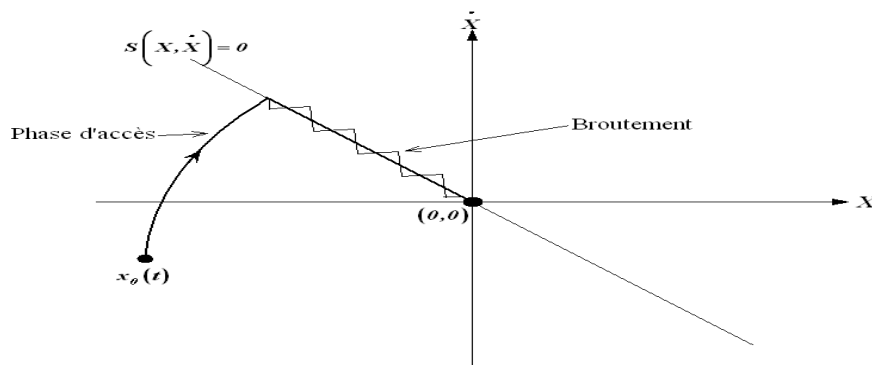


Figure IV. 3:Phénomène de broutement

Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence [24].

Le broutement (phénomène de Chattering) peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation adéquate qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de la fonction saturation figure(IV.4).

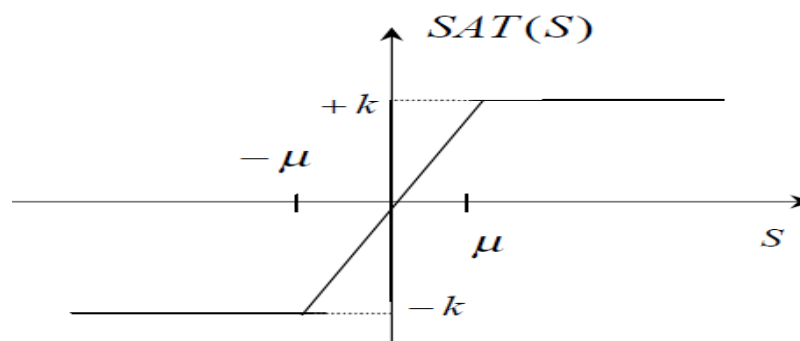


Figure IV. 4: Fonction Saturation

IV.7. Application de la commande et simulation

IV.7.1. Introduction

Dans cette étude, nous appliquerons une méthode qui utilise une surface de glissement non-linéaire exprimée en fonction des variables d'états et pour celle-ci, on s'intéresse aux expressions de commande citées avant.

Cette méthode de réglage consiste à déterminer la surface de glissement, la commande équivalente pour chaque grandeur à réguler.

Dans notre chapitre, le principe de cette commande est appliqué aux boucles internes des courants et à la tension de bus continue d'un redresseur à MLI.

IV.7.2. boucle interne des courants ids et iqs

A partir de l'équation (II.15) de chapitre (II), on tire le système d'équations d'états suivant :

$$\begin{cases} L \frac{di_{ds}}{dt} = V_{ds} - Ri_{ds} + \omega Li_{qs} - v_d \\ L \frac{di_{qs}}{dt} = V_{qs} - Ri_{qs} - \omega Li_{ds} - v_q \end{cases} \quad (IV.9)$$

-la surface de régulation des courants ids et iqs

La surface de régulation des courants est de la forme suivante :

$$\begin{cases} S(i_{ds}) = i_{ds}^* - i_{ds} \\ S(i_{qs}) = i_{qs}^* - i_{qs} \end{cases} \quad (IV.10)$$

En dérivant la surface de courant, on obtient :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{ds}) = \dot{i}_{ds}^* - \dot{i}_{ds} \\ \dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs}^* - \dot{i}_{qs} \end{cases} \quad (IV.11)$$

En introduisant (IV.9) dans (IV.11), on aura

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{ds}) = \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{L}(V_{ds} - Ri_{ds} + \omega Li_{qs} - v_d) \\ \dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{L}(V_{qs} - Ri_{qs} - \omega Li_{ds} - v_q) \end{cases} \quad (IV.12)$$

A présent, en remplaçant la tension par la tension de commande $V_d = V_{deq} + V_{dn}$ et

