

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 : Énergies Renouvelables

Thème

*Étude et analyse des performances d'une
commande directe en puissance basée
table de commutation d'un redresseur à
MLI triphasé.*

Réalisés par :

M^{elle}. ARROUR Samiha
M^r. AZROU Abderrazak

Encadré par :

M^r Z. BOUDRIES

2015/2016

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 à bien ce modeste travail

Nous présentant nos sincères remerciements à notre promoteur

Mr Z. BOUDRIES qui nous ont aidés le long de notre travail.

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

HAMMAS pour avoir accepté de nous examiner

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

Toute la promotion MASTER 2015/2016 et Tous ceux qui ont l'aimable

volonté de feuilleter ce mémoire

Dédicaces

Premièrement, je remercie Dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées je dédie ce modeste travail :

* A ma mère NADIA que dieu la protège ;

* A mon père ALI ;

* Mes frères : -Nessre dinne et sa femme ;

-chabane et sa femme ;

Lamine , Abdel rehim.

* Mes sœurs : - Djamila ;

- Dalila, son marie et ses enfants ;

- Dalloula, son marie et ses enfants.

A mes grand pères et grand mères,

A mes cousin MOHAMED et MOULOUD et leurs familles

* Ames chères copines de chambre : Kfhalissa, Sarra, Sabrina, Oumelkhir, Hadjer ;

* Mes amis : NaDIA, Djemal , Adel , Nassim ;

* Mes amis de la promotion 2015/2016 ;

* A mon binôme ABDERRAZAK et sa famille ;

A toute la famille de ARROUR particulièrement à mon village DRAA EL KAID

A-Samiha

Dédicaces

Je tiens à dédier ce mémoire :

*À ma très chère Mère surtout et à mon cher Père,
qui ont consacré leur vie pour bâtir la mienne, en témoignage et en gratitude de
leurs dévouement, de leurs soutien permanent durant toutes mes année
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 mon frère : IDIR ;

À mes adorables sœurs HAYAT ; TAOUS et KARIMA ;

À ma femme NASSIMA ;

À la famille AZROU ;

*A la famille MEDJDOUB on particulier AMTI YASMINA et AMI YOUSSEF et
MEBROUK ; MOUKRANE ; ISAAK ; YAKOUB ; NISATE et CILENA ;*

À mon oncle ABDELKADER et toute sa famille ;

*À la mémoire de ma tante ELDJIDA que je respecte beaucoup et toute sa famille,
que Dieu la garde dans son vaste paradis ;*

À mon cousin LAHLOU et sa femme et toute sa famille ;

À ma cousine ZAHIA et toute sa famille ;

À mes très chers amis : YOUSSEF ; OUALID ; LAMINE ; YANIS ; GHANO ;

CINA ; ESSAID ; HOCINE et OUSSAMA ;

À mon binôme SAMIHA et sa famille ;

A tout ce qui connaît ABDEERRAZAK de près et de loin.

ABDEERRAZAK

Sommaire

Introduction générale

Chapitre I: Qualité d'énergie électrique

I.1. Introduction.....	3
I.2. Perturbation électrique.....	3
I.2.1. Variation de tensions.....	3
I.2.2. Déséquilibre de tension.....	3
I.2.3. Surtension.....	3
I.2.4. Creux de tension et coupure brèves.....	3
I.2.5. Harmoniques.....	4
I.3. Problématique des harmoniques.....	4
I.3.1. Notion des Charges.....	5
I.3.2. Exemples de Charges Non-linéaires.....	6
I.3.3. Décomposition d'un Courant Distordu Périodique en Série de Fourier.....	6
I.3.4. Perturbations due aux harmoniques.....	7
I.3.5. Effets des harmoniques sur le réseau électrique.....	7
I.3.6. Caractérisation des Harmoniques.....	8
I.3.6.1. Taux Harmonique de Rang n.....	8
I.3.6.2. Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion).....	8
I.3.6.3. Facteur de Puissance (Power Factor).....	8
I.3.6.4. Facteur de Crête (Crest Factor).....	9
I.4. Perturbations produites par les convertisseurs AC/DC à commutation Naturelle.....	10
I.4.1. Redresseur non commandé.....	10
I.4.2. Redresseurs semi-commandés.....	11
I.4.3. Redresseurs commandés.....	11
I.5. Solutions proposées pour éliminer la pollution harmonique.....	12

Sommaire

I.5.1. Solutions traditionnelles	12
I.5.2. Solutions modernes.....	13
I.6. Conclusion.....	14

Chapitre II: Modélisation du redresseur à MLI

II.1. Introduction	15
II.2. Redresseurs à MLI.....	15
II.2.1.Types de redresseurs à MLI	15
II.2.1.1.Redresseur à MLI de tension.....	15
II.2.1.2.Redresseur à MLI de courant	16
II.2.2.La structure du redresseur à MLI.....	17
II.2.3.Le mode d'opération redressement/régénération	17
II.2.4.Le principe de fonctionnement du redresseur à MLI.....	18
II.2.5.Modes d'opération du redresseur MLI	19
II.2.6 États de commutation du redresseur à MLI	20
II.3. Modélisation du redresseurs à MLI.....	21
II.3.1. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (a, b, c)	22
II.3.2. Modèle du redresseur MLI dans le repère (α , β)	23
II.3.3. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (d, q).....	24
II.4.Simulation du redresseur à MLI	25
II.4.1. Influence de la variation de la charge	26
II.4.2. Influence de la variation de la tensions de source.....	27
II.5. Conclusion	27

Sommaire

Chapitre III: États de l'art des techniques de commande

III.1.Introduction	29
III.2.Les techniques de commande des redresseurs à MLI	29
III.2.1. Orientation du vecteur tension (VOC).....	30
III.2.2. Le contrôle direct en puissance (DPC)	32
III.2.3. Orientation de vecteur flux virtuel(VFOC).....	33
III.2.4. Control direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel(VF-DPC) .	36
III.2.5 Commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle.....	37
III.2.6. Avantages et les inconvénients de différentes stratégies de commande.....	38
III.3. Techniques de modulation	39
III.3.1. Contrôle des courants par hystérésis (HCC).....	39
III.3.2. Contrôle des courants par MLI.....	40
III.3.2.1. MLI à échantillonnage naturel	40
III.3.2.2. MLI symétrique.....	40
III.3.2.3. MLI vectorielle	40
III.4. Conclusion.....	41

Chapitre IV: Simulation de la stratégie de commande

IV.1. Introduction	42
IV.2. Explication du fonctionnement	42
IV.2.1. Contrôleurs des puissances active et réactive	42
IV.3. Expression des puissances instantanées.	43
IV.4. Étude et analyse des performances d'une DPC avec table classique (12 secteurs) .	45
IV.4.1. Système de régulation sans boucle extérieure de V_{dc}	46
IV.4.2. Système de régulation avec une boucle extérieure de V_{dc}	50
IV.5. Étude et analyse des performances d'une DPC avec six secteurs	54
IV.6. Différentes table à six secteurs.....	55

Sommaire

IV.7. Discussion des résultats	56
IV.8. performance en régime permanent pour la table S4.....	56
IV.9. Conclusion	58
Conclusion générale.....	59

Listes des figures

Figure I.1. Exemple d'un courant distordu et sa décomposition en composantes harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9.	5
Figure I.2. Charge linéaire.....	6
Figure I.3. Charge non linéaire.....	6
Figure I.4: Pont redresseur triphasé à diodes.....	10
Figure I.5: Pont redresseur triphasés mixtes	11
Figure I.6: Pont redresseur triphasé à thyristors	11
Figure II.1. Schéma de principe d'un redresseur à MLI de tension	16
Figure II.2. Schéma de principe d'un redresseur à MLI de courant	16
Figure II. 3: Schéma monophasé équivalent d'un redresseur à MLI connecté réseau.....	19
Figure II.4. Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur <i>MLI</i>	20
Figure II.5. Modèle de redresseur à MLI dans le repère (a,b,c)	23
Figure II.6. Modèle du redresseur dans le système d'axes (α,β).	24
Figure II.7. Modèle du redresseur dans le système d'axes (d,q).	25
Figure II.8. Schéma Simulink du redresseur à MLI commandé en courant.	25
Figure II. 8: Allure de la tension du bus continu V_{dc}	26
Figure II.9. Allure de la tension du bus continu V_{dc}	27
Figure II. 10: Allure de la tension du bus continu V_{dc}	27
Figure III.1. Techniques de commande des redresseurs à MLI.	29
Figure III.2. Schéma bloc de la VOC.....	30
Figure III.3. Diagramme vectoriel de la VOC.....	31
Figure III.4. Schéma bloc de la DPC.....	32
Figure III.5. Redresseur MLI avec représentation du coté AC comme moteur AC virtuel.	33
Figure III.6. Schéma bloc de la VFOC.....	34
Figure III.7. Diagramme vectoriel de la VFOC.....	35
Figure III.8. Schéma bloc de la VF-DPC.....	36
Figure III.9. Schéma block de la DPC-SVM.....	37
Figure III.10. Principe de contrôle du courant par hystérésis.	40
Figure III.11. MLI à échantillonnage nature.	40
Figure IV.1. Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.	42
Figure IV.2. Secteur des tensions du redresseur.....	46
Figure IV.3. Schéma général de la commande DPC associé au redresseur MLI.	46
Figure IV.4. Allure de la tension du bus continue.....	47

Listes des figures

Figure IV.5. Allure des courants du réseau.....	48
Figure IV.6. Allure de la puissance active.	48
Figure IV.7. Allure de la puissance réactive.	48
Figure IV.8. Allure de tension et du courant du réseau.....	49
Figure IV.9. Allure de la tension du bus continue.....	49
Figure IV.10. Allure des courants du réseau.	50
Figure IV.11. Schéma général de la commande DPC associé au redresseur MLI avec une boucle extérieure de V_{dc}	50
Figure IV.12. Allure de la tension du bus continu.....	51
Figure IV.13. Allure des courants du réseau.	52
Figure IV.14. Allure de la puissance active.....	52
Figure IV.15. Allure de la tension du bus continu.	53
Figure IV.16. Allure des courants du réseau.	53
Figure IV.17. Allure de la puissance active.....	54
Figure IV.18. Allure de la tension du bus continu.	56
Figure IV.19. Allure de la tension du bus continu.	57
Figure IV.20. Comparaison du TDH.....	57

Liste des tableaux

Tableau II.1. Tensions en fonction des interrupteurs de command.....	20
Tableau III.1. Comparaison des stratégies de commande.....	39
Tableau IV.1. Variation de la puissance active et réactive instantanée dû aux vecteurs tensions appliquées.....	45
Tableau IV.2. Table de commutation classique (douze secteurs).....	45
Tableau IV.3. Valeurs du TDH pour la table classique.....	54
Tableau IV.4. Différentes table à six secteurs.....	55
Tableau IV.5. Valeurs du TDH pour les différentes tables à six secteurs.....	56

Notations et Abréviations

V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tensions de la ligne [V].
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Courant de la lignes [A].
R	Résistance de la ligne [Ω].
L	Inductance de la ligne [H].
$K_a, K_b, K_c, K'_a, K'_b, K'_c$	Interrupteurs du redresseur.
V_{dc}	Tension aux bornes du condensateur [V].
V_{dc}^*	Tension de référence aux bornes du condensateur [V].
i_{dc}	Courant redressé [A].
$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$	Tension du réseau dans le système d'axe (α, β) .
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courants de ligne dans le système d'axe (α, β) .
V_{α}, V_{β}	Tensions du convertisseur dans le système d'axe (α, β) .
C	Condensateur [F].
S_a, S_b, S_c	Variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axe (a, b, c).
S_{α}, S_{β}	Variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axe (α, β) .
i_{ch}	Courant de charge.
V_n	Tension d'harmonique d'ordre n.
I_n	Courant d'harmonique d'ordre n.
V_{ds}, V_{qs}	Tension du réseau dans le système d'axe (α, β) .
i_{ds}, i_{qs}	Courants de ligne dans le système d'axe (d, q) .
V_d, V_q	Tension du convertisseur dans le système d'axe (d, q) .
S_d, S_q	Variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axe (d, q) .
ω_s	Pulation [rad/s].
P	Puissance active du réseau [W].
q	Puissance réactive du réseau [VAR].
P^*	Puissance active de référence [W].

Notations et Abréviations

q^*	Puissance réactive de référence [VAR].
D :	Puissance déformante.
THD	Taux de D istorsion H armonique.
P	Operateur de Laplace.
s_α, s_β	Composantes du flux virtuel dans le système d'axe (α, β) .
γ_ψ	Angle du flux virtuel.
γ_u	Angle du vecteur de tension du réseau.
$\Psi_{\alpha s}, \Psi_{\beta s}$	Composante du flux virtuel dans le système d'axe (α, β) .
m	Indice de modulation.
r	Taux de modulation.
S	puissance apparente.
AC	Alternatif Curent.
DC	D irect C urent.
FP	F acteur de P uissance.
FC	F acteur de C rête.
X :	Soit un courant ou une tension.
Xd :	Gain de régulateur glissant interne du courant i_{ds} .
Xq :	Gain de régulateur glissant interne du courant i_{qs} .
MLI	M odulation L argeur d' I mpulsion.
VOC	O rientation du V ecteur T ension.
DPC	C ontrol D irecte de P uissance.
VFOC	O rientation du V ecteur F lux V irtuel.
VF-DPC	C ontrol D irecte de P uissance estimée à partir du F lux V irtuel.
DTC	C ontrol D irecte de C ouple.
IGBT	I nssulated G ate B ipolar T ransistor.
GTO	G ate T urn - Off.
PI	P roportionnel I ntegral.

Notations et Abréviations

Introduction générale

Les distributeurs d'énergie électrique s'efforcent de fournir un produit de qualité caractérisé par un système triphasé équilibré de tensions sinusoïdales. Cependant, vu la prolifération d'équipements à caractéristiques courant /tension non linéaire, la distorsion harmonique de l'onde tension prend de plus en plus d'ampleur, c'est notamment le cas d'équipements à convertisseurs statiques (*redresseurs, gradateurs et cyclo convertisseurs*) dont la propriété est d'injecter des courants non sinusoïdaux dans le réseau d'alimentation, les redresseurs à diodes étant l'une des premières sources de perturbations harmoniques.

En effet, les perturbations provoquées par ces 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 la tension du réseau, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes [1].

Grâce à leur capacité à réduire le contenu harmonique des courants prélevés sur le réseau et à assurer un transfert bidirectionnel de puissance, leur rapidité de réponse, leur limitation d'encombrement, de poids et de coût, les redresseurs à MLI deviennent de plus en plus un moyen intéressant d'interfaçage avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, surtout les entraînements électriques hautement performants [2].

La recherche dans ce domaine s'est considérablement développée ces dernières années. Il considère plusieurs aspects, notamment la qualité d'énergie électrique, les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance ainsi que les techniques de commande [3].

Différentes techniques de contrôle ont été proposées pour ce type de convertisseurs. La technique connue sous le nom VOC (Voltage-Oriented Control) garantit des performances dynamiques et statiques élevées par l'intermédiaire de boucles interne 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 direct 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 recourt à une autre stratégie de commande qui est basée sur le flux virtuel (VFOC et VF-DPC). Ces deux méthodes nous donnent un courant sinusoïdal.

Notre travail porte sur la présentation, l'étude et l'analyse des performances d'une

Introduction générale

commande directe en puissance basée table de commutation d'un redresseur à MLI. Deux tables différentes seront considérées; la première, classique à douze secteurs, et la seconde est une table à six secteurs. Une étude comparative des performances sera menée ou l'accent sera mis sur la qualité de l'onde courant obtenue, c'est-à-dire les valeurs du TDH.

On présentera dans le premier chapitre, les notions sur la qualité d'énergie électrique et quelques généralités sur les redresseurs.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation du redresseur MLI et sa représentation dans les différents repères.

Un état de l'art des techniques de commande des redresseurs à MLI est présenté dans le troisième chapitre.

Le quatrième chapitre portera sur l'application de la stratégie de commande pour le control du redresseur, ainsi que la présentation des résultats de simulation.

En fin, on terminera par une conclusion générale et des perspectives pour l'amélioration et l'achèvement de ce travail.

I.1. Introduction

La qualité d'énergie est une notion assez large recouvrant à la fois la qualité de l'onde de tension et du courant.

La qualité d'alimentation électrique – ou qualité de l'onde – peut se référer 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 sont les suivants : fréquence, amplitude, forme d'onde qui doit être sinusoïdale, symétrie du système triphasé caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions ainsi que leurs déphasages relatifs ^[4].

I.2. Perturbation électrique

La mesure de la qualité d'énergie électrique consiste habituellement à caractériser les différentes perturbations affectant tel ou tel des quatre paramètres précédemment définis ^[1]. On a donc des possibilités distinctes de perturbations :

I.2.1. Variation de tensions

Les variations de tension sont des fluctuations de valeur efficace ou de valeur crête d'amplitude inférieure à 10% de la tension nominale. Cette variation résulte du changement de charge.

I.2.2. Déséquilibre de tension

Un système triphasé est dit déséquilibré lorsque les trois tensions sont inégales en amplitude et/ou n'ont pas le même déphasage entre elles. Cela est dû à l'inégalité des puissances appelées sur chaque phase.

I.2.3. Surtension

La surtension est l'augmentation de la tension jusqu'au dépassement de la plage nominale d'une variation de l'ordre de 10%.

I.2.4. Creux de tension et coupure brèves

Les creux de tension sont généralement définis comme une baisse de 10% à 100% de la valeur nominale de la tension pendant un temps compris entre 10ms et quelques secondes ou plus. 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 aléatoires ou volontaires, par exemple les défauts de court-circuit.