$V_q = V_{qeq} + V_{qn}$ dans (IV.12) l'équation on trouve :

$$\begin{cases} \dot{S}(i_{ds}) = \dot{i}_{ds}^* - \frac{1}{Ls}(V_{ds} - Ri_{ds} - \omega Li_{qs}) - \frac{1}{L}v_{deq} - \frac{1}{Ls}v_{dn} \\ \dot{S}(i_{qs}) = \dot{i}_{qs}^* - \frac{1}{Ls}(V_{qs} - Ri_{qs} - \omega Li_{ds}) - \frac{1}{L}v_{qeq} - \frac{1}{Ls}v_{qn} \end{cases} \quad (IV.13)$$

$$\dot{i}_{ds}^* = 0, \dot{i}_{qs}^* = 0 \text{ et } \dot{i}_{ds}^* = 0$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(i_{ds}) = S(i_{qs}) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(i_{ds}) = \dot{S}(i_{qs}) = 0$ et $v_{dn} = v_{qn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (IV.13) :

$$\begin{cases} v_{deq} = V_{ds} - R i_{ds} + \omega L i_{qs} \\ v_{qeq} = V_{qs} - R i_{qs} - \omega L i_{ds} \end{cases} \quad (IV.14)$$

$$\begin{cases} V_{dn} = K_d * \text{sign}(S(i_{ds})) \\ V_{qn} = K_q * \text{sign}(S(i_{qs})) \end{cases} \quad (IV.15)$$

$$V_{dn} = \begin{cases} +K_d & \text{si } S > 0 \\ -K_d & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (IV.16)$$

$$V_{qn} = \begin{cases} +K_q & \text{si } S > 0 \\ -K_q & \text{si } S < 0 \end{cases} \quad (IV.17)$$

IV.7.3. boucle externe de tension V_{dc}

A partir du schéma de principe du redresseur à MLI (Figure II.2), on tire le système d'équations suivant :

$$I_{dc} = I_c + I_{ch} \quad (IV.18)$$

La surface de régulation de la tension de bus continue est de la forme suivante :

$$S(V_{dc}) = V_{dc}^* - V_{dc} \quad (IV.19)$$

En dérivant la surface de courant, on obtient :

$$\dot{S}(V_{dc}) = \dot{V}_{dc}^* - \dot{V}_{dc} = -\dot{V}_{dc} \quad (IV.20)$$

$$\dot{V}_{dc}^* = 0$$

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} \left(I_{dc} - \frac{V_{dc}}{R} \right) \quad (IV.21)$$

En posant $I_{dc} = I_{dceq} + I_{dcn}$ et en introduisant dans (IV.21), on aura

Durant le mode de glissement et le régime permanent, on a $S(V_{dc}) = 0$ et par conséquent $\dot{S}(V_{dc}) = 0$ et $I_{dcn} = 0$, d'où on tire la formule de la commande équivalente à partir de la relation (IV.21) :

$$I_{dceq} = \frac{V_{dc}}{R_s} = I_{ch} \quad (IV.22)$$

$$I_{dcn} = Ki * \text{sign}(S(V_{dc})) \quad (\text{IV.23})$$

L'équation de la puissance de référence s'écrit sous la forme suivante

$$P^* = V_{dc}^* \cdot I_{dc} = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \quad (\text{IV.24})$$

$$i_{qs}^* = i_{qs} = 0$$

$$i_{ds} = \frac{P^*}{V_{ds}} = \frac{V_{dc}^* i_{dc}}{V_{ds}} \quad (\text{IV.25})$$

IV.8. Résultats de simulation

Dans ce qui suit, nous présentons les résultats de simulation obtenue. Nous nous intéresserons aux performances dynamiques et statiques en poursuite lors d'une variation de V_{dc} dans un premier temps. Ensuite, nous testerons la robustesse du système lors de variation de la charge et de la tension d'alimentation. Afin de montrer la supériorité du SMC par rapport au PI, étude comparative sera menée pour chaque test.

IV.8.1. Réponse à une variation en échelon de V_{dc}

Condition d'essai :

- Une source équilibrée $E_m = 127\sqrt{2}V$.
- la résistance de charge $R_{ch} = 100 \Omega$.
- Variation de V_{dc} de 0 à 400V à $t=0$

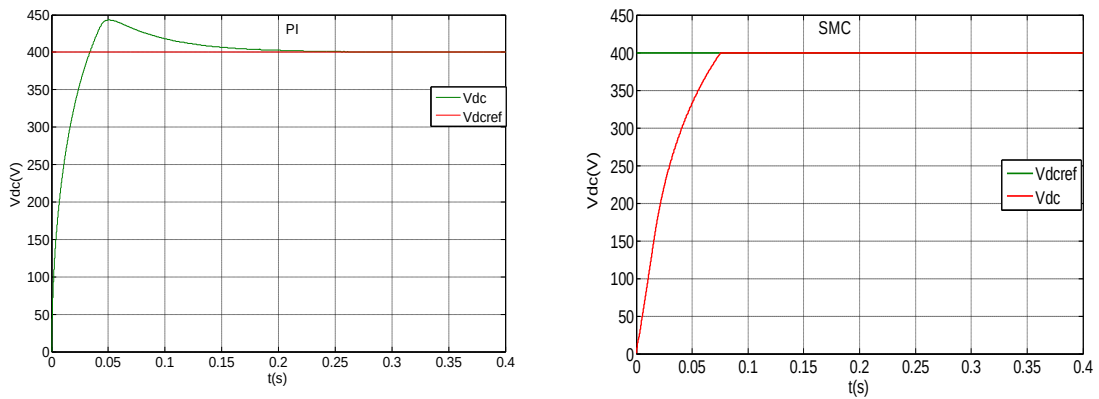


Figure IV. 5: Allure de la tension de bus continue

La figure (IV.5) montre la réponse du système à une variation échelon de la tension V_{dc} avec un régulateur classique PI et un régulateur par mode glissant (SMC). On voit que le régulateur SMC présente de meilleures performances dynamiques par rapport au régulateur PI.

La figure IV.6 montre l'allure du courant de phase du réseau ainsi la tension correspondante. On y remarque un déphasage nul en conformité avec les objectifs définis par la commande ($\cos \varphi=1$).

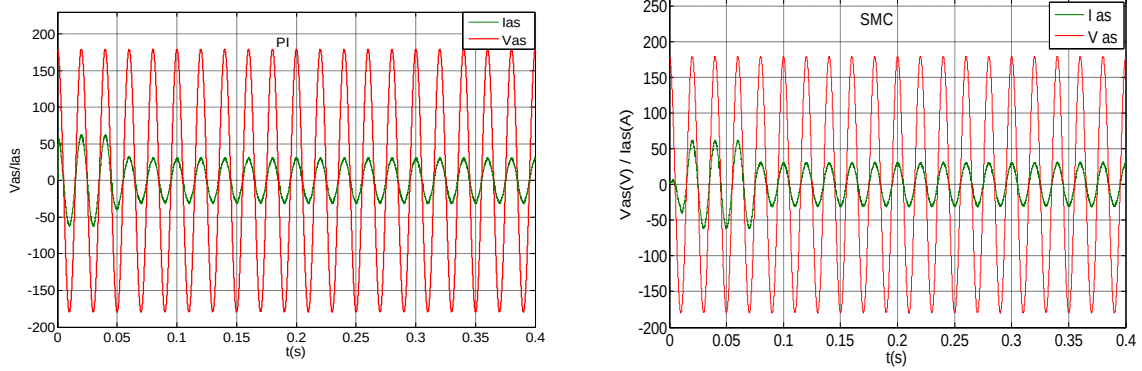


Figure IV. 6:Allure de la tension et le courant du réseau

Les figures (IV.7) et (IV.8) présentent les allures des courants d'axe dq et les puissances actives et réactives. Les courants statoriques de phase, leurs composantes d'axes d, q (i_{dq}) et les puissances actives P et réactives Q présentes des valeurs conforme à la demande en puissance de la charge régie par la relation :

$$\frac{3}{2} E_m \cdot I_m = P_{ch} = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} = V_{ds} I_{ds} \quad (IV.26)$$