I.2.5. Harmoniques

On appelle harmoniques des tensions ou courants sinusoïdaux, les ondes dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale du réseau. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs sont d'une certaine importance. Les principaux harmoniques présents sont le 3^e, 5^e, 7^e et 9^e [1]. La non linéarité des récepteurs va générer un courant dit « déformer », principalement les source de pollution harmonique sont les convertisseurs statiques d'énergie (gradateur, onduleur, hacheur et les redresseur) [6].

Depuis les dernières décennies, il y a une forte augmentation des charges non-linéaires connectées au réseau électrique telles que les : ordinateurs, télécopieurs, lampes à décharge, fours à arc, chargeurs de batterie, systèmes de l'électronique de puissance, alimentations électroniques [6],[7].

Les conséquences sur les systèmes d'alimentation électrique deviennent préoccupantes du fait de l'utilisation croissante de ces équipements, mais aussi de l'utilisation des composants de l'électronique dans presque toutes les charges électriques. En effet, une charge non-linéaire impose au réseau un courant discontinu, déformé avec une amplitude très importante et son fondamental est déphasé par rapport à la tension du réseau. Cette discontinuité s'accompagne de deux inconvénients perturbant le réseau d'alimentation :

- La consommation de l'énergie réactive,
- L'injection sur le réseau de courants harmoniques.

Ce qui se traduit par un facteur de puissance très faible de l'installation globale La présence de ces harmoniques génère des effets négatifs sur la quasi-totalité des composants du système électrique, en créant de nouvelles contraintes diélectriques, thermiques et/ou mécaniques ainsi que des perturbations électromagnétiques et acoustiques importantes [6],[8].

I.3. Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non-linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non-linéaires provoquent une distorsion de l'onde courant, et donc celle de la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau [9].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou

s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques ^[10].

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non-linéaires, se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau. Cette propagation n'est limitée que par les bifurcations (*points de division des courants*) et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La présence des harmoniques de courant se révèle essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau ^[9].

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques figure I.1

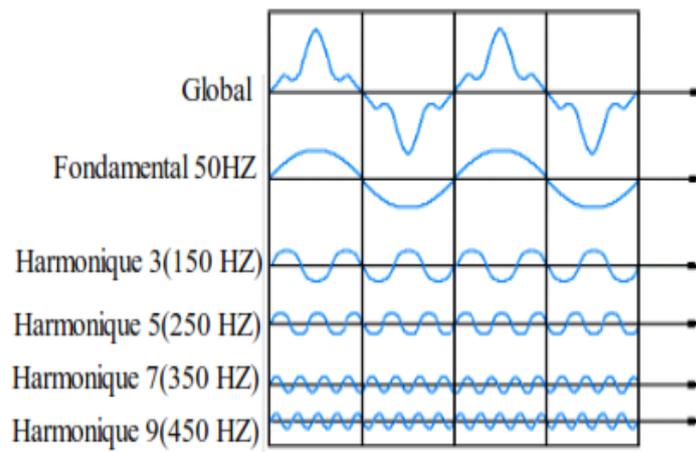


Figure I.1. Exemple d'un courant distordu et sa décomposition en composantes harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9.

I.3.1. Notion des Charges

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales ^{[6],[11]} :

- les récepteurs linéaires (ou charges linéaires) ;
- les récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).

Une charge est dite linéaire si, elle est alimentée par une tension sinusoïdale, elle consomme un courant sinusoïdal (résistances, capacités et inductances). Cependant, le courant et la tension peuvent être déphasés figure I.2.

Une charge est dite non-linéaire lorsque la relation entre la tension et le courant n'est plus linéaire. Un tel récepteur alimenté par une tension sinusoïdale, consomme un courant non-sinusoïdal. Typiquement, les charges utilisant l'électronique de puissance sont non linéaires. Or, elles sont de plus en plus nombreuses et leur part dans la consommation d'électricité ne cesse de croître figure I.3.

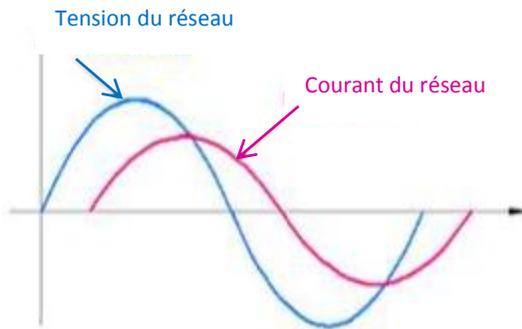


Figure 1.2. Charge linéaire^[3].

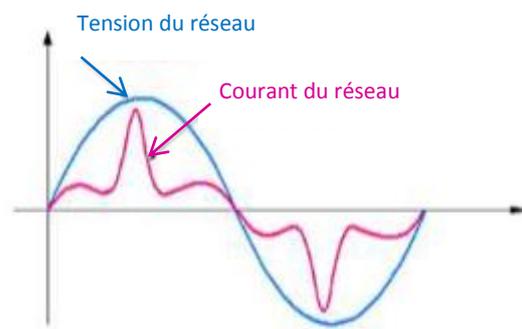


Figure 1.3. Charge non-linéaire^[3].

I.3.2. Exemples de Charges Non-linéaires

Les principales sources des harmoniques sont :

- Les équipements industriels (*Machines à souder, Fours à arc, Fours à induction, Redresseurs, ...*) ;
- Variateurs de vitesse pour moteurs asynchrones ou moteurs à courant continu ;
- Appareils de bureautique (*ordinateurs, photocopieurs, fax, ...*) ;
- Appareils domestiques (*TV, fours micro-onde, éclairage néon, ...*) ;
- Onduleurs.

I.3.3 Décomposition d'un Courant Distordu Périodique en Série de Fourier

Avec les charges non-linéaires, les courants ne sont pas sinusoïdaux et peuvent être considérés comme la somme d'un courant sinusoïdal de 50/60Hz appelé fondamental et d'une série de courants sinusoïdaux de fréquences multiples de la fréquence fondamentale appelés harmoniques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. Le courant alternatif périodique déformé absorbé par une charge non-linéaire peut être décomposé en série de Fourier comme suit :

$$i(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t)) \quad (I.1)$$

Avec : a_0, a_n, b_n sont les coefficients de Fourier.

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t \quad (I.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (I.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (I.4)$$

L'expression du courant d'une charge non-linéaire est :

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (I.5)$$

Où : n : est un nombre entier.

φ_n : est le déphasage de la composante harmonique à l'instant initial ($t=0$).

D'une autre manière :

$$i(\omega t) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (I.6)$$

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \text{et} \quad \varphi_n = \text{Arctg} \left(\frac{a_n}{b_n} \right) \quad (I.7)$$

I.3.4. Perturbations due aux harmoniques

Les harmonique circulant dans les réseaux détériorent la qualité d'énergie et sont ainsi à l'origine de nombreuses nuisances :

- Surcharge de réseaux de distribution par l'augmentation du courant;
- Surcharge des conducteurs de neutre en raison de la sommation des harmoniques ;
- Surcharge et vieillissement des condensateurs de compensation d'énergie réactive ;
- Déformation de la tension d'alimentation pouvant perturber des récepteurs sensibles.

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.3.5. Effets des harmoniques sur le réseau électrique

La présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution qui sont résumés par les points suivants [13]:

- Échauffements des conducteurs, des câbles, des condensateurs et de machines dûe aux pertes cuivre et fer supplémentaires ;

- Interférence avec les réseaux de télécommunication, causée par le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication qui peut induire dans ces derniers des bruits importants ;
- Phénomènes de résonance. Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les capacités des câbles sont normalement assez élevées, mais celles-ci peuvent coïncider avec la fréquence d'un harmonique. Dans ce cas, il y aura une amplification importante qui peut détruire les équipements raccordés au réseau ;
- Dégradation de la précision des appareils de mesure ;

I.3.6 Caractérisation des Harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour quantifier les perturbations harmoniques. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

I.3.6.1. Taux Harmonique de Rang n

Le taux harmonique (*tension ou courant*) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre n et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (I.8)$$

Où C_n : représente l'amplitude la composante harmonique de rang n ;

C_1 : représente l'amplitude la composante fondamentale.

En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (*en Pourcentage du fondamental*).

I.3.6.2. Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)

IL représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques (X_n) à la valeur efficace du fondamental (X_1).

Le THD est défini par :

$$THD = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{X_n}{X_1}\right)^2} \quad (I.9)$$

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.3.6.3. 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.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (I.10)$$

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^[10]:

$$S = 3\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 3VI \quad (I.11)$$

I, V : 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 :

$$P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (I.12)$$

$$Q = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (I.13)$$

$$D = \sqrt{S^2 - Q^2 - P^2} \quad (I.14)$$

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

$$FP = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (I.15)$$

I.3.6.4.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.

$$F_c = \frac{X_{mas}}{X_{eff}} \quad (I.16)$$

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 [5].

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.
- Chargeur de batteries.
- Alimentation des systèmes informatiques et audio-visuels.
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération [10].

On classe les divers redresseurs en trois catégories :

I.4.1. Redresseurs non commandés

Ne comportent que des diodes, ils fournissent une tension moyenne de sortie fixe pour une tension alternative d'alimentation donnée [10].

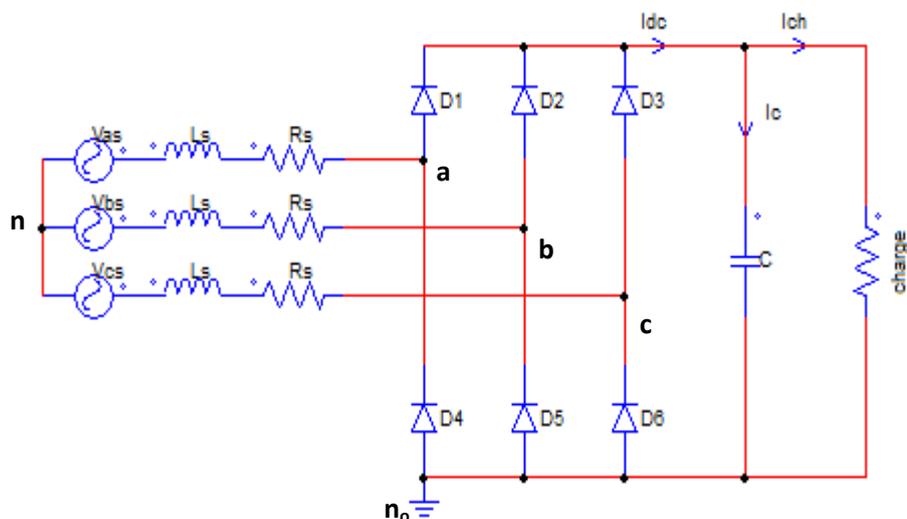


Figure I.4: Pont redresseur triphasé à diodes

I.4.2. 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 [10].

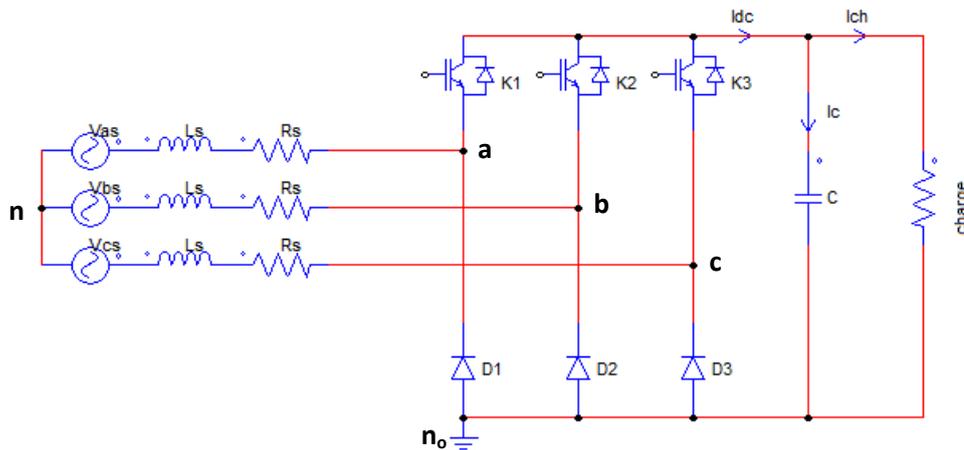


Figure I.5: Pont redresseur triphasés mixtes

I.4.3. Redresseurs commandés

Ne comportent que des transistors ou thyristors, ils sont appelés des convertisseurs *bidirectionnels*, car la puissance peut circuler dans les deux sens [10].

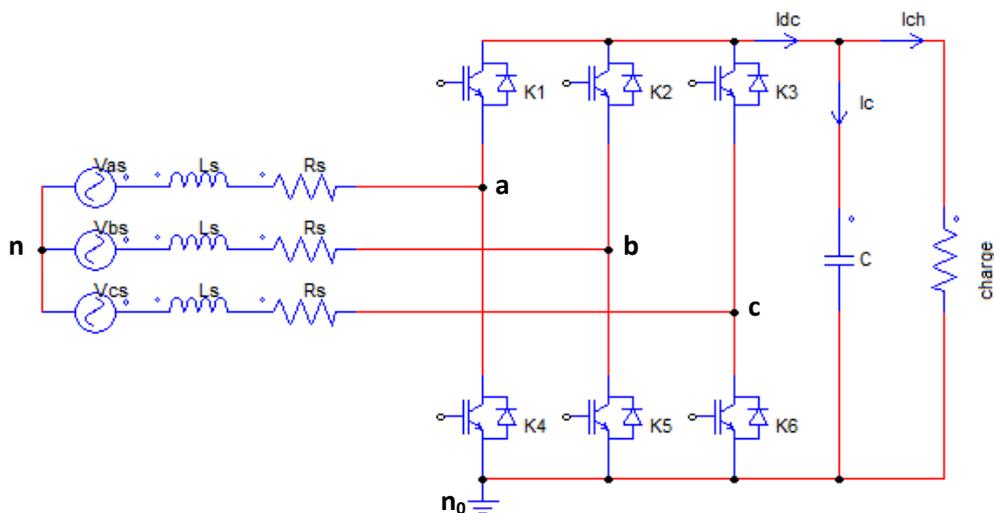


Figure I.6: Pont redresseur triphasé à thyristors

Le redresseur en pont de part sa structure représente une charge non-linéaire. À cause de la non linéarité de cette charge, le courant absorbé de la source ne sera pas sinusoïdal

même si la source de tension est parfaite. Il contient donc une composante fondamentale et des composantes harmoniques. Ces harmoniques de courant circulent dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge. En ce qui concerne le réseau électrique, ces courants harmoniques vont engendrer une détérioration de l'onde de tension au point de raccordement de la charge au réseau.

I.5. Solutions proposées pour éliminer la pollution harmonique

Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués : Des solutions traditionnelles et des solutions modernes.

I.5.1. Solutions traditionnelles

Il s'agit notamment de mettre en œuvre les moyens suivants : Inductance anti harmonique de protection des condensateurs ;

- Inductance de lissage des courants ;
- Confinement des harmoniques ;
- L'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques ;
- Augmentation de l'indice de modulation ;

Les filtres passifs qui sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- Manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge ;
- Équipements volumineux ;
- Problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

I.5.2. Solutions modernes

L'exploitation de la bonne qualité d'énergie électrique avec un faible coût a fait l'objet d'une demande croissante de la part des industriels. Le but principal des chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance est de satisfaire les industriels par l'utilisation des solutions plus efficaces et économiques.

Les solutions de dépollution traditionnelles ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et les 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 ;
- Deuxième solution : les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques ^[15];
- Dans le souci de fournir aux consommateurs une énergie électrique de bonne qualité, 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. Les redresseurs à **MLI** peuvent en effet s'adapter aux évolutions de la charge comme à celle du réseau électrique et sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur ^[12].

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. C'est pour cela on a recourt aux autres solutions qu'on va entamer dans le chapitre deux.

II.1. Introduction

La modélisation est une étape fondamentale dans l'analyse d'un dispositif à automatiser. Elle consiste à décrire mathématiquement un processus technique d'un système à régler. Dans ce chapitre nous allons présenter une modélisation du redresseur dans les repères (abc) , (dq) et $(\alpha\beta)$, cette modélisation s'appuie sur le formalisme de *Park*, *Concordia* et *Clark*

Le domaine de l'électronique de puissance s'est considérablement développé et offre un énorme potentiel pour la conversion d'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 : le transfert bidirectionnel de puissance, le contrôle de la tension de bus continue et l'amélioration du facteur de puissance.

II.2. 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^[10].

II.2.1.Types de redresseurs à MLI

On distingue deux structures de redresseur à MLI : redresseur de courant et redresseur de tension^[15].

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^[17].

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^[18].

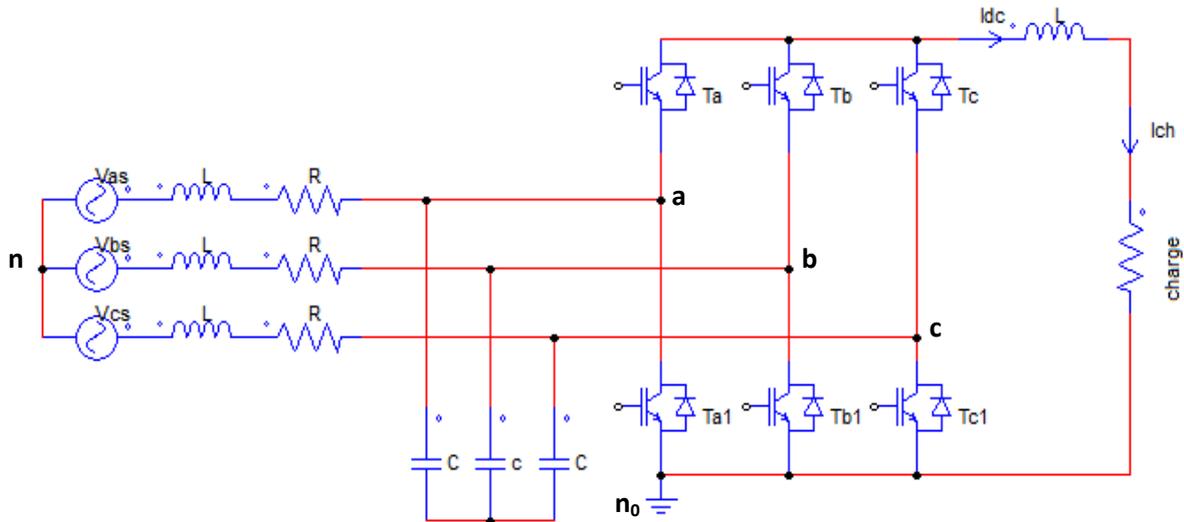


Figure II.1. Schéma de principe d'un redresseur à MLI de tension

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 [18].