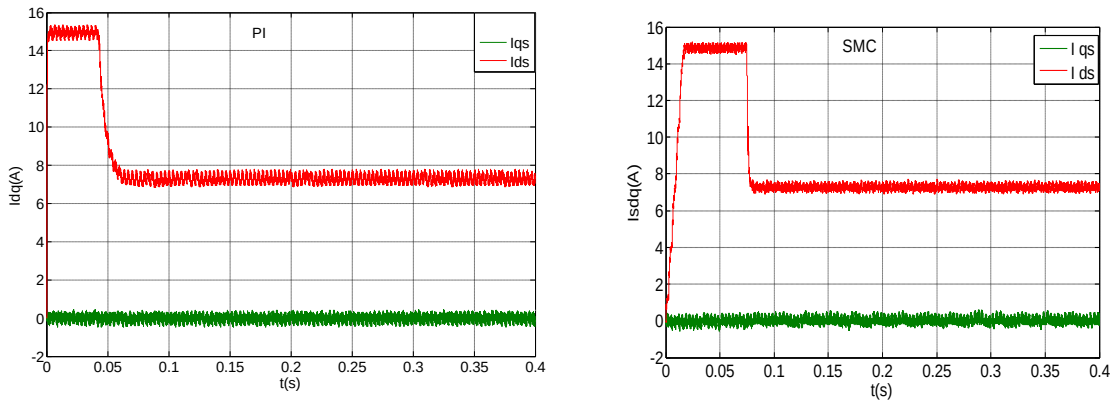


Figure IV. 7:Allure des courants (I_{sdq}) du réseau

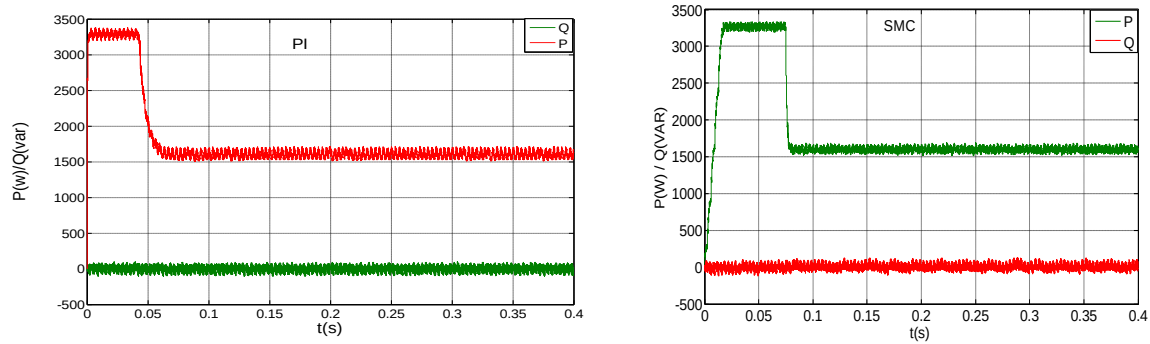


Figure IV. 8: Allure de la puissance (active et réactive)

IV.8.2. Influence de la variation de la charge

Condition d'essai :

- $E_m = 127 \cdot \sqrt{2} V$
- Variation de la résistance R_{ch} de (100Ω à 50Ω) à $t=0.5s$.
- V_{dc} fixé à $400V$

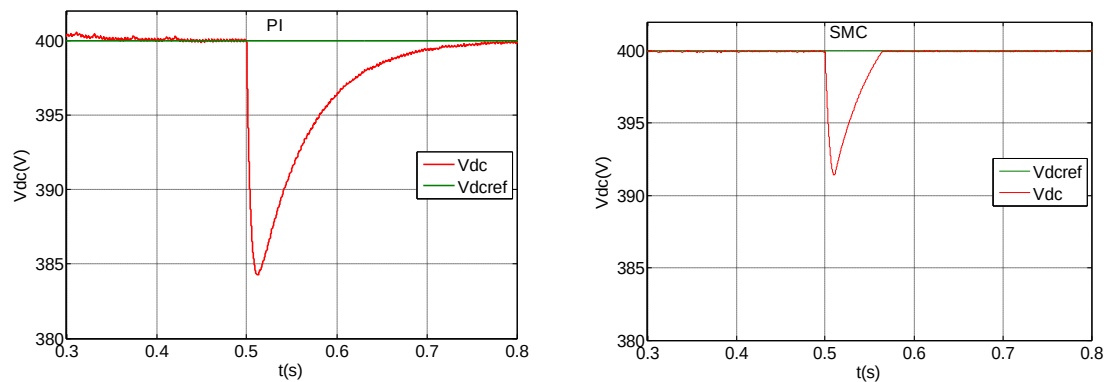


Figure IV. 9: Allure de la tension du bus continu

La figure (IV.9) montre que l'action du régulateur SMC est plus efficace par rapport au PI. En effet, avec le régulateur SMC, la perturbation est moins ressentie aussi bien en amplitude qu'en durée.

Les figures (IV.10, IV.11 et IV.12) illustrant les graphes des courants de phases, courants d'axe d et q ainsi que les puissances montrent que le régulateur SMC réagit de manière prompt pour réduire rapidement la perturbation.