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.

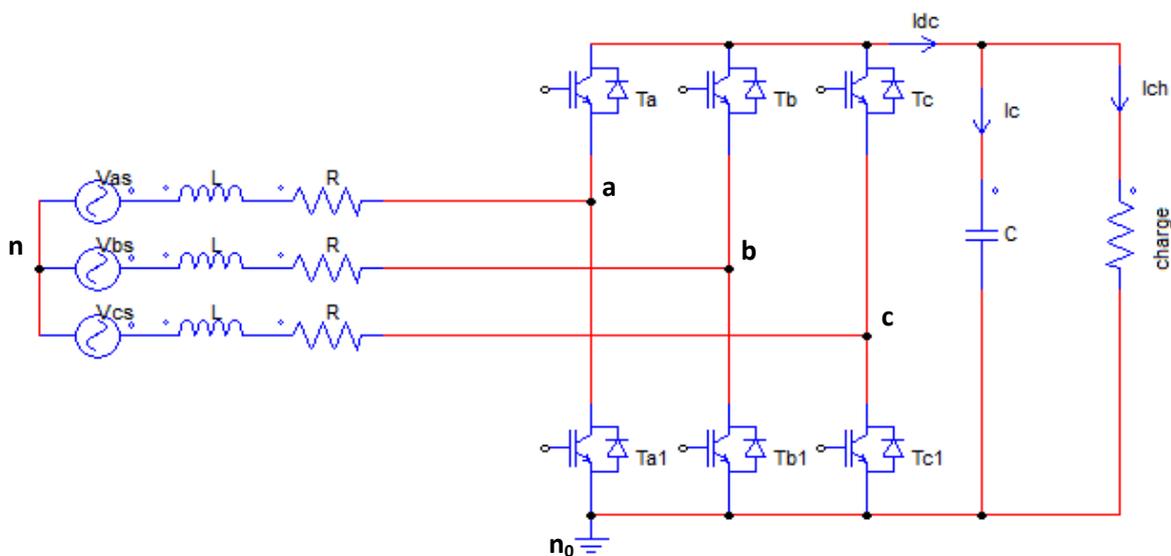


Figure II.2. Schéma de principe d'un redresseur à MLI de courant

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_a, V_b , et V_c mesurées par rapport au neutre du réseau ^[10].

Les deux éléments de chaque bras (T_a et $T_{a1}; T_b$ et $T_{b1}; T_c$ et T_{c1}) doivent être Contrôlés de manière complémentaire afin d'assurer la continuité des courants alternatifs $i_{as}; i_{bs}$, et i_{cs} et d'éviter un court-circuit sur la source continue.

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 issu de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur a 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 ^[10].

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 [2]:

$S_j = 1$, 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 s'écrivent comme suit :

$$v_{jn_0} = S_j \cdot V_{dc} \tag{II.1}$$

V_{dc} : Etant la tension du bus continu.

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

$$\begin{cases} u_{ab} = v_{an_0} - v_{bn_0} = (S_a - S_b)V_{dc} \\ u_{bc} = v_{bn_0} - v_{cn_0} = (S_b - S_c)V_{dc} \\ u_{ca} = v_{cn_0} - v_{an_0} = (S_c - S_a)V_{dc} \end{cases} \tag{II.2}$$

Soient ; $v_a = v_{an}, v_b = v_{bn}, v_c = v_{cn}$ les tensions du redresseur, celles-ci sont reliées aux tensions u_{ab}, u_{bc} et u_{ca} par ces équations :

$$\begin{cases} u_{ab} = v_a - v_b \\ u_{bc} = v_b - v_c \\ u_{ca} = v_c - v_a \end{cases} \tag{II.3}$$

À partir des équations précédentes on aboutit aux relations :

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

II.2.5. Modes d'opération du redresseur MLI

Soit le schéma monophasé équivalent du redresseur représenté sur la figure II.3. \bar{V}_s représente le vecteur tension de ligne et \bar{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} [2].

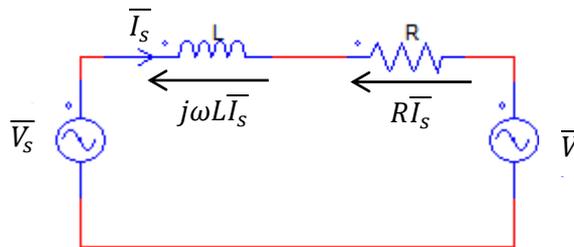


Figure II.3: Schéma monophasé équivalent d'un redresseur à MLI connecté réseau.

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 côtés du redresseur, il faut contrôler le courant de ligne \bar{I}_s . Pour ce faire, il faut régler la chute de tension aux bornes de l'inductance L en agissant sur le vecteur tension \bar{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 États de commutation du redresseur à MLI

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 ci-dessous [15], [19], [17].

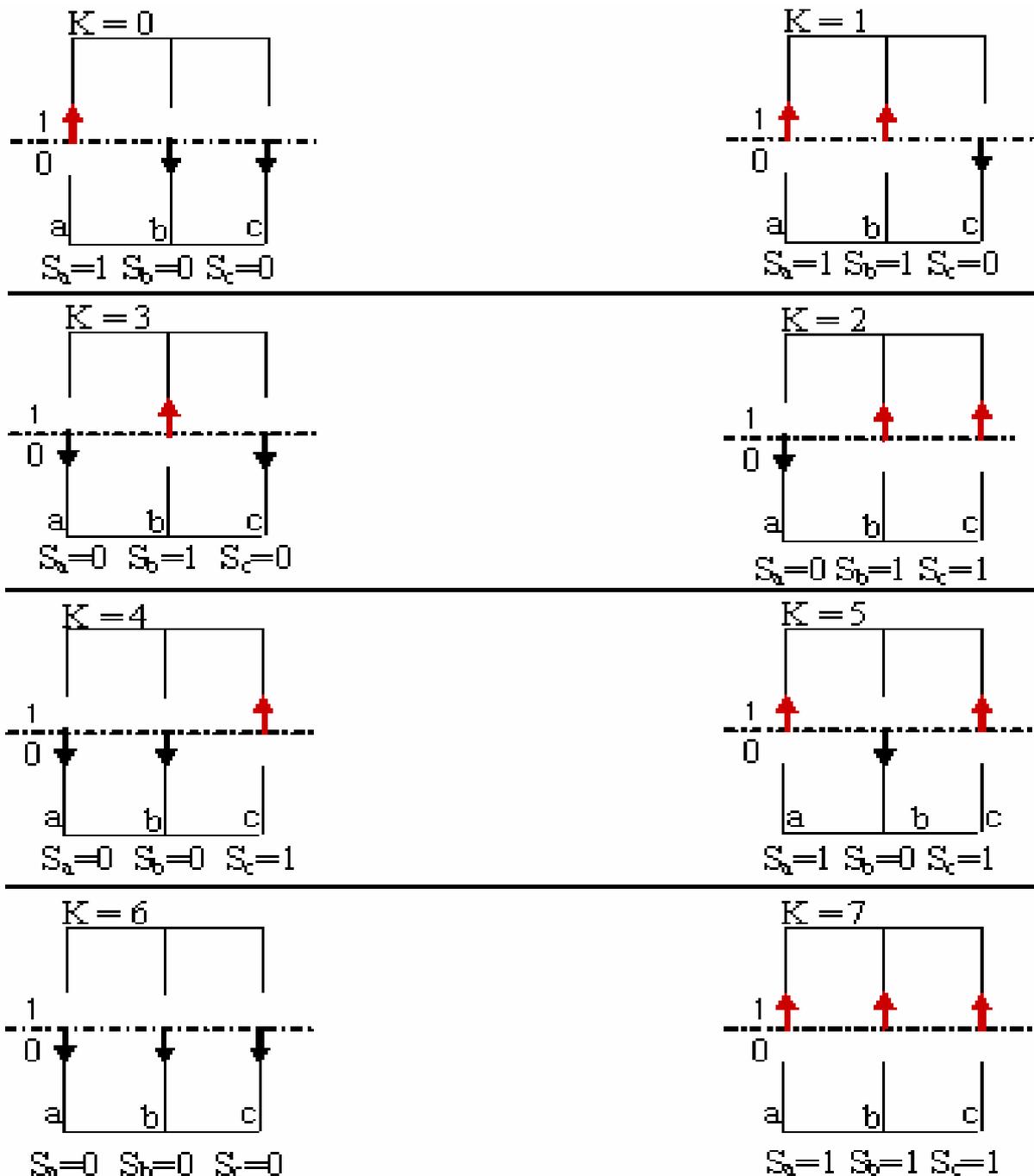


Figure II.4. Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI

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})^{[15], [19], [17]}

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

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

II.3. Modélisation du redresseurs à MLI

Les équations électriques d'un système triphasé équilibré sont données par : ^{[2], [18]}

➤ Pour les tensions

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

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

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

➤ Pour les courant

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

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

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

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

Système triphasé équilibré :

$$\mathbf{i}_{as} + \mathbf{i}_{bs} + \mathbf{i}_{cs} = \mathbf{0} \quad (\text{II.7})$$

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

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

$$\bar{\mathbf{V}}_s = \bar{\mathbf{V}}_i + \bar{\mathbf{V}} \quad (\text{II.8})$$

Avec La Chute de tension aux bornes du filtre.

$$\mathbf{v}_i = \mathbf{R}\mathbf{i}_s + \mathbf{L}\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \quad (\text{II.9})$$

On aura donc :

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}\mathbf{i}_s + \mathbf{L}\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} + \mathbf{v} \quad (\text{II.10})$$

En écriture matricielle, on aura :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{as} \\ \mathbf{V}_{bs} \\ \mathbf{V}_{cs} \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{as} \\ \mathbf{i}_{bs} \\ \mathbf{i}_{cs} \end{bmatrix} + \mathbf{L}\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{as} \\ \mathbf{i}_{bs} \\ \mathbf{i}_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{V}_a \\ \mathbf{V}_b \\ \mathbf{V}_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{I}_{as} &= (\mathbf{v}_{as} - \mathbf{v}_a) \frac{1}{(\mathbf{R} + \mathbf{L}.p)} \\ \mathbf{I}_{bs} &= (\mathbf{v}_{bs} - \mathbf{v}_b) \frac{1}{(\mathbf{R} + \mathbf{L}.p)} \\ \mathbf{I}_{cs} &= (\mathbf{v}_{cs} - \mathbf{v}_c) \frac{1}{(\mathbf{R} + \mathbf{L}.p)} \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

L'équation des courants peut être écrite comme suit :

$$\mathbf{C}\frac{d\mathbf{v}_{dc}}{dt} = \mathbf{s}_a \cdot \mathbf{i}_{as} + \mathbf{s}_b \cdot \mathbf{i}_{bs} + \mathbf{s}_c \cdot \mathbf{i}_{cs} - \mathbf{I}_{ch} \quad (\text{II.13})$$

Après avoir appliqué la transformée de Laplace :

$$\mathbf{V}_{dc} = \frac{1}{c.p} [(\mathbf{s}_a \cdot \mathbf{i}_{as} + \mathbf{s}_b \cdot \mathbf{i}_{bs} + \mathbf{s}_c \cdot \mathbf{i}_{cs}) - \mathbf{I}_{ch}] \quad (\text{II.14})$$

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 [2], [18], [15].

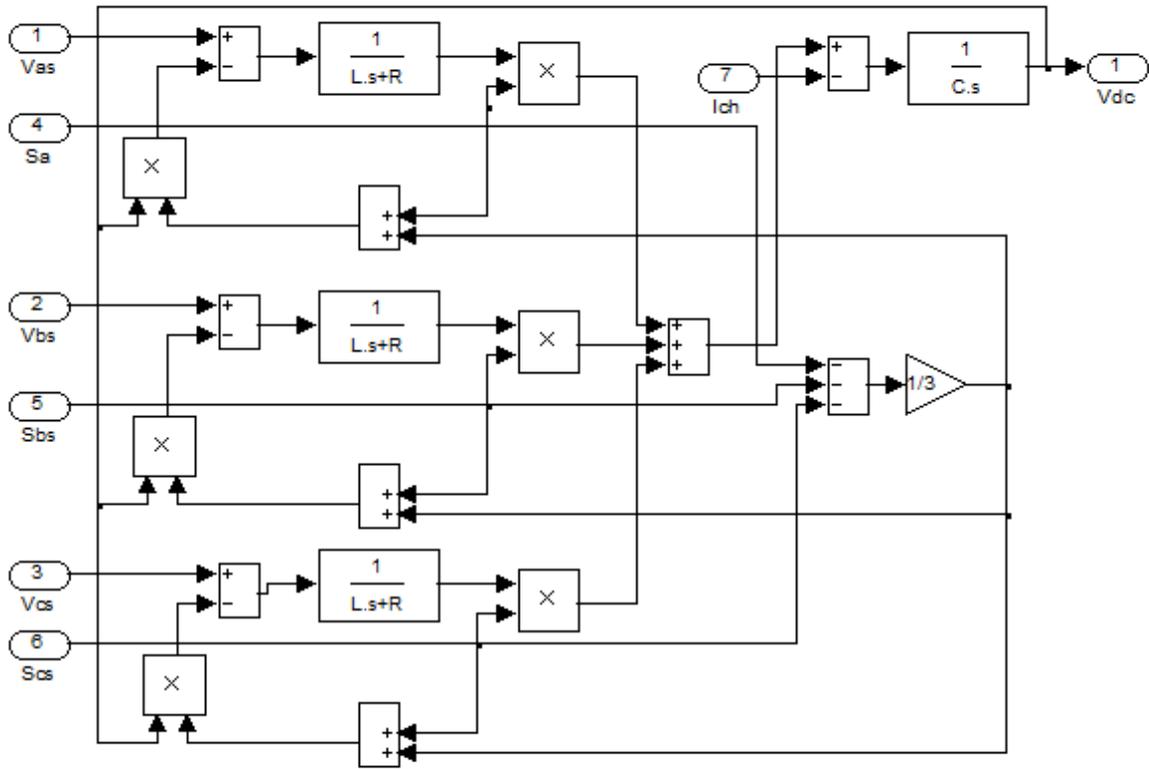


Figure II.5. Modèle de redresseur à MLI dans le repère (a, b, c)

II.3.2. Modèle du redresseur MLI dans le repère (α, β)

Les équations en tension du redresseur dans le système d’axes (α, β) sont obtenues par l’application de la transformation Concordia aux équations précédentes :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} \tag{II.15}$$

Avec :

$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$: Composantes d’axes (α, β) des tensions du convertisseur ;

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: Composantes des courants de ligne.

Pour les courants, on aura :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (i_{\alpha s} \cdot S_{\alpha} + i_{\beta s} \cdot S_{\beta}) - i_{ch} \tag{II.16}$$

Avec :

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c); S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_a - S_c) \quad (II.17)$$

Le schéma bloc de redresseur dans le système d'axes (α, β) et représenté sur la figure II.6

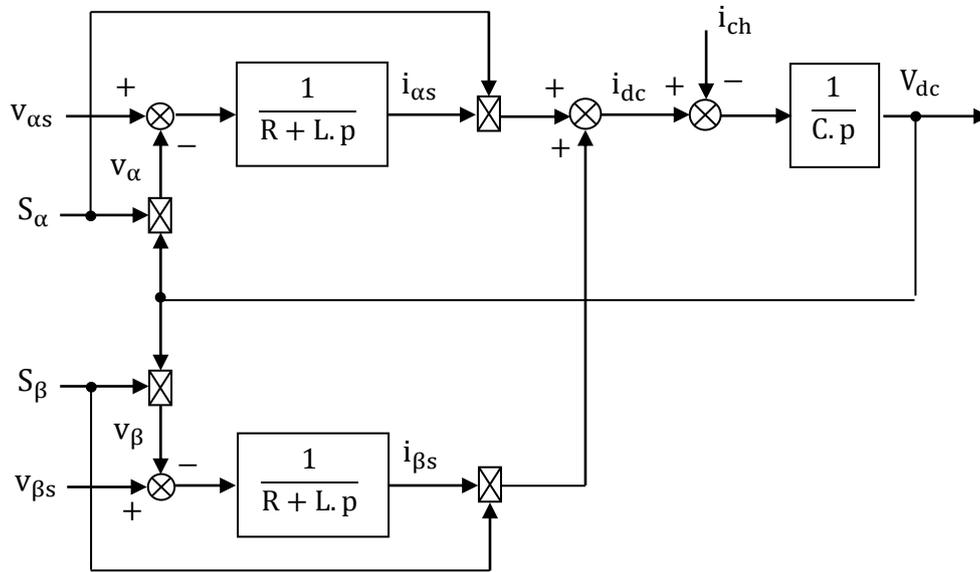


Figure II.6. Modèle du redresseur dans le système d'axes (α, β) .