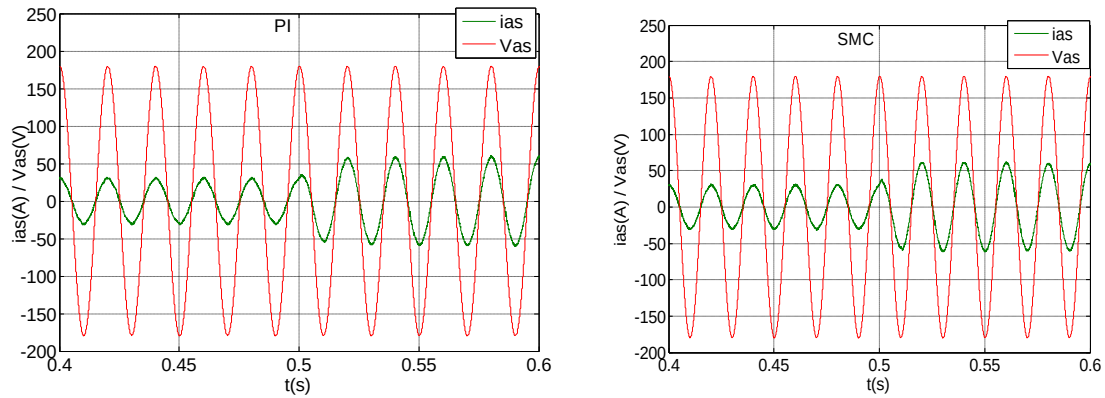


Figure IV. 10: Allure de la tension et du courant du réseau

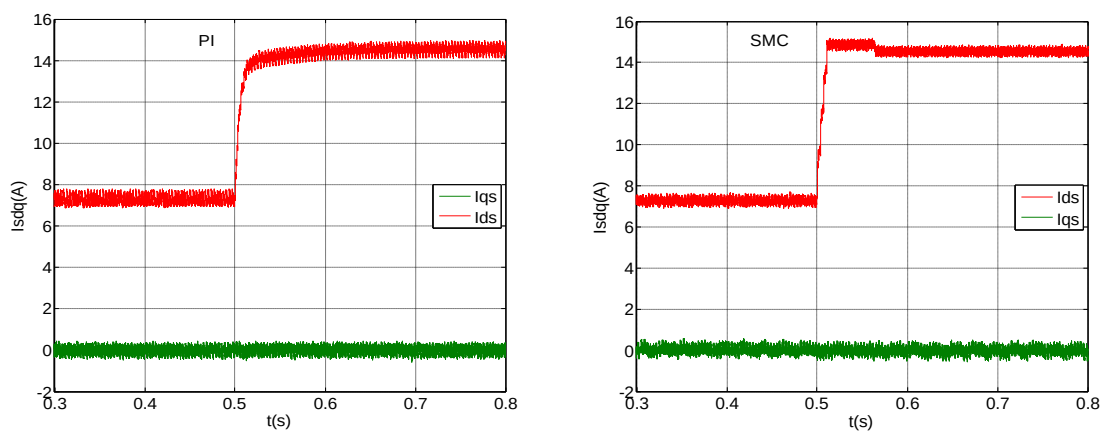


Figure IV. 11: Allure des courants (Isdq) du réseau

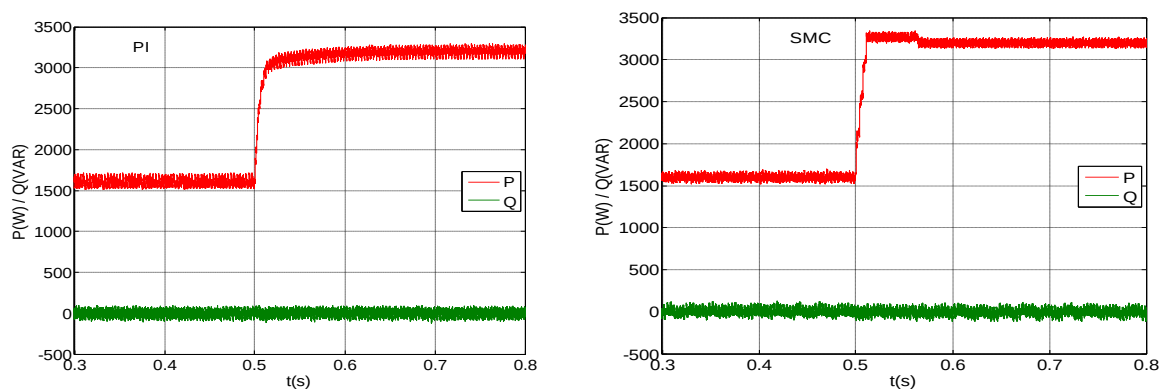


Figure IV. 12: Allure de la puissance (active et réactive)

IV.8.3. Variation de la tension du réseau

Condition d'essai :

- La charge est constante $R_{ch}=100 \Omega$.
- variation des tensions de la source (E_m) à $t=0.5s$ (soit une diminution de 40%)

- $V_{dc}=400v$

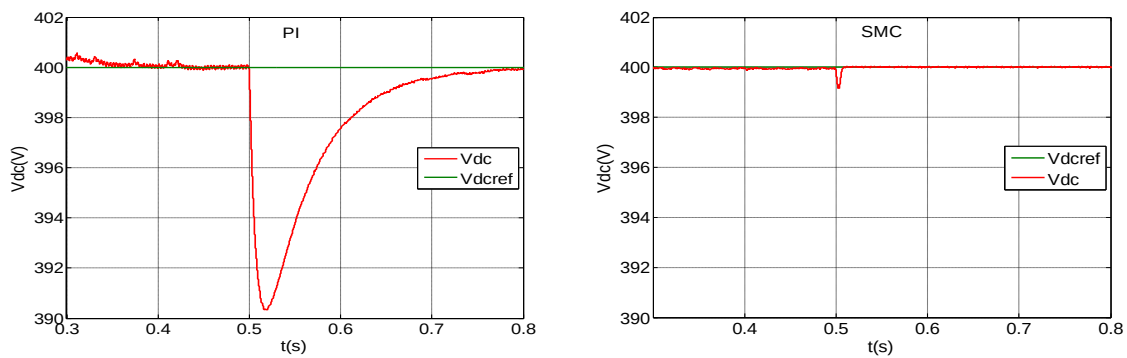


Figure IV. 13: Allure de la tension de bus continue

La figure (IV.13) montre clairement que le système régulé par SMC est insensible à la perturbation.

Les figures (IV.14), (IV.15) et (IV.16) montrent les allures des courants de phase, leurs composantes d'axe d, q et les puissances actives et réactives obtenus avec les deux régulateurs.

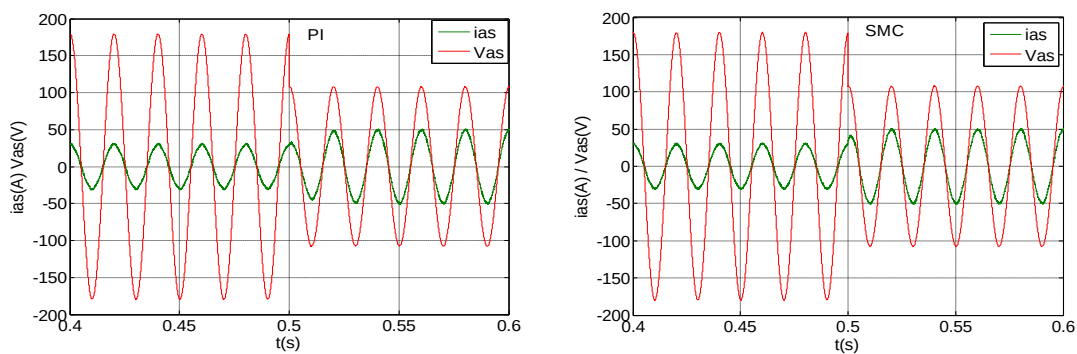
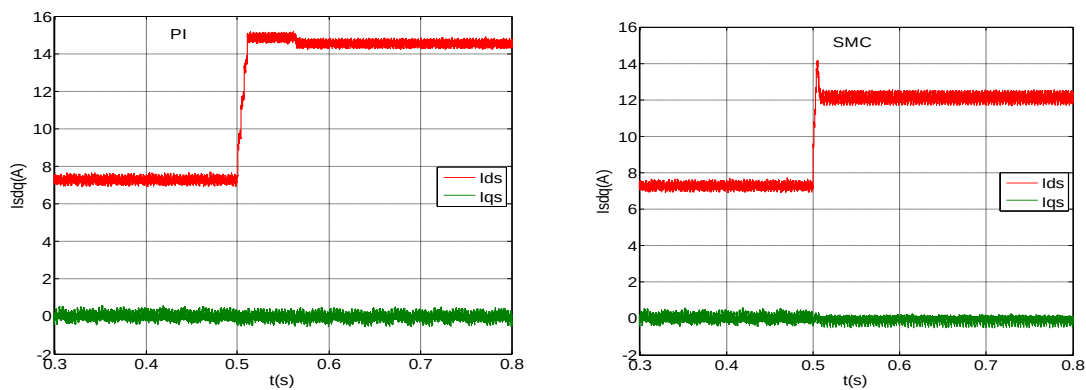


Figure IV. 14: Allure de la tension et du courant du réseau

Figure IV. 15: Allure des courants (I_{sdq}) du réseau

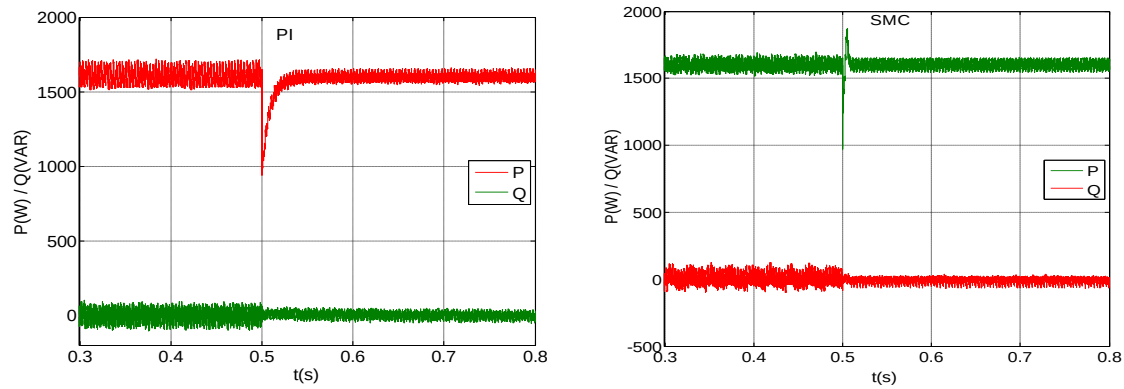


Figure IV. 16: Allure de la puissance (active et réactive)