II.3.3. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (d, q)

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 :

$$\begin{cases} V_{ds} = Ri_{ds} + L \frac{di_{ds}}{dt} - \omega Li_{qs} + v_d \\ V_{qs} = Ri_{qs} + L \frac{di_{qs}}{dt} + \omega Li_{ds} + v_q \end{cases} \quad (II.18)$$

$$C \frac{dV_{ds}}{dt} = (s_d i_{ds} + s_q i_{qs}) - I_{ch} \quad (II.19)$$

Avec :

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

Le schéma bloc du modèle du redresseur dans le système d'axe (d, q) est représenté sur la figure II .7 [2],[15],[20]

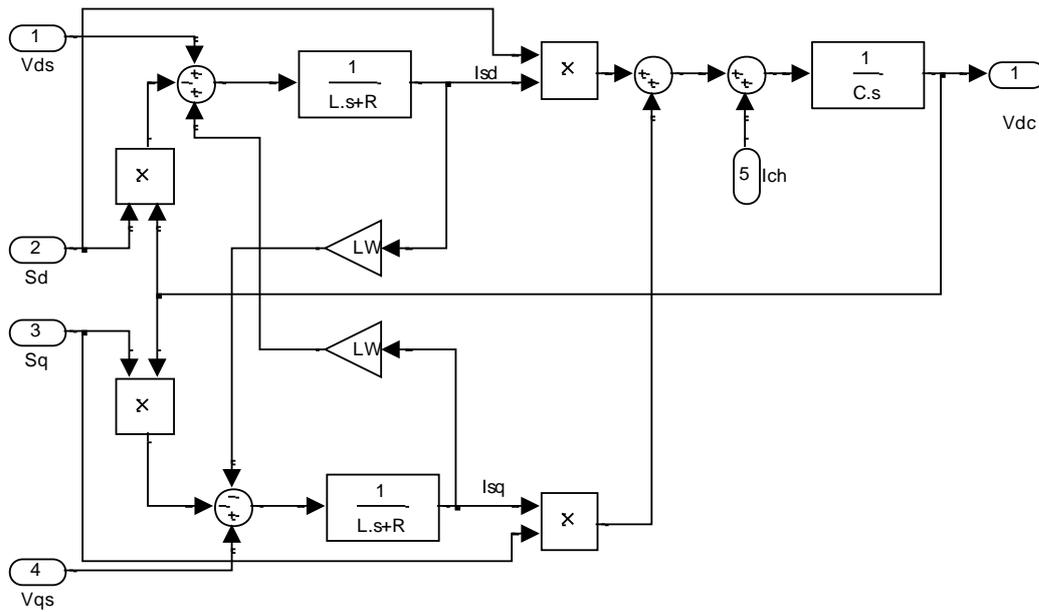


Figure II.7. Modèle du redresseur dans le système d'axes (d, q).

II.4.Simulation du redresseur à MLI

Dans un premier temps, on a considéré que le système est sans boucle externe de tension V_{dc} .

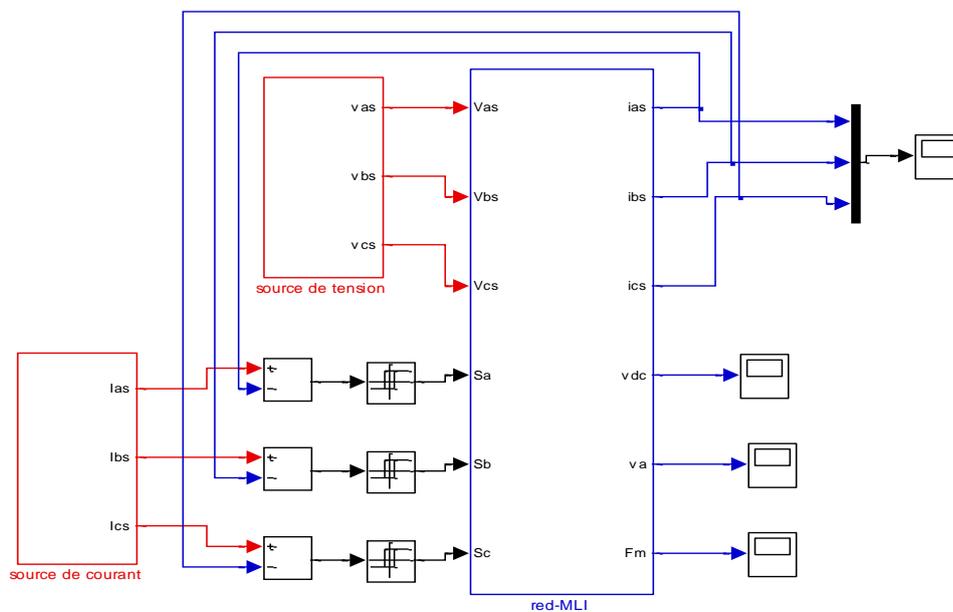


Figure II.8. Schéma Simulink du redresseur à MLI commandé en courant.
(boucle ouverte)

Conditions d'essai :

- ❖ Source équilibrée $E_m=127\sqrt{2}V$.
- ❖ Résistance de charge $R_{ch}=100\ \Omega$.
- ❖ Courant de référence $I_m=10A$.

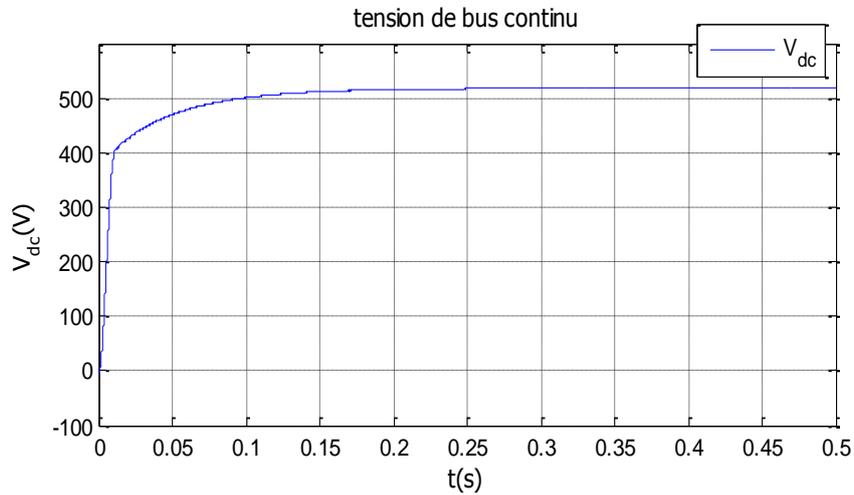


Figure II. 8: Allure de la tension du bus continu V_{dc} .

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

$$P_{ch} = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} \quad \longrightarrow \quad V_{ch} = \sqrt{R_{ch} \cdot P_{ch}} \quad (IV.20)$$

II.4.1. Influence de la variation de la charge

Conditions d'essai :

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

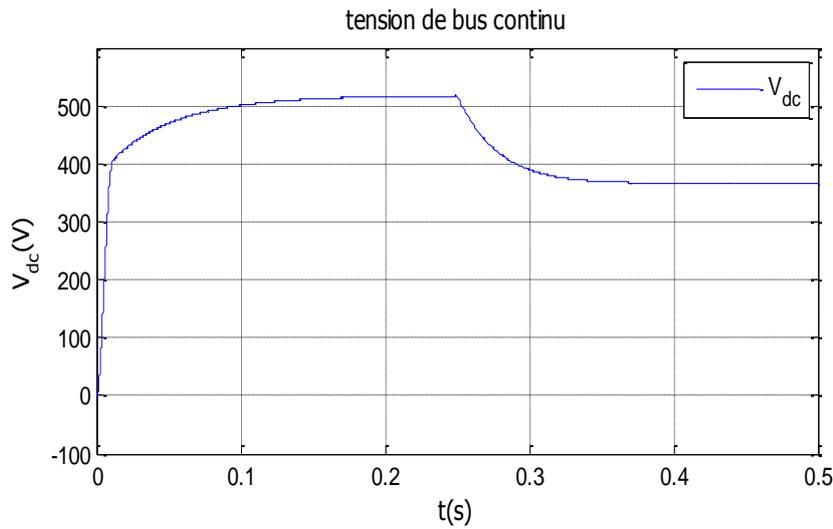


Figure II.9. Allure de la tension du bus continu V_{dc} .

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

II.4.2. Influence de la variation de la tensions de source

Conditions d’essai :

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

La figure II.10 ci-dessous 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 $t=0.25s$.

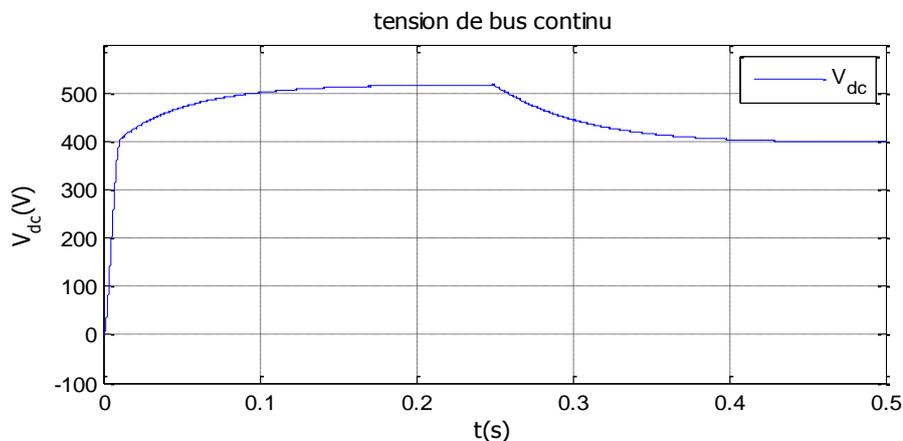


Figure II. 10: Allure de la tension du bus continu (V_{dc}).

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, commençant par une présentation simplifiée des redresseurs à MLI, puis nous avons passé aux états de commutation de ce dernier, en fin nous avons présenté toute les modèles du redresseur à MLI dans les différentes repères (a,b,c) , (d,q) et (α, β) .

III.1.Introduction

Un redresseur classique à diodes ou à thyristors perturbe le réseau alternatif qui l'alimente en y injectant des courants harmoniques dont les rangs sont faibles [24]. Ceci provoque la déformation de l'onde de tension et induit des effets négatifs sur les récepteurs voisins et sur le réseau de distribution. De plus, ces dispositifs participent à la dégradation du facteur de puissance occasionnant une augmentation significative de la charge équivalente vue par le réseau et par conséquent l'augmentation de la consommation électrique et du coût.

Grâce à leur capacité à réduire le contenu harmonique des courants prélevés sur le réseau et à assurer un transfert bidirectionnel de puissance, leur rapidité de réponse, leurs limitations d'encombrement, de poids et de coût, les redresseurs à MLI sont de plus en plus un moyen intéressant d'interfaçage avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, surtout les entraînements électriques hautement performants.

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

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

- Méthodes basées sur le vecteur tension :

VOC (Voltage Oriented Control) et la **DPC (Direct Power Control)**

- méthodes basées sur le vecteur flux virtuel :

VFOC (Virtuel Flux Based Oriented Control) et la **VF-DPC (Virtual Flux based Direct Power Control)**.

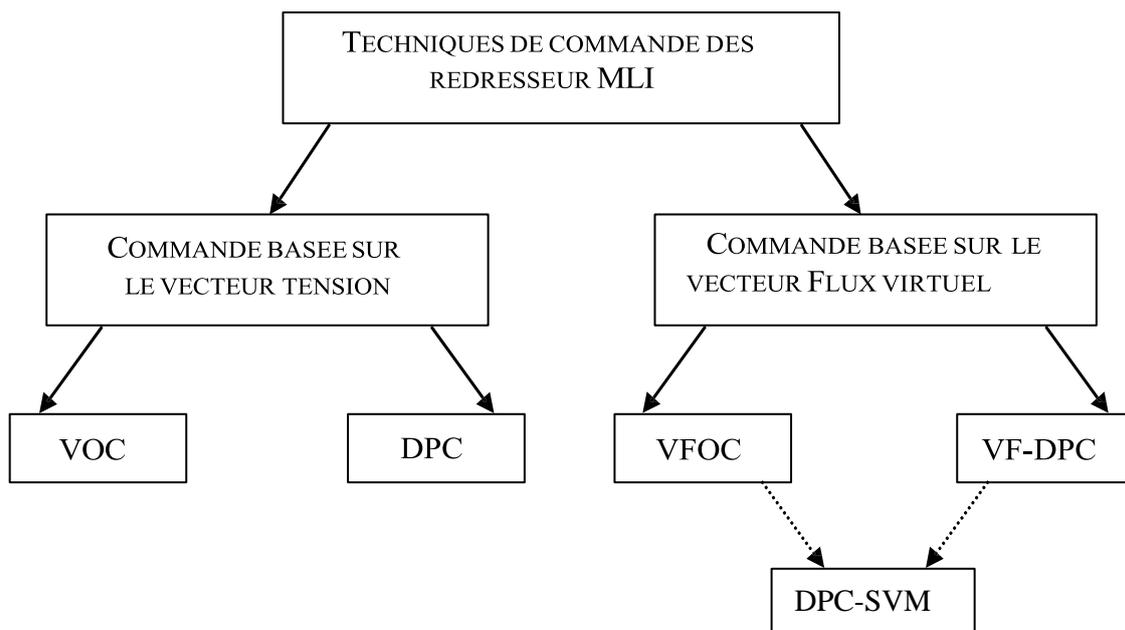


Figure III.1. Techniques de commande des redresseurs à MLI.

III.2.1. Orientation du vecteur tension (VOC)

Le but de cette méthode, dont le principe est schématisé sur la figure (IV.2), est de maintenir la tension continue de sortie V_{dc} à la valeur désirée V_{dc}^* . Les courants appelés au réseau électrique (coté alternatif) doivent être idéalement sinusoïdaux et en phase avec les tensions respectives de celui-ci pour réaliser un facteur de puissance unitaire (UPF).

Cette condition est satisfaite lorsque le vecteur courant $\bar{I}_s = i_{ds} + j i_{qs}$ est aligné sur le vecteur tension $\bar{V}_s = v_{ds} + j v_{qs}$ de la source alimentant le redresseur. Sa structure est montrée sur la figure III.2. Pour ce faire, un référentiel tournant solide du vecteur \bar{V}_s est utilisé, et la valeur de référence i_{qs}^* de la composante quadratique du courant \bar{I}_s est fixée à zéro [19],[2].

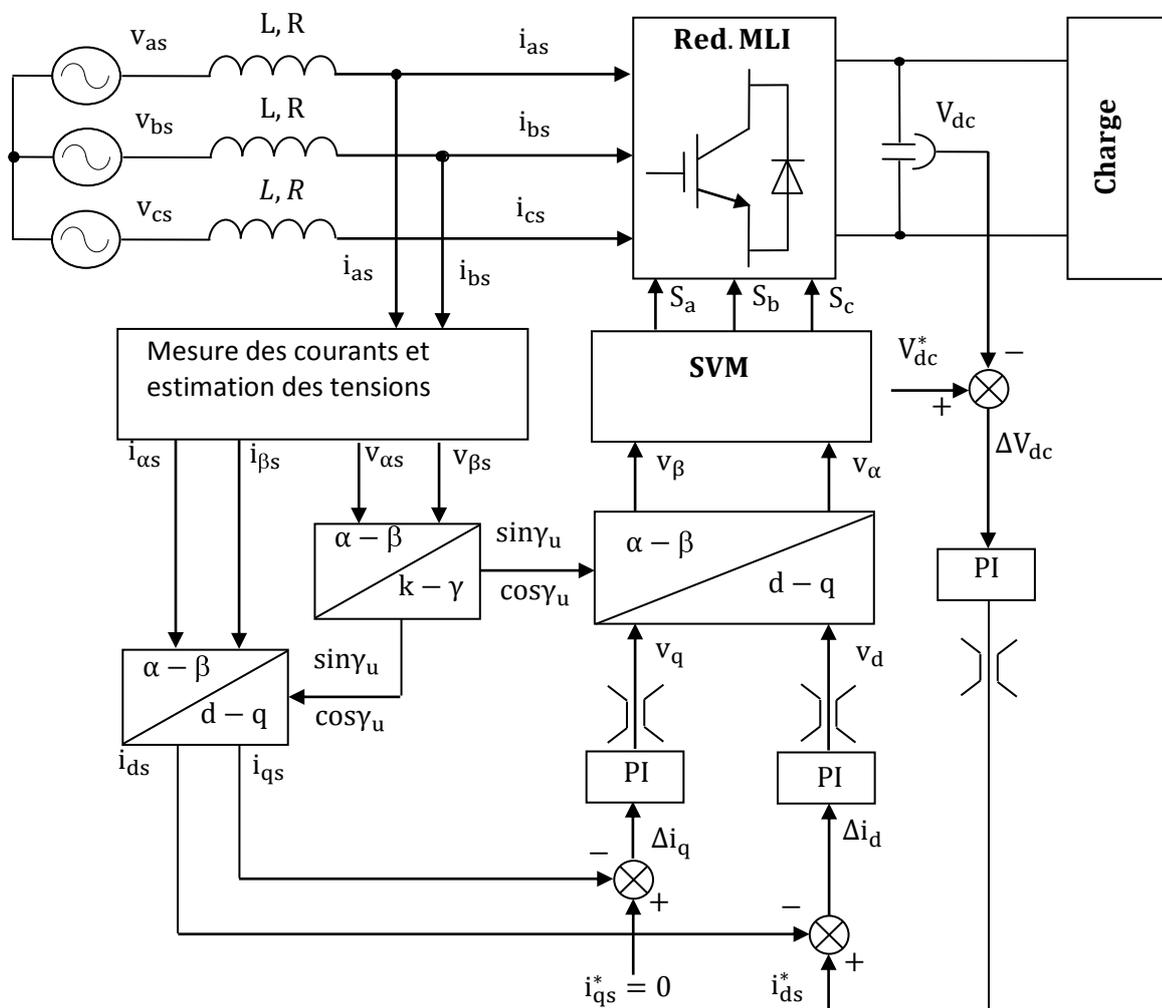


Figure III.2. Schéma bloc de la VOC

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).

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_\mu & \sin \gamma_\mu \\ -\sin \gamma_\mu & \cos \gamma_\mu \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (III.1)$$

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 coordonnées fixe.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_\mu & -\sin \gamma_\mu \\ \sin \gamma_\mu & \cos \gamma_\mu \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (III.2)$$

X : Soit un courant ou une tension

L'angle du vecteur de tension γ_μ est déterminé à partir des deux transformations précédentes [19].

$$\begin{cases} \sin \gamma_\mu = \frac{v_\beta}{\sqrt{(v_\alpha)^2 + (v_\beta)^2}} \\ \cos \gamma_\mu = \frac{v_\alpha}{\sqrt{(v_\alpha)^2 + (v_\beta)^2}} \end{cases} \quad (III.3)$$

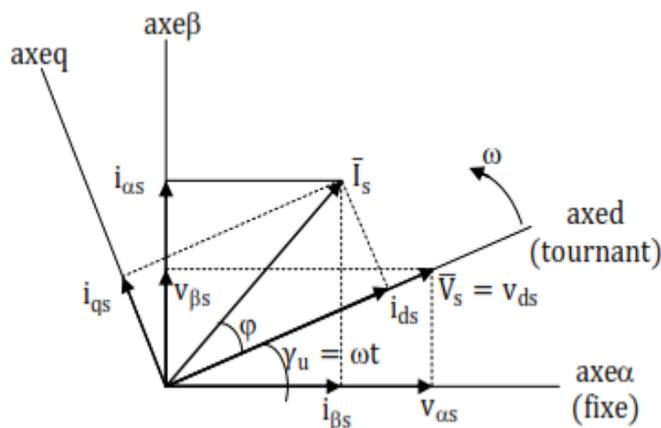


Figure III.3. Diagramme vectoriel de la VOC

Dans les conditions d'orientation du référentiel (d, q) explicitées précédemment, les équations du redresseur s'écrivent [16].

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

Les signaux de commande S_a, S_b et S_c du redresseur sont générés par une modulation

vectorielle dont le principe est de composer le vecteur de commande \overline{V}^* à partir des deux adjacents et des vecteurs nuls $V_0(0,0,0)$ et $V_7(1,1,1)$ selon une séquence temporelle bien définie.

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

Une autre solution pour la commande du convertisseur est basée sur le contrôle en boucle fermée des valeurs instantanées des puissances active p et réactive q [21]. 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 [22]. Basée sur les écarts instantanés entre les valeurs de consigne et estimées des puissances actives et réactives. Donc, la clé de la solution pour une implémentation de la DPC est une correcte et rapide estimation des puissances p et q . Le schéma de principe de cette technique est montré sur la figure III.4.

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 ligne i_{as} , i_{bs} , et i_{cs} .

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

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

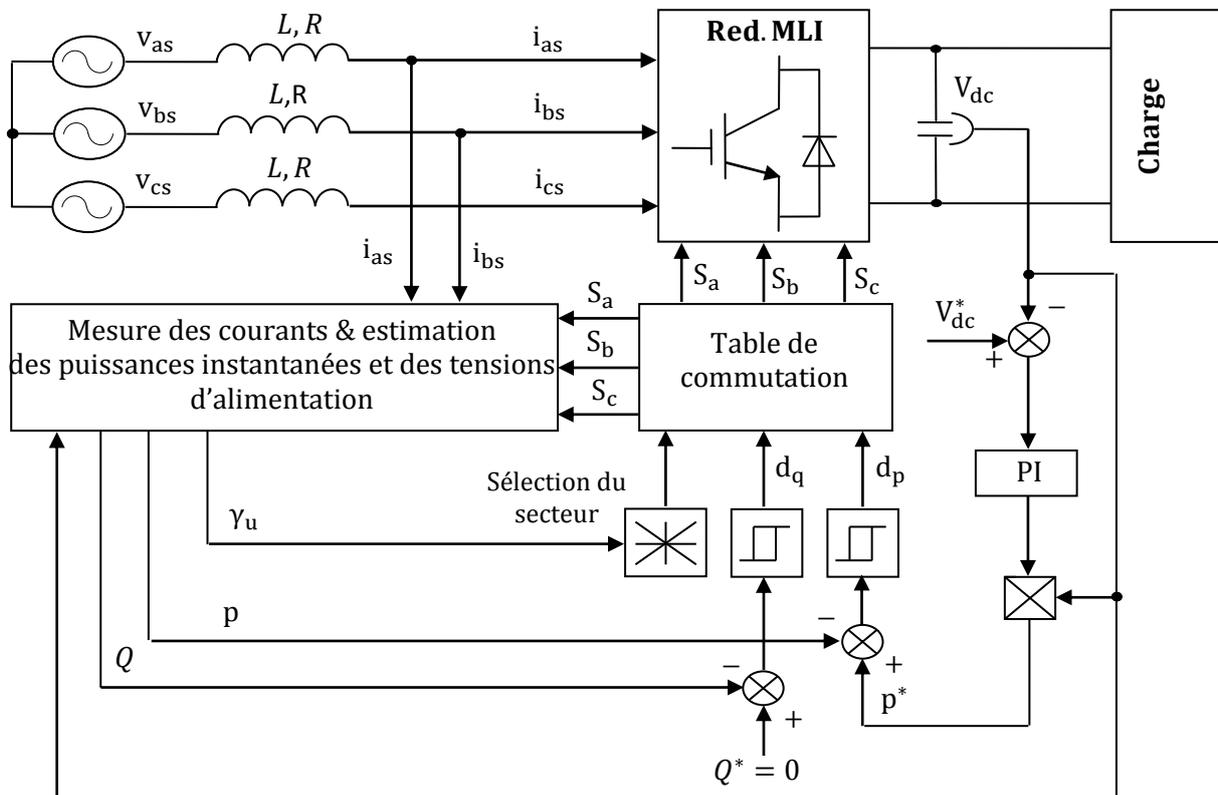


Figure III.4. Schéma bloc de la DPC [22].

III.2.3. Orientation de vecteur flux virtuel VFOC (Virtual flux Oriented Control).

Il est possible de remplacer les capteurs des tensions alternatives de l'alimentation par un estimateur du flux virtuel [21]. Les tensions imposées par l'alimentation en combinaison avec les inductances du filtre d'entrée sont supposées comme des quantités relatives à un moteur alternatif virtuel figure IV.5, R et L désignent respectivement les résistances et les inductances de fuites des trois enroulements statoriques du moteur [1].

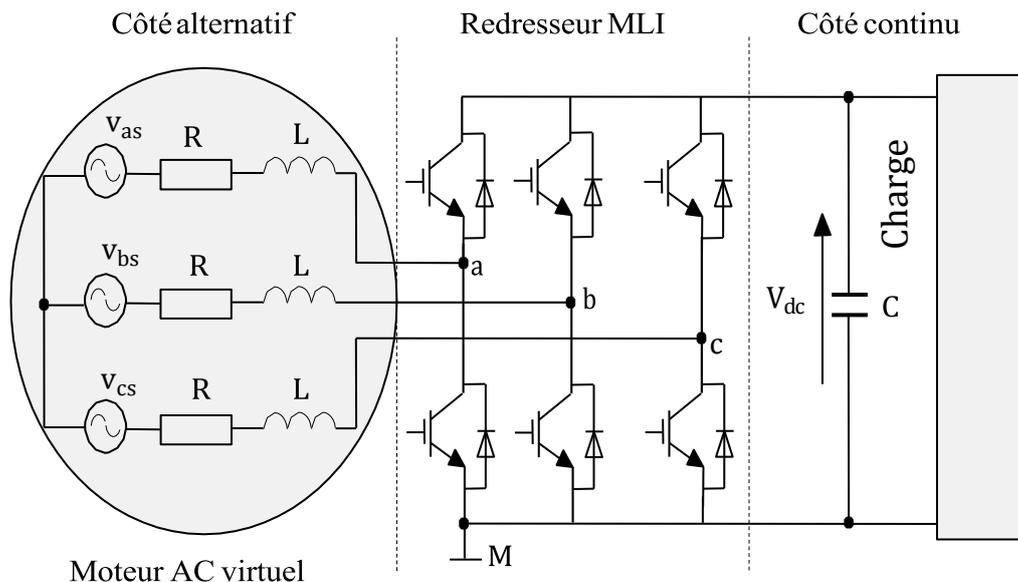


Figure III.5. Redresseur MLI avec représentation du côté AC comme moteur AC virtuel.

Dans le cas de la commande VFOC. Il est plus facile de remplacer l'angle du vecteur de tension du réseau γ_μ par l'angle du vecteur flux γ_Ψ , parce que γ_Ψ est moins sensible que γ_μ 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_μ [15].

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

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

La tension du réseau et les inductances du filtre sont considérées comme les grandeurs d'un moteur alternatif virtuel, Ainsi, Let 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^[22].

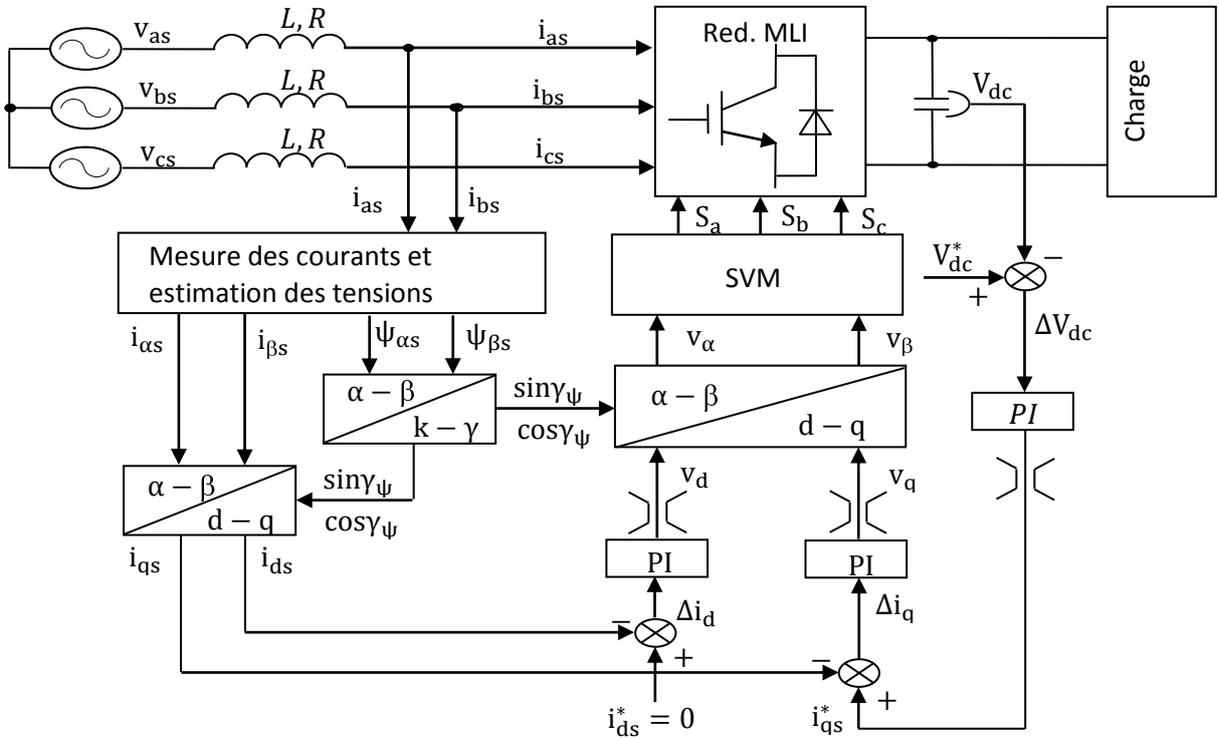


Figure III.6. Schéma bloc de la VFOC^[22].

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 :

$$\bar{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s} \\ \Psi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int v_{\alpha s} dt \\ \int v_{\beta s} dt \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

Ou : $\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_1 + \bar{\Psi}$, ce qui donne :

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

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

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 que pour unitaire, il faut fixer la composante directe i_{ds}^* du courant \bar{I}_s à zéro

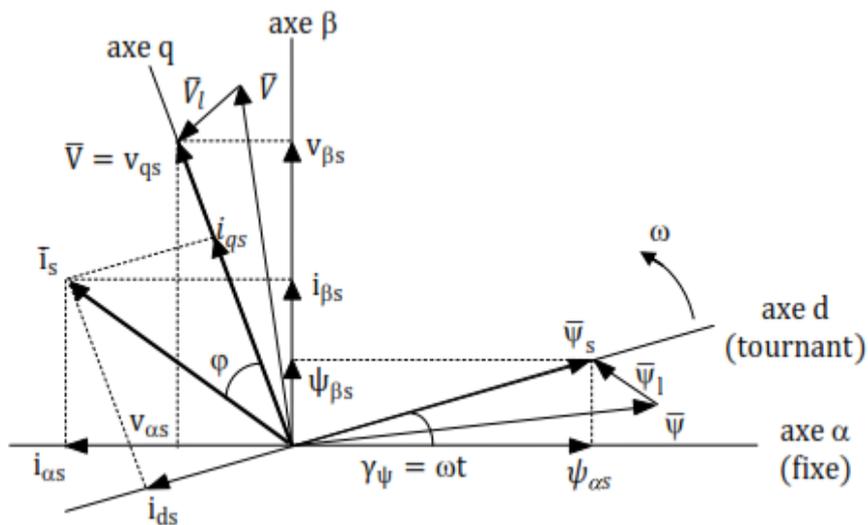


Figure III.7. Diagramme vectoriel de la VFOC [22].

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

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

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*), en maintenant la tension du bus continu constante [22].

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 :

$$\begin{cases} P = \text{Re}(\bar{V}_S \cdot \bar{I}_S^*) \\ Q = \text{Im}(\bar{V}_S \cdot \bar{I}_S^*) \end{cases} \quad \text{(III.11)}$$

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

$$\begin{cases} P = \omega(\psi_{\alpha S} i_{\beta S} - \psi_{\beta S} i_{\alpha S}) \\ Q = \omega(\psi_{\alpha S} i_{\alpha S} + \psi_{\beta S} i_{\beta S}) \end{cases} \quad \text{(III.12)}$$

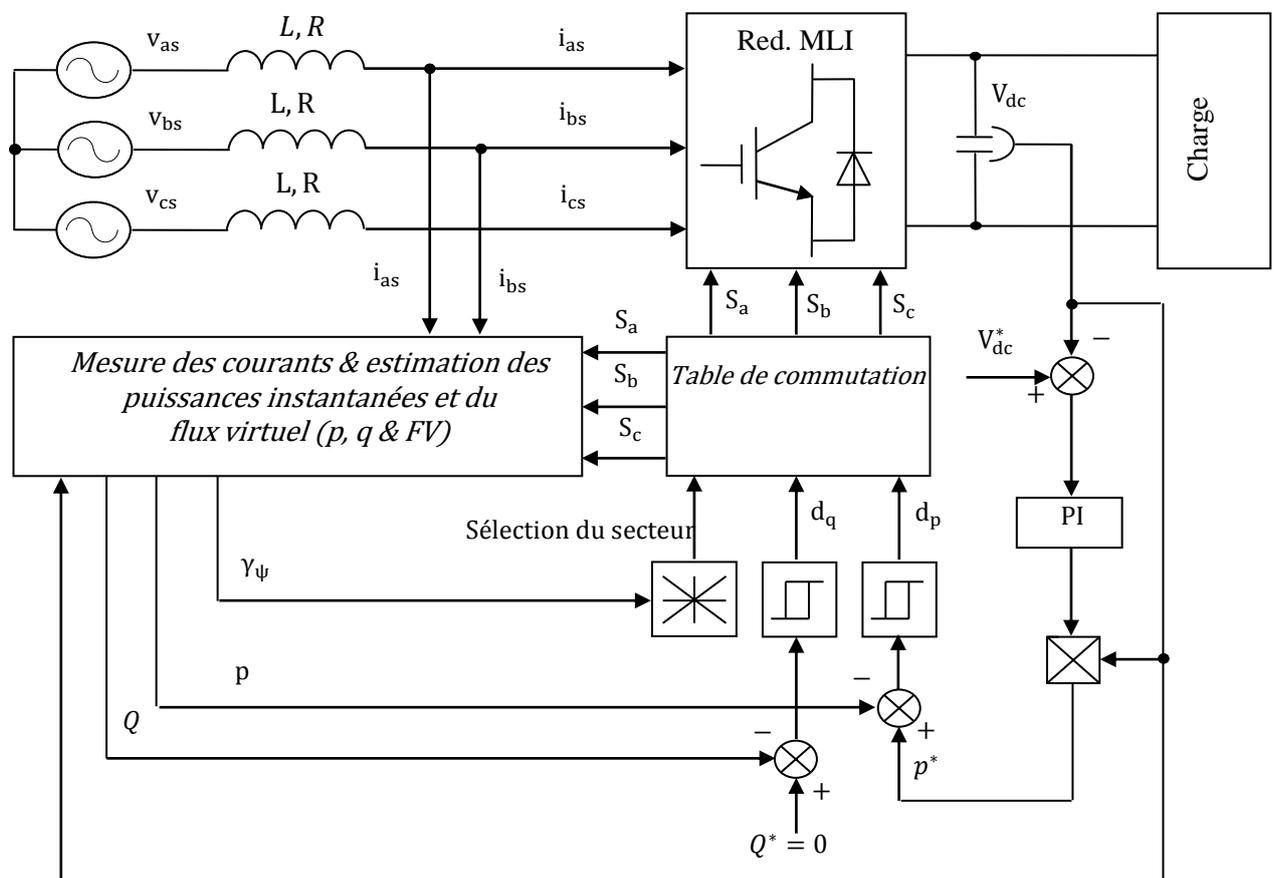


Figure 1. Schéma bloc de la VF-DPC [16]

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 la figure III.11 [23].