IV.8.4. Taux de distorsion harmonique

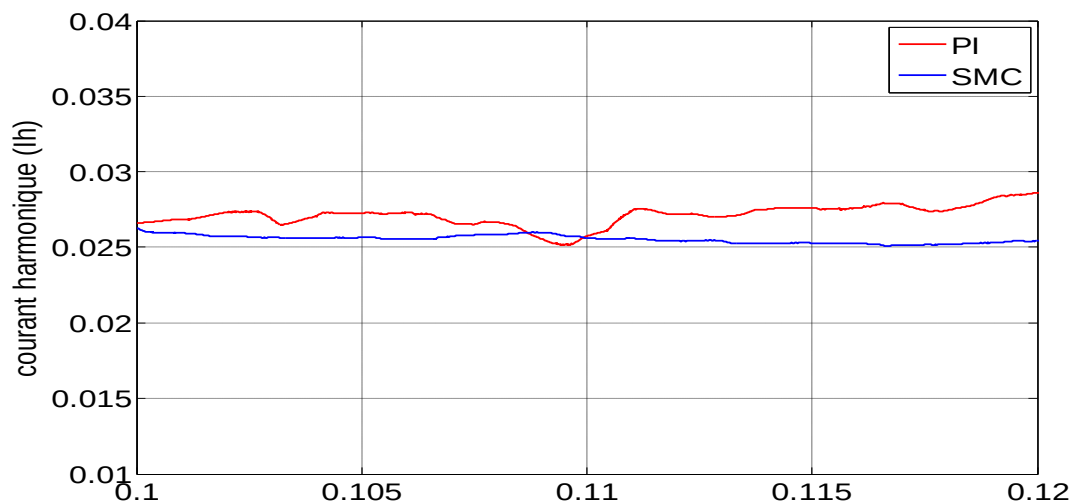


Figure IV. 17: Taux de distorsion harmonique du courant

La figure (IV.17) montre l'allure du courant harmonique avec un régulateur classique PI et un régulateur SMC. On voit que le régulateur SMC présente un meilleur THD par rapport au régulateur PI.

IV.9. Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande par mode glissant au redresseur à MLI, l'objectif principal étant la régulation de la tension de bus continu. Dans ce contexte, nous avons présenté tout d'abord un rappel théorique sur la commande par mode glissant des systèmes à structure variable, nous avons ensuite abordé la conception de l'algorithme de commande en tension et en courant avec ses différentes étapes.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement la supériorité du régulateur SMC par rapport au PI, ainsi bien en ce qui concerne les performances dynamiques que la robustesse par rapport aux perturbations extérieures (variation de la charge et de la tension d'alimentation).

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail effectué dans ce mémoire avait pour objectif l'étude de la commande par mode glissant d'un redresseur à MLI triphasé et les performances obtenues par régulateurs classiques PI. Pour ce faire une étude comparative des performances obtenues par chaque méthode a été menée.

Ainsi, après une présentation générale du redresseur du point de vue constitution, fonctionnement et modélisation, un état de l'art des techniques de commande utilisées a été dressé. Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à une seule technique, il s'agit du contrôle par orientation du vecteur tension (VOC). Dans les conditions d'orientation, le vecteur courant du réseau a deux composants ; I_{ds} représente la puissance active et I_{qs} détermine la puissance réactive. Cette dernière composante du courants q été fixée a zéros pour satisfaire la condition du facteur de puissance unitaire.

Dans le deuxième chapitre, nous avons étudié le comportement du système sans boucle extérieure de régulation de la tension V_{dc} (boucles internes des courants uniquement). Les résultats obtenus ont montré que cette dernière est influencée par la variation des tensions de la source et les variations de la charge, d'où la nécessité de rajouter une boucle extérieure pour maintenir cette tension à un niveau constant.

Les résultats de simulation obtenus avec cette dernière structure (boucle externe de tension V_{dc}) ont permis de vérifier l'efficacité de l'action de la commande.

- Par rapport à une variation de la consigne de V_{dc} , le système présente une réponse ayant une excellente dynamique et un facteur de puissance unitaire
- En régulation (variation de la charge ou variation de la tension du réseau), on a montré que le système est pratiquement insensible, ceci grâce a l'action de la commande qui réagit en adaptant la puissance de référence afin de maintenir V_{dc} constante.

Par ailleurs, l'étude comparative menée sur les deux méthodes de commande (PI et SMC) a montré la supériorité de la commande par mode glissant, aussi bien en ce qui concerne les performances dynamiques en poursuite que la robustesse du système régulé par rapport aux perturbations et présente un bon THD. La lecture des résultats obtenus, il serait intéressant d'envisager quelques perspectives pour la continuation de ce travail, nous proposons ;

- Une implémentation pratique sur la carte dspace afin de valider les résultats obtenus par simulation.

- L'application de la commande non linéaire par mode glissant d'ordre supérieur pour l'optimisation des résultats obtenus, car celle-ci permet de réduire le phénomène de chattering.

Annexe

Annexe1

Paramètre du système

Pour le système global nous avons utilisé les paramètres suivant :

a) paramètre de la ligne

- L'amplitude de la tension de la ligne : $E_m = 127 \text{ V}$.
- La fréquence : 50 Hz .
- La Résistance de la ligne : $R = 0.1 \Omega$.
- L'inductance de la ligne : $L = 0.01 \text{ H}$.

b) paramètre du redresseur

La résistance de la charge : $R_{ch} = 100 \Omega$.