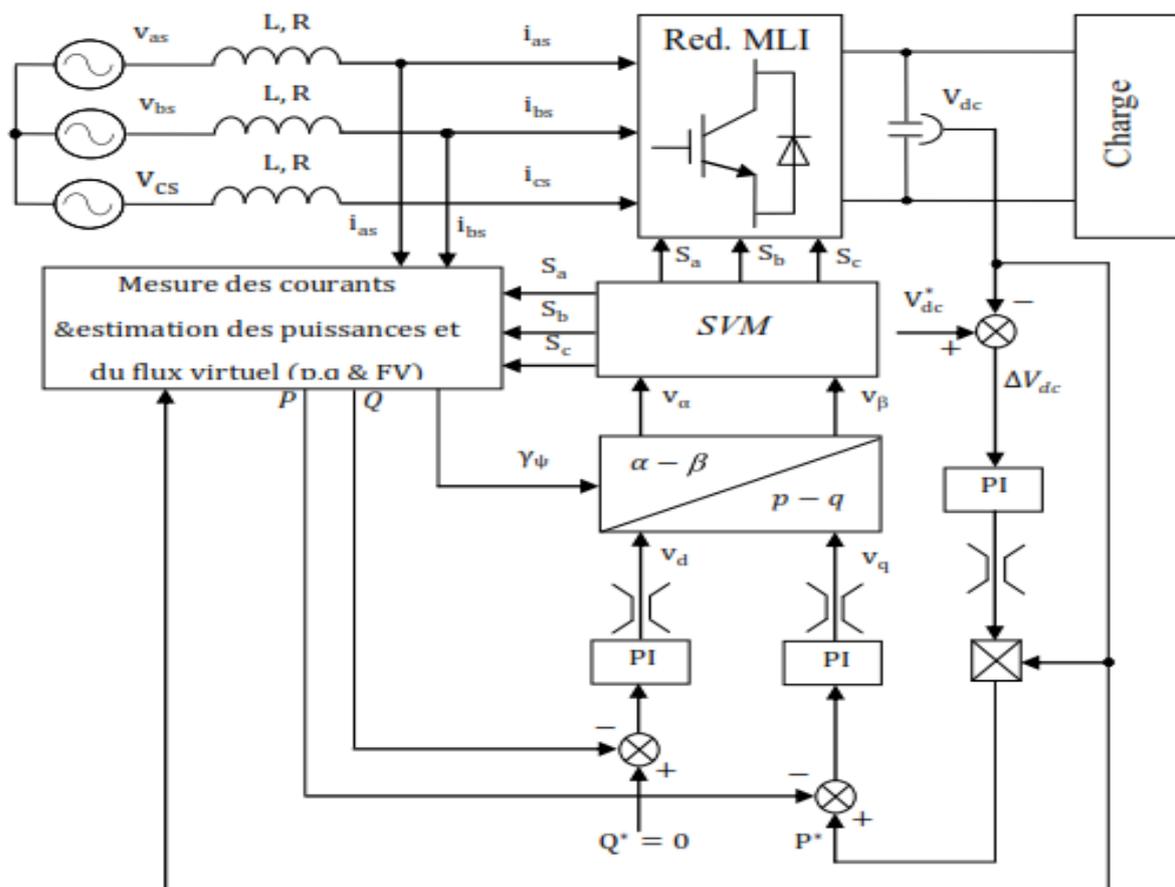


Figure III.9. Schéma block de la DPC-SVM.

III.2.6. Avantages et les inconvénients de différentes stratégies de commande ^[4]

Techniques	Avantages	Inconvénients
VOC	<ul style="list-style-type: none"> *Fréquence de commutation est fixe ; *Stratégies avancées de MLI peuvent être employées ; *Aucune sensibilité pour la variation d'inductance. 	<ul style="list-style-type: none"> *Transformation du même rang *Le découplage entre les composants actifs et réactifs exigés ; *Facteur de puissance d'entrée inférieur que celui de la DPC ; *Algorithme complexe ;
DPC	<ul style="list-style-type: none"> *Aucun bloc séparé de modulation de tension *Algorithme simple ; *Aucunes boucles de règlement courant ; *Aucune transformation du même rang ; *Bonne dynamique ; *Commande de puissance active et réactive découplées ; *Améliorer le facteur et l'efficacité de la puissance 	<ul style="list-style-type: none"> *Fréquence de l'inductance élevée ; *Evaluation de puissance et de tension devrait être évitée au moment de la commutation; *Fréquence de commutation variable ; *Microprocesseur rapide.
VFOC	<ul style="list-style-type: none"> *Fréquence de commutation est fixe ; *Stratégies avancées de MLI peuvent être employées ; *Aucune sensibilité pour la variation d'inductance. 	<ul style="list-style-type: none"> *Transformation du même rang *Découplage entre les composants actifs et réactifs est exigés ; *Algorithme complexe ; *Facteur de puissance d'entrée inférieur que celui de la VF- DPC.

<p>VF-DPC</p>	<ul style="list-style-type: none"> *Bonne dynamique ; *Algorithme simple ; *Commande de puissance active et réactive découplée. *Aucune transformation du même rang ; *Aucune boucle de règlement courant ; *Bas THD; *Abaisser la fréquence de prélèvement pour la DPC. 	<ul style="list-style-type: none"> *Fréquence de commutation est variable ; *Microprocesseur rapide ; *Valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme acceptable d'onde du courant.
---------------	---	--

Tableau III.1. Comparaison des stratégies de commande.

III.3. Techniques de modulation

III.3.1. Contrôle des courants par hystérésis (HCC)

Ce contrôle du courant par hystérésis consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure III.10, illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont.

Cette technique de commande fait partie des commandes non-linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de nombreux avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis « Di » qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation.

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels ^[24].

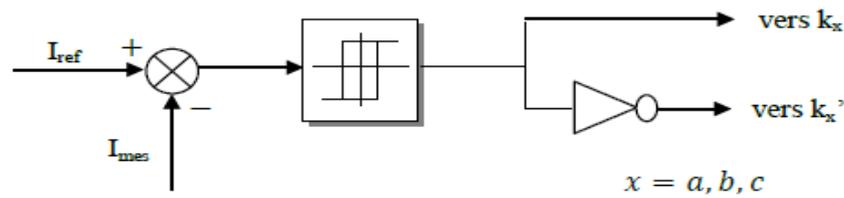


Figure III.10. Principe de contrôle du courant par hystérésis.

III.3.2. Contrôle des courants par MLI

III.3.2.1. MLI à échantillonnage naturel

C'est la stratégie la plus simple à mettre au point, elle est aussi appelée modulation (*triangulo-sinusoidale*). Elle consiste à comparer un signal triangulaire de haute fréquence (*porteuse*) avec un signal sinusoïdal (*modulatrice*). L'amplitude du fondamental de l'onde MLI est déterminée par le rapport des amplitudes de la porteuse et de la modulatrice, appelé « *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-ils être exprimés sous forme analytique simple, car délicate est sa mise en œuvre dans les applications numériques^[2].

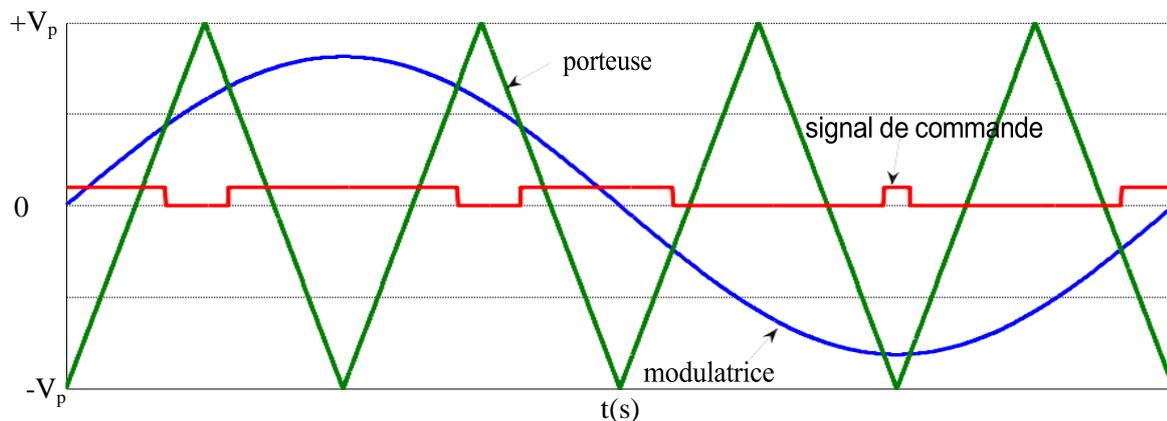


Figure III.11. MLI à échantillonnage naturel.

III.3.2.2. MLI symétrique

Les instants de commutations 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^[25].

III.3.2.3. MLI vectorielle

Il s'agit d'une technique numérique. Les ordres de commutation des interrupteurs y sont

déterminés par un algorithme et calculés analytiquement par des équations mathématiques dont le vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximativement sur une période de modulation, par un vecteur de tension moyen, puis les ordres de commande adéquats sont appliqués aux interrupteurs ^[26]

III.4. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à une brève présentation des différentes techniques de commande du redresseur MLI, l'objectif étant de montrer le principe et les particularités de chaque technique. Le contrôle direct des puissances active et réactive nous évite l'emploi des boucles interne des courants. Les signaux de commande sont générés à partir d'une table de commutation au lieu d'un modulateur, de ce fait un seul régulateur sera dimensionné (boucle extérieure V_{dc}^*).

Cependant la fréquence de commutation n'est pas constante ce qui constitue l'inconvénient majeur de la méthode DPC utilisant une table de commutation. Ce problème est solutionné par le recours à un modulateur permettant de générer les signaux de commande à partir d'une modulation vectorielle. Cette technique appelée DPC-SVM.

III.1.Introduction.....	29
III.2.Les techniques de commande des redresseurs à MLI.....	29
III.2.1. Orientation du vecteur tension (VOC)	30
III.2.2. Le contrôle direct en puissance (DPC)	32
III.2.3. Orientation de vecteur flux virtuel(VFOC).	33
III.2.4. Control direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel(VF-DPC)	36
III.2.5 Commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle (DPC-SVM).37	
III.2.6. Avantages et les inconvénients de différentes stratégies de commande	38
III.3. Techniques de modulation	39
III.3.1. Contrôle des courants par hystérésis (HCC)	39
III.3.2. Contrôle des courants par MLI.....	40
III.3.2.1. MLI à échantillonnage naturel.....	40
III.3.2.2. MLI symétrique	38
III.3.2.3. MLI vectorielle	38
III.4. Conclusion	39

IV.1. Introduction

Nous nous intéressons dans ce chapitre à une seule technique de commande du redresseur à MLI, il s’agit de la commande directe en puissance DPC (*Direct Power Control*) basée sur une table de commutation. Cette dernière est synthétisée à partir de l’étude des variations des puissances instantanées *active* et *réactive*, assurant un control simultané et précis de ces dernières. Nous considérons deux tables de commutation, l’une à six secteurs et l’autre à douze secteurs, sur lesquelles nous menons une étude comparative des performances. Le schéma bloc du redresseur à MLI commandé par la technique DPC est montré sur la figure III.4

IV.2. Explication du fonctionnement

Les valeurs de références des puissances réactives q_{ref} (*fixée à zéro pour un facteur de puissance égal à l’unité*), et de puissance active P_{ref} (*fournie par la boucle externe de régulation de V_{dc}*) sont comparées aux valeurs estimées q et p . Les sorties des comparateur Δp et Δq sont utilisées par des contrôleurs à hystérésis qui fournissent les grandeurs d_p et d_q pour la génération des signaux de commande S_a , S_b et S_c du redresseur moyennant une table de commutation [21].

IV.2.1. Contrôleurs des puissances active et réactive

Le schéma de principe de la figure IV.1 donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux, pour réaliser le réglage des puissances active et réactive. L’un est influencé par l’erreur $\Delta p = p_{ref} - p$ pour la puissance active, l’autre est influencé par l’erreur $\Delta q = q_{ref} - q$ pour la puissance réactive [1].

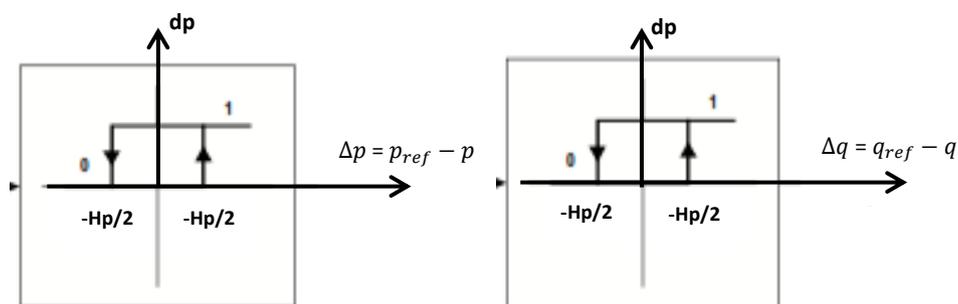


Figure IV.1. Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

Les largeurs de la bande d’hystérésis ont une influence sur les performances du redresseur, en particulier sur la distorsion du courant harmonique et sur la fréquence moyenne de commutation.

Le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance instantanée réactive peut être décrit comme suit :

$$(\Delta_q > H_q) \longrightarrow d_q = 1$$

$$(-H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} > 0) \longrightarrow d_q = 0$$

$$(-H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} < 0) \longrightarrow d_q = 1$$

$$(\Delta_q < -H_q) \longrightarrow d_q = 0$$

Et de même pour le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance active :

$$(\Delta_p > H_p) \longrightarrow d_p = 1 \tag{IV.1}$$

$$(-H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} > 0) \longrightarrow d_p = 0 \tag{IV.2}$$

$$(-H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} < 0) \longrightarrow d_p = 1 \tag{IV.3}$$

$$(\Delta_p < -H_p) \longrightarrow d_p = 0 \tag{IV.4}$$

Les variables logiques d_p et d_q , ainsi que la position du vecteur flux virtuel donnée par l'angle $\gamma_{\Psi_L} = \arctg\left(\frac{\Psi_{L\alpha}}{\Psi_{L\beta}}\right)$, sont utilisés pour accéder à l'adresse exacte de la table de commutation [21].

IV.3. Expression des puissances instantanées [21]

Dans le repère stationnaire (α, β) et avec un système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par un redresseur à MLI, est régie par les deux équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d i_{\alpha}}{dt} = \frac{1}{L} (V_{\alpha s} - V_{\alpha} - R * i_{\alpha}) \\ \frac{d i_{\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (V_{\beta s} - V_{\beta} - R * i_{\beta}) \end{cases} \tag{IV.5}$$

V_{α} : Tension du convertisseur dans le système d'axes (α, β) ;

$U_{\alpha s}$: Tension du réseau d'alimentation dans le système d'axes (α, β) .

De l'équation (IV.5), nous remarquons que l'évolution du vecteur des courants $[i_{\alpha} \ i_{\beta}]^T$ Peut être contrôlée à l'aide d'un choix judicieux du vecteur des tensions à l'entrée du redresseur $[V_{\alpha} \ V_{\beta}]^T$

En effet, la variation de chacune des composantes du vecteur des courants dépend principalement du vecteur des tensions du réseau $U_{\alpha\beta}$, du vecteur de commande

appliquée $V_{\alpha\beta}$, et du courant $i_{\alpha\beta}$. L'effet de la résistance «R» de la bobine de couplage peut être considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre, sur une période de commutation T_s , de l'équation (IV.5) peut être adoptée. Alors les variations des composantes du vecteur des courants à la fin de la période de commutation sont données par l'équation ci-après :

$$\begin{cases} \Delta i_{\alpha} = i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) = \frac{T_s}{L}(U_{\alpha}(k) - V_{\alpha}(k)) \\ \Delta i_{\beta} = i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k) = \frac{T_s}{L}(U_{\beta}(k) - V_{\beta}(k)) \end{cases} \quad (IV.6)$$

D'autre part, dans le repère stationnaire (α, β) les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{\alpha} & U_{\beta} \\ U_{\beta} & -U_{\alpha} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Comme première approximation, et si la période de commutation est très petite devant la période de la tension du réseau, la variation du vecteur des tensions durant une période de commutation peut être considérée négligeable, alors il est possible d'écrire :

$U_{\alpha\beta}(k+1) = U_{\alpha\beta}(k)$. Tenant compte de cette approximation, les variations des puissances actives et réactives à la fin de la période de commutation sont données par la relation suivante :

$$\begin{cases} \Delta p = U_{\alpha}(k) * \Delta i_{\alpha} + U_{\beta}(k) * \Delta i_{\beta} \\ \Delta q = U_{\beta}(k) * \Delta i_{\alpha} - U_{\alpha}(k) * \Delta i_{\beta} \end{cases} \quad (IV.8)$$

En substituant l'équation (IV.6) dans (IV.8) on obtient :

$$\begin{cases} \Delta p = \frac{T_s}{L} [U_{\alpha}(k)^2 + U_{\beta}(k)^2] - \frac{T_s}{L} [U_{\alpha}(k) * V_{\alpha}(k) + U_{\beta}(k) * V_{\beta}(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L} [U_{\alpha}(k) * V_{\beta}(k) - U_{\beta}(k) * V_{\alpha}(k)] \end{cases} \quad (IV.9)$$

Cette dernière équation montre que la variation des puissances active et réactive dépend du vecteur des tensions du redresseur (*vecteur de commande*) appliquée durant la période du vecteur des tensions du réseau. En effet pour chacun des huit vecteurs de commande possible. et à une position donnée du vecteur $U_{\alpha\beta}$, une variation des puissances actives et réactives est atteinte. Comme résultat, il existe plusieurs façon de sélectionner le vecteur de commande contrôlant l'évolution des puissances active et réactive. Pour $i = (0,1,2,\dots,6)$ les variations de ces puissances instantanée sont donnée par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} [U_\alpha(k)^2 + U_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [U_\alpha(k) * V_{\alpha i} + U_\beta(k) * V_{\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [U_\alpha(k) * V_{\beta i} - U_\beta(k) * V_{\alpha i}] \end{cases} \quad (IV.10)$$

Avec $i = (0,1,2,\dots,6)$

Les variations des puissances actives et réactives exprimées par la relation (IV.10) peuvent être résumées très simplement par le tableau suivant :

	U_{k-2}	U_{k-1}	U_k	U_{k+1}	U_{k+2}	U_{k+3}	$U_0 U_7$
q	↓↓	↓	↑↑	↑	↑	↓	↑↓
p	↑	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑

Tableaux IV.1. Variation de la puissance active et réactive instantanée dû aux vecteurs de tensions appliquée.

IV.4. Étude et analyse des performances d’une DPC avec table classique (12S)

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats obtenus par simulation sur le système global constitué du redresseur MLI réglé par la technique DPC. Le système de commande est constitué de deux boucles en (*cascade*) ; la boucle interne des puissances réglée par une table de commutation et la boucle externe de tension ou est implanté le régulateur PI fournissant à sa sortie la référence de la puissance active p^* figure (IV.11). La référence de la puissance réactive est fixée à zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire ($\cos \varphi = 1$). Nous allons présenter les résultats de manière à montrer l’action de la régulation conçue pour réaliser les différents objectifs prédéfinis.

Les variations de la puissance active et réactive en fonction du vecteur de commande appliqué est résumée dans le tableau ci-après :

dp	dq	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6	γ_7	γ_8	γ_9	γ_{10}	γ_{11}	γ_{12}
0	1	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
1	1	111	111	000	000	111	111	000	000	111	111	000	000
1	0	101	111	100	000	110	111	010	000	011	111	001	000

Tableau IV.2. Table de commutation classique (douze secteurs).

Conditions d'essai :

- ✓ $q^* = 0$;
- ✓ p^* variation en échelon de (2500W à 3600W) à $t = 0.5s$;
- ✓ $R_{ch} = 100 \Omega$.

La figure IV.4 montre que la tension du bus continue V_{dc} passe de 500V à 600V pour une puissance active de référence qui varie de 2500W à 3600W à $t = 0.5s$. Ce résultat est conforme à la demande en puissance de la charge régie par la relation :

$$P_{ch} = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} \rightarrow V_{ch} = \sqrt{R_{ch} \cdot P_{ch}} \tag{IV.13}$$

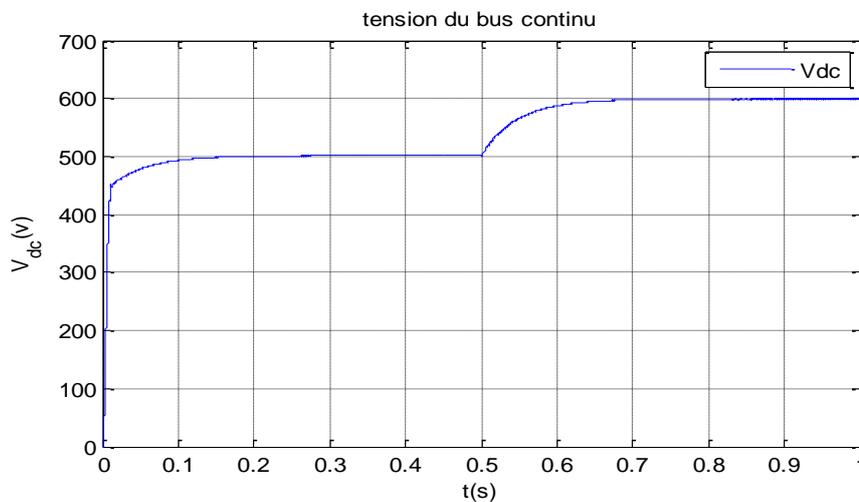


Figure IV.4. Allure de la tension du bus continue.

La figure IV.5 montre que les courants du réseau ont une amplitude qui passe de 7.60A pour $P^*=2500W$ à 11.86A pour $P^*=3600W$. Ce résultat peut être expliquée en écrivant le bilan des puissances du convertisseur coté réseau et coté charge. En effet nous avons :

$$P_{réseau} = \frac{3}{2} V_m I_m = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} = P_{ch} \rightarrow I_m = \frac{2V_{dc}^2}{3V_m R_{ch}} \tag{IV.14}$$

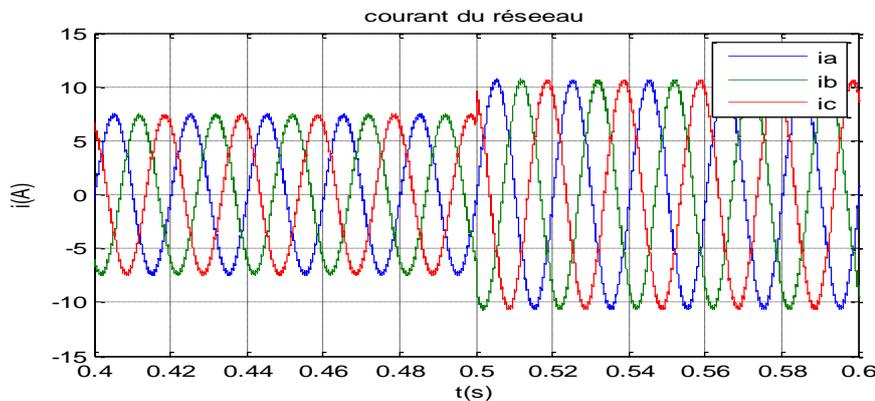


Figure IV.5. Allure des courants du réseeau.

La figure IV.6 montre que la puissance active se met à la hauteur de la consigne prévue.

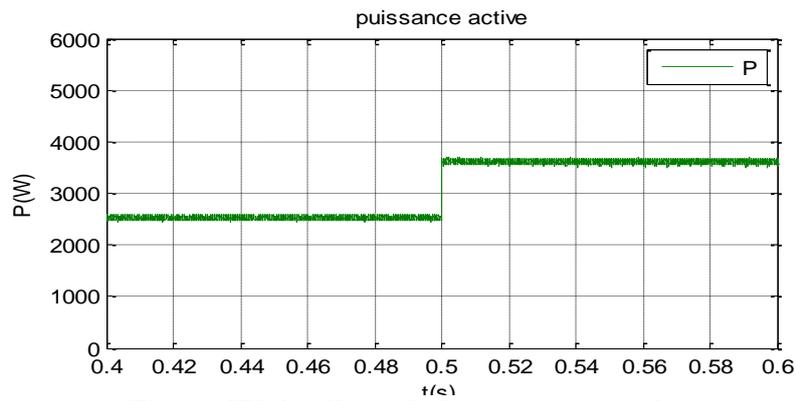


Figure IV.6. Allure de la puissance active.

D'après le graphe de la figure IV.7, on voit que la puissance réactive est maintenue égale à zéro pour satisfaire la condition du facteur de puissance unitaire.

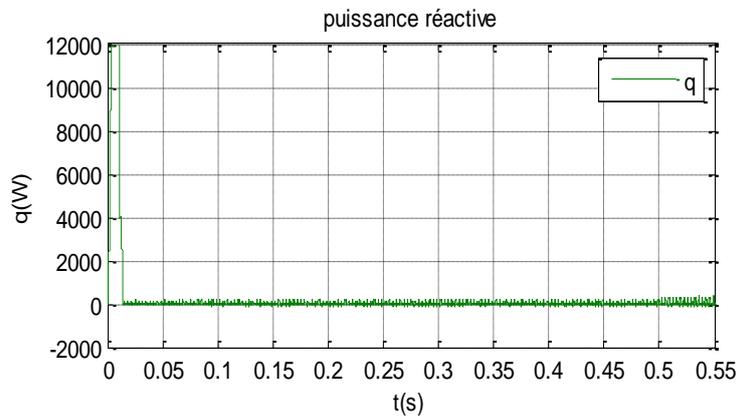


Figure IV.7. Allure de la puissance réactive.

Le graphe de la figure IV.8, montre bien que le facteur de puissance est maintenue égal à l'unité (le déphasage entre i_a , u_a égal à zéro).

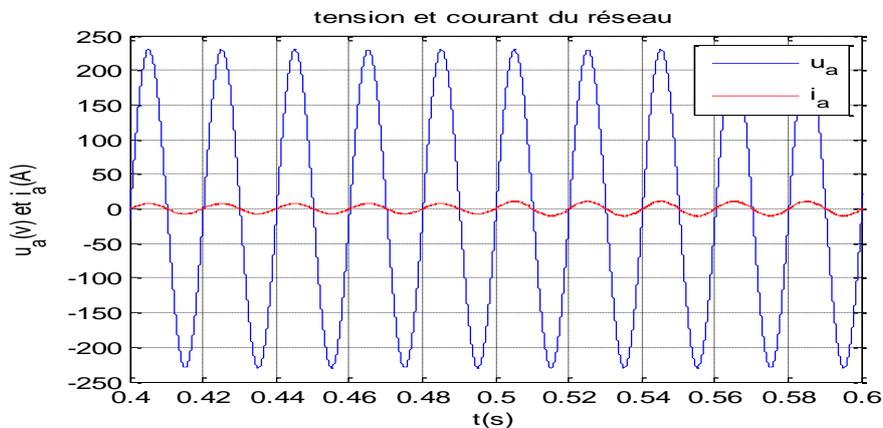


Figure IV.8. Allure de tension et du courant du réseau.

B) Influence d'une variation de la charge, P^* étant fixée.

Conditions d'essai

- ✓ $q^* = 0$;
- ✓ $P^* = 3600W$
- ✓ R_{ch} variation en en échelon de (100Ω à 75Ω) à $t = 0.5s$

Les résultats obtenus sont illustrés par la figure IV.9. On y voit que la tension de bus continu V_{dc} subit une diminution sensible (de 600V à 520V)

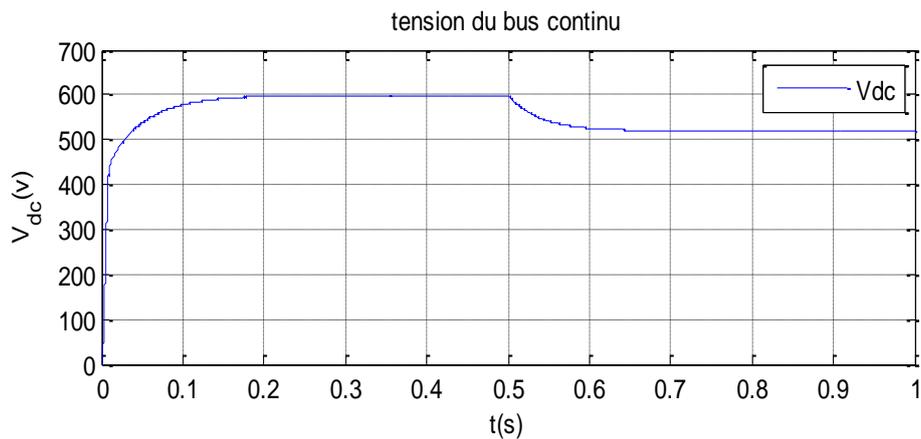


Figure IV.9. Allure de le tension de bus continu.

La figure IV.10. montre que les courants restent inchangés, ce qui est normal vu que la puissance de référence est maintenu constante.

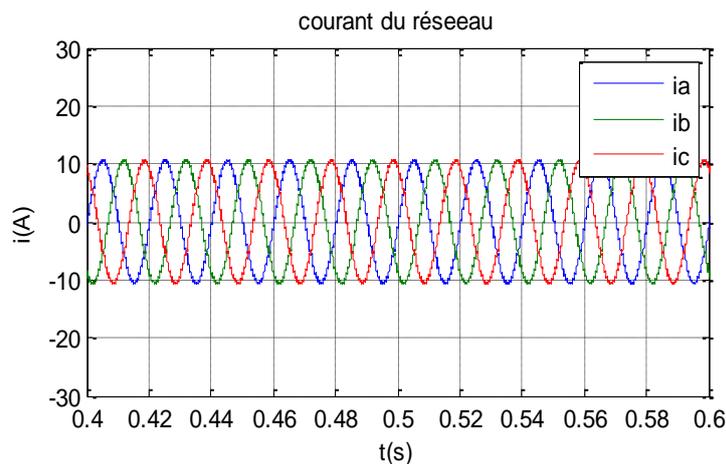


Figure IV.10. Allure des courants du réseau.

Cette structure du circuit de réglage (*boucle des puissances seules*) ne permet pas de maintenir la tension V_{dc} constante en présence des variations de la charge. Cela nous permet de conclure sur la nécessité de rajouter une boucle extérieure pour la régulation de la tension

continue V_{dc} .

IV.4.2. Système de régulation avec une boucle extérieure de V_{dc}

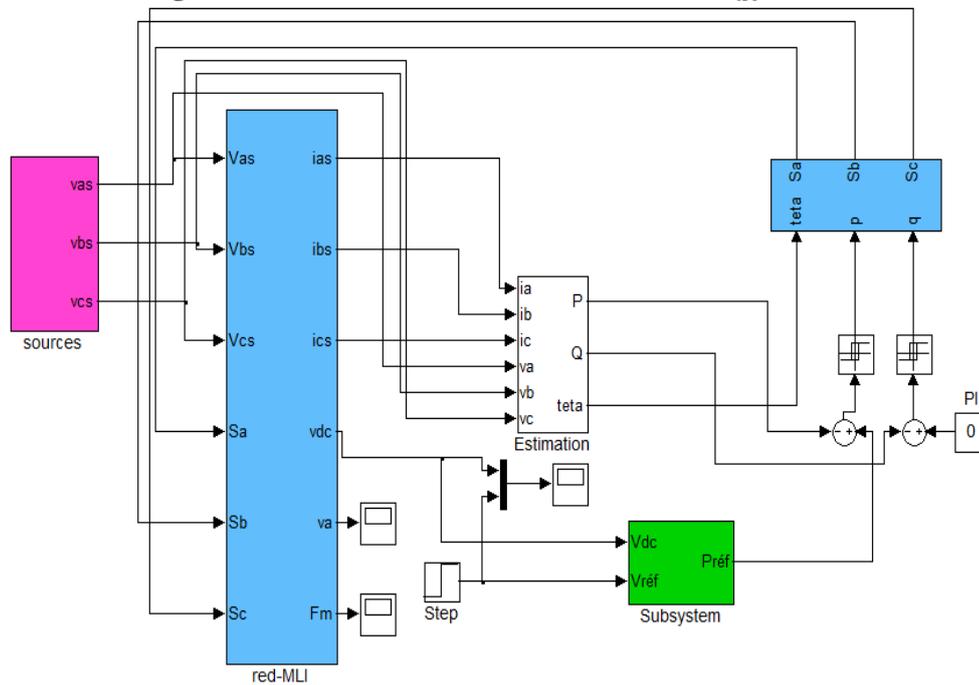


Figure IV.11. Schéma général de la commande DPC associé au redresseur MLI avec une boucle extérieure de V_{dc}

A) Réponse du système à une variation de la consigne V_{dc}^* , R_{ch} étant fixé.

Conditions d'essai :

- ✓ $R_{ch} = 100\Omega$;
- ✓ $q^* = 0$;
- ✓ V_{dc}^* variation en échelon de (550V à 600V) à $t = 0.5s$.

La réponse du système est montrée sur la figure IV.12, On y remarque que la tension du bus continu suit la référence tout en décrivant une dynamique de bonne qualité.

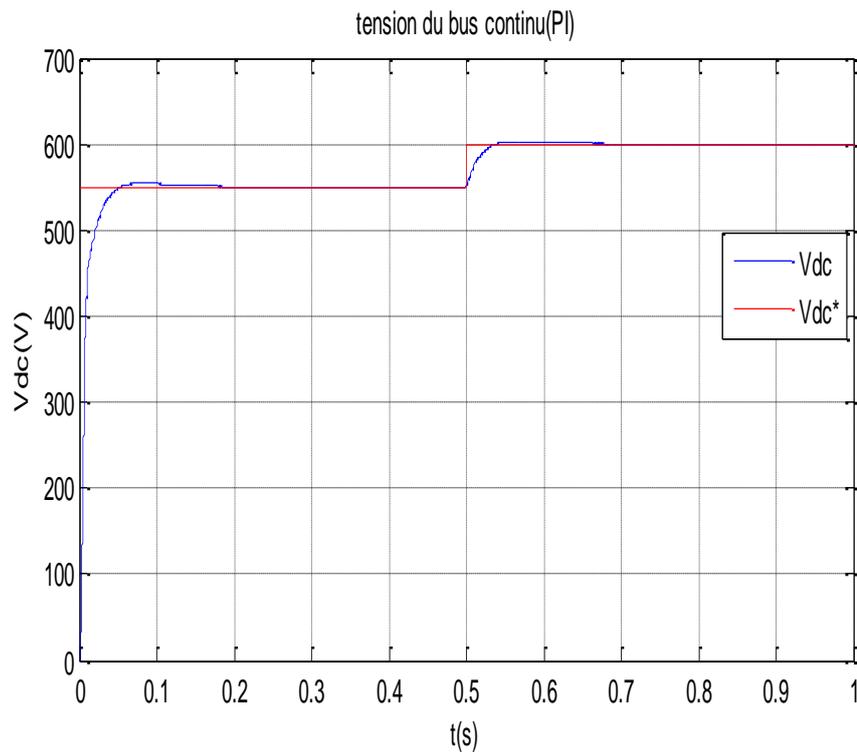


Figure IV.12. Allure de la tension du bus continu.

On constate sur la figure IV.13, que les courants du réseau présentent une amplitude $I_m = 7.50\text{A}$ pour $V_{dc}^* = 550\text{V}$ et $I_m = 10.79\text{A}$ pour $V_{dc}^* = 600\text{V}$. Ce résultat est conforme à la relation (IV.14).

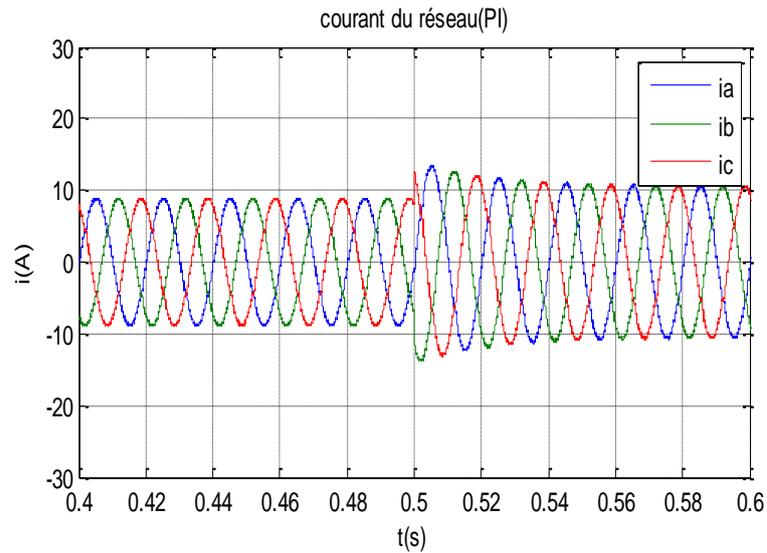


Figure IV.13. Allure des courants du réseau.

Pour la puissance active, en régime permanent, celle-ci prend les valeurs de 3000W et 3500W pour $V_{dc}^* = 550V$ et $V_{dc}^* = 600V$ respectivement, et elles correspondent à celles consommées par la charge conformément à la relation (IV.13)

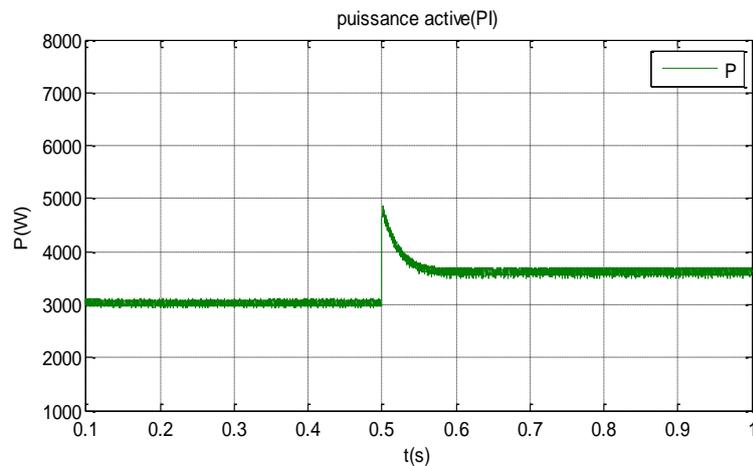


Figure IV.14. Allure de la puissance active.

B) Influence d'une variation de la charge, V_{dc}^* fixée.

Conditions d'essai :

- ✓ $V_{dc}^* = 600V$;
- ✓ $q^* = 0$;
- ✓ R_{ch} : variation en échelon de (100Ω à 50Ω) à $t = 0.5s$

Les résultats de simulation sont montrés par les figure IV.15 (tension de bus continu V_{dc}), IV.16 (courants du réseau i_{abc}) et IV.17 (puissance active P). Ces figures montrent que la

tension du bus continu ne varie presque pas (une variation d'environ 1 %). Ceci grâce au régulateur PI qui réagit à cette variation de charge en adaptant sa puissance par le biais des courants. Le facteur de puissance étant toujours maintenu égal à l'unité.

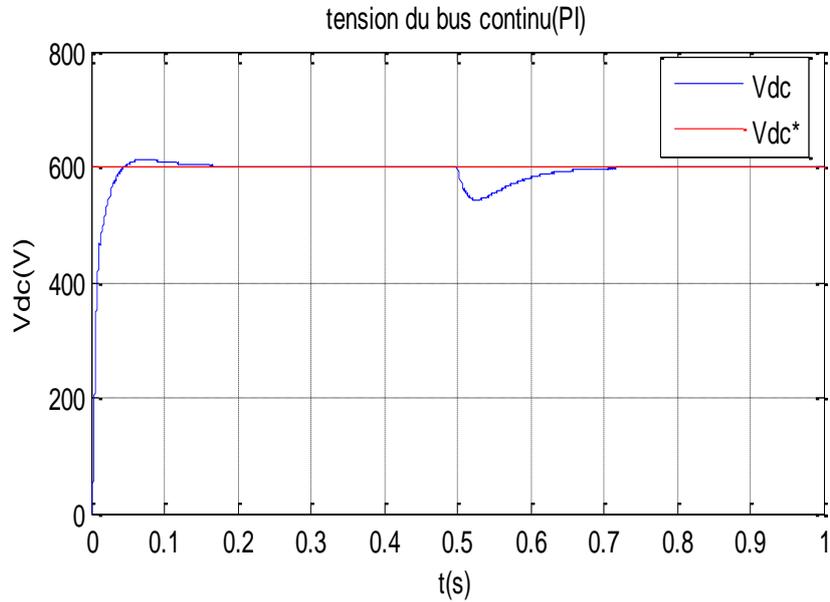


Figure IV.15. Allure de la tension du bus continu.

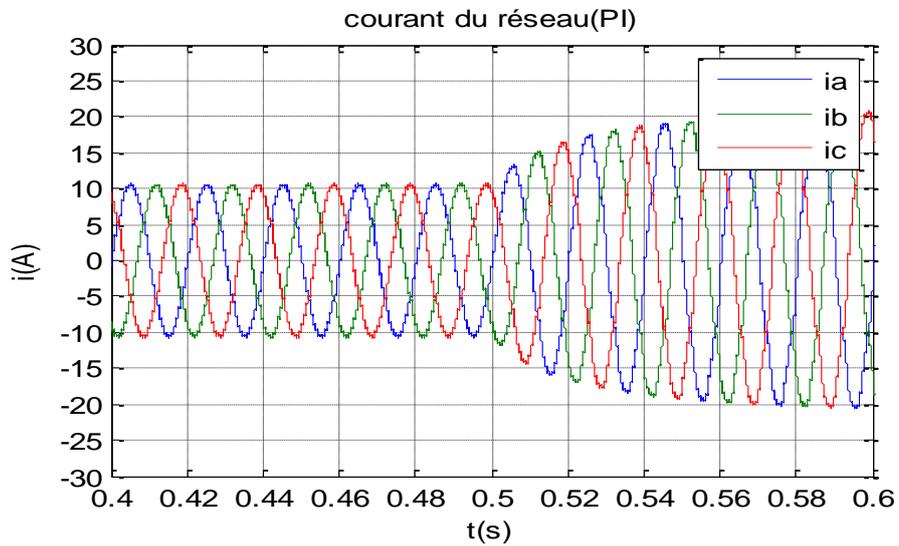


Figure IV.16. Allure des courants du réseau.

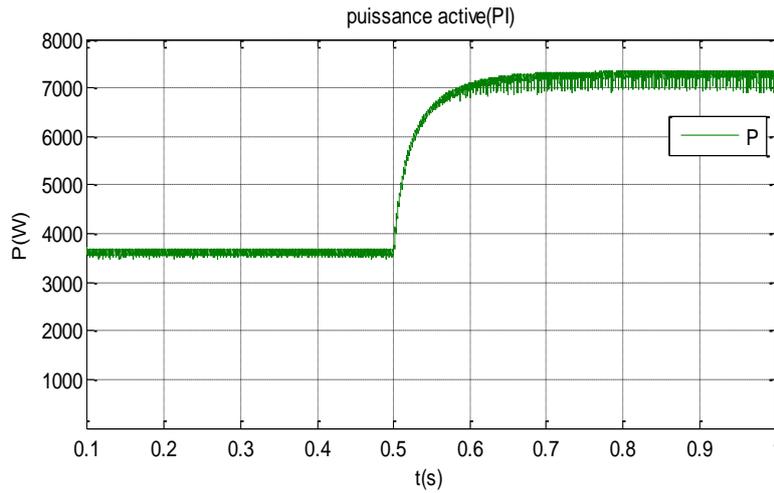


Figure IV.17. Allure de la puissance active.

Dans le tableau ci-après, nous donnons les résultats obtenus pour le taux de distorsion harmonique de l'onde courant pour différentes charges :

Charges (Ω)	70	80	90	100	110
TDH (%)	4.45	4.13	3.79	3.62	3.68

Tableaux IV.3. Valeurs du TDH pour La table classique.

IV.5. Étude et analyse des performances d'une DPC avec une table à six secteurs

Dans ce qui suit nous allons présenter une étude sur une DPC basée sur une table de commutation à six secteurs. Nous nous intéressons particulièrement à la qualité de l'onde courant obtenu, c'est-à-dire aux valeurs du TDH.

En se référant au tableau IV.4, on voit qu'il existe six (6) possibilités de tables à six secteurs. Nous donnons ci-après les six tables :

IV.6. Différentes table à six secteurs

Table 1

S _p	S _q	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
1	0	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
0	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆

Table 2

S _p	S _q	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃
1	0	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
0	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆

Table 3

S _p	S _q	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
1	0	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
0	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆

Table 4

S _p	S _q	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
1	0	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
0	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆

Table 5

S _p	S _q	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃
1	0	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
0	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆

Table 6

S _p	S _q	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
1	0	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄
0	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
0	0	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆

Tableau IV.4. Différentes table à six secteurs.

Dans le tableau ci-après, nous donnons les résultats obtenus pour le taux de distorsion harmonique de l'onde courant pour différentes charges :

Secteurs Charges	S1 (TDH%)	S2 (TDH%)	S3 (TDH%)	S4 (TDH%)	S5 (TDH%)	S6 (TDH%)
70	2.15	2.77	4.00	2.05	4.77	4.52
80	2.48	3.38	4.80	2.27	3.78	3.42
90	2.76	3.55	4.07	2.61	4.11	4.17
100	3.03	4.21	3.37	2.98	4.13	4.77
110	3.16	4.38	4.05	3.05	4.73	4.20

Tableaux IV.5. Valeurs du TDH pour les différentes tables à six secteurs.

IV.7. Discussion des résultats

A la lumière des résultats obtenus et consignés dans le tableau IV.5, on peut affirmer que la table S4 est la meilleur du point de vue TDH par rapport à toutes les autres tables à six secteurs.

IV.8. Performances en régime permanent pour la table S4

A) Réponse du système à une variation de la consigne V_{dc}^* , R_{ch} étant fixé

Conditions d'essai :

- ✓ $R_{ch} = 100\Omega$;
- ✓ $q^* = 0$;
- ✓ V_{dc}^* variation en échelon de (550V à 600V) à $t = 0.5s$.

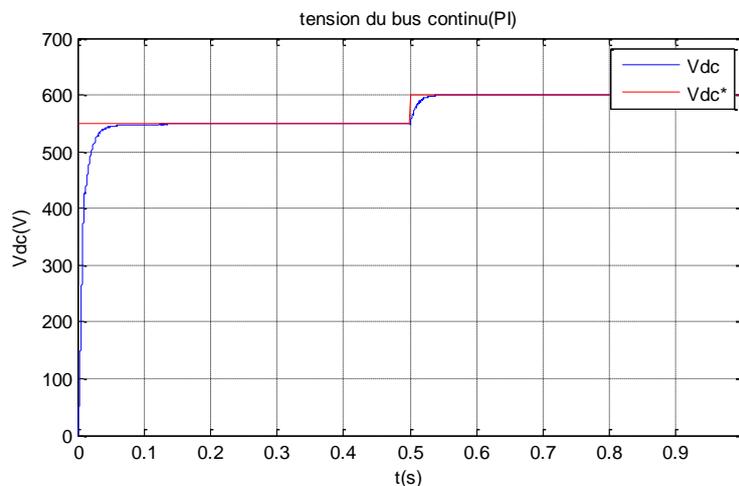


Figure IV.18. Allure de la tension du bus continu.

B) Influence d'une variation de la charge, V_{dc}^* fixée

Conditions d'essai

- ✓ $V_{dc}^* = 600V$;
- ✓ $q^* = 0$;
- ✓ R_{ch} : variation en échelon de (100Ω à 50Ω) à $t = 0.5s$

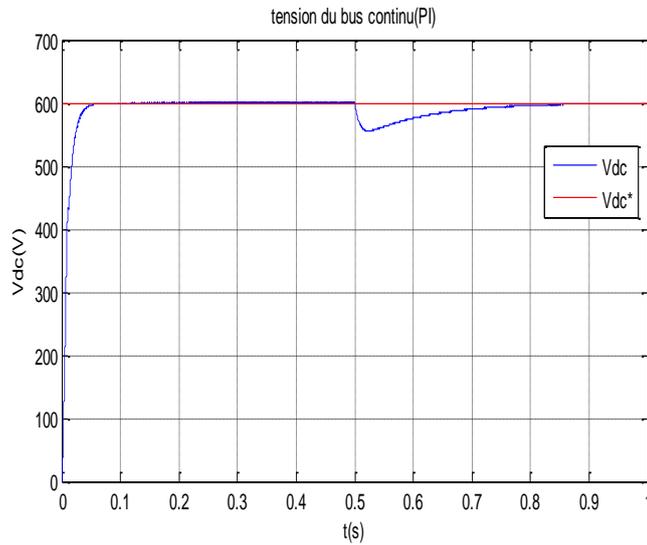


Figure IV.19. Allure de la tension du bus continu.

En comparant les résultats obtenus avec cette table S4 et ceux obtenus avec la table classique S12, on voit que la S4 présente des performances de loin meilleur que la table 12 secteurs.

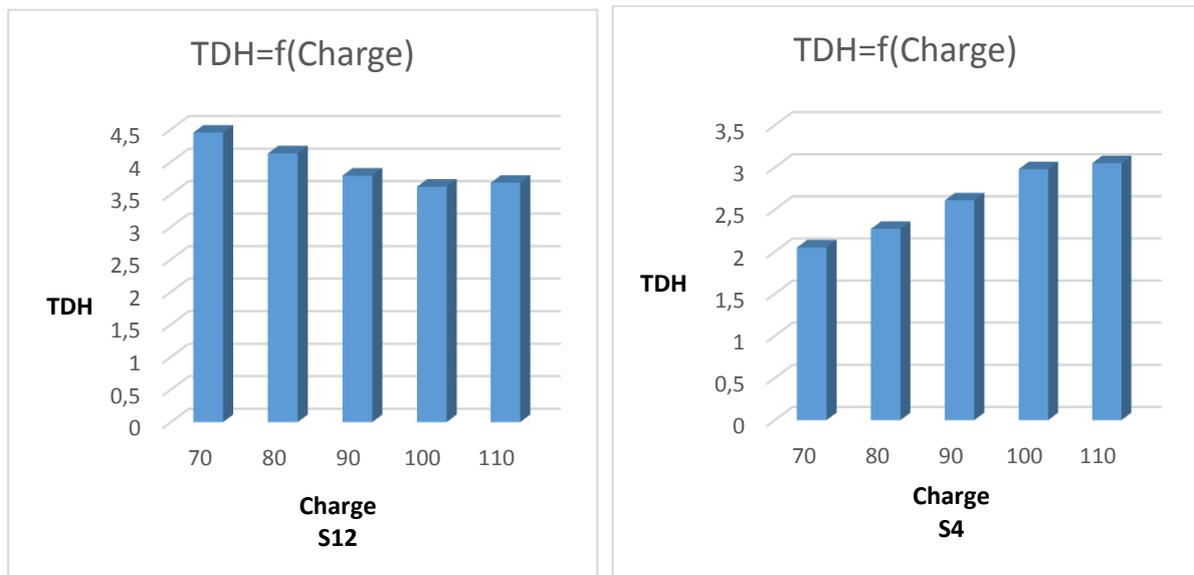


Figure IV.20. Comparaison du TDH

IV.9. Conclusion

Les résultats de simulation de la commande directe en puissance redresseur à MLI triphasé présentés dans ce mémoire, montrent que cette dernière possède de bonnes performances en régimes transitoire et permanent. Elle permet un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive et un réglage appréciable de la tension de bus continu. Les courants absorbés par le redresseur sont en phase avec les tensions des phases correspondantes ($\cos \varphi = 1$) et possèdent une allure très proche de la forme sinusoïdale.

L'étude menée à la fin de ce chapitre nous permis d'améliorer le TDH obtenu en utilisant une table à six secteurs. L'utilisation de cette dernière est d'autant plus intéressante qu'il permet