La capacité du bus continu : $C = 0.001 \text{ F}$.

Annexe 2

Transformation de coordonnées dq-abc

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \cos(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) & -\sin(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) \\ \cos(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) & -\sin(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

Transformation de coordonnées abc-dq

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \cos(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) & \cos(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) \\ -\sin(wt) & -\sin(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) & -\sin(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

Référence bibliographique

[1]:Aziz Boukadoum : « Contribution à l'analyse et la réduction de la pollution harmoniques dans le réseau électriques » thèse magistère université badji mokhtar Annaba, Département d'électrotechnique, 21 Octobre 2007

[2]: Bouafia Abdelouahab : «technique de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseur a MLI », thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Ferhat Abbas-Sétif, 06/10/2010.

[3]:Chellah Samira, "analyse stochastique de la résultante d'injection de courants harmoniques dans un réseau électrique " thèse magistère université mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, département d'électrotechnique, 17/05/2012.

[4]: Abdelmalek Boulahia : « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique», thèse magistère centre universitaire de Constantine, département d'électrotechnique 28 avril 2009.

[5]: Djebbar Mohamed Salah : « Etude comparative des redresseurs cascades et multi niveaux a commande MLI », thèse magistère centre universitaire de Mentouri Constantine département d'électrotechnique ,2005.

[6]:Belhaouchet Nouri, "fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées" thèse doctorat, université Ferhat Abbas Sétif, 06/07/2011.

[7] : Guy Séguier, Robert Bausière, Francis Labrique : «cours et exercices résolus de l'électronique de puissance « Structures, fonctions de base, principales applications » » 8^{eme} édition.

[8]: Denoun Hakim : « contribution à l'étude et la réalisation des convertisseurs AC/DC à MLI à facteur de puissance unitaire » thèse magistère de l'EMP d'Alger.

[9]: Boudries Zoubir : "Etude d'une Génératrice Asynchrone Commandée" thèse doctorat, université A. mira Bejaia. 2013.

[10] : M. Sc. Mariusz Malinowski: «< Sensorless Control Stratégies for Three - Phase PWM Rectifiers>>, Thèse de Doctorat, faculte de l'électrotechnique, Institute de commande et d'électronique industrielle, Varsovie, Pologne-2001.

[11]: Sylvain LECHAT SANJUAN: « Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters», thèse master en science département de l'énergie et l'onvernement, universite de chalmers de technologie, Göteborg, suède ,2010.

[12]: Wang Hui, Chen Jihua, Huang Shoudao, Wang Yaonan: “The Investigation of PWM Rectifier Control Method” College of Electrical and Information Engineering Hunan University. Changsha, Hunan, China.

[13]: Mariuz Cichwlas, Marian p & Kazmierkowski warsaw, "comparison of current control technics for PWM rectifiers", warsaw univercity of technology, Institute of control and industrial electronics, 00-662 warszawa, Ul, Koszykow 75, Poland.

[14]: Mariusz Malinowski and Marian P. Kazmierkowski, "control of three-phase PWM rectifier- a comparative review» Warsaw University of Technology Institute of Control and Industrial Electronics00-662 Warszawa, Poland.

[15] : Mariusz Malinowski, Member, IEEE, Marek Jasinski, Student Member, IEEE, and Marian P. Kazmierkowski, Fellow, IEEE “Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM) ” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 51, NO. 2, APRIL 2004.

[16]:Youssef touzani "commande aléatoire du convertisseur Buck-boost a prélèvement sinusoïdal du courant "thèse doctorat en électronique et système, université blaise pascal, juillet 2006.

[17]:Hamdi Naouel, "amélioration des performances des aérogénérateurs", thèse doctorat université de Constantine 1, 03/07/2001

[18]: Kessal Abdelhalim, "correction du facteur de puissance a l'entrée d'un convertisseur AC/DC " thèse doctorat université Ferhat Abbas Sétif ,26/04/2012.

[19] : Bennour Hakim « Simulation de la commande vectorielle par régulateurs à mode glissant d'une chaîne éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation » thèse Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra, 19/11/2012.

[20] : Hocine AMIMEUR : « Contribution `a la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement » thèse Magister en Electrotechnique, Université El Hadj Lakhdar de Batna, 28 / 05 / 2008.

[21]: Deghboudji Imen : " commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur" thèse magister université de Constantine 1 département d'électronique ,21/11/3012.

[22]:Kercha Mebarka : "commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent, thèse magister université de Batna département d'électrotechnique, 14/12/2005.

[23] : ROUABHI Riyadh : Étude et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation Application : Energie éolienne ; thèse magister université de Ferhat Abbas Sétif, 2012.

[24] : Boukessera Faiza : « La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP », thèse magister en électrotechnique, Université de BATNA, 23/11/2011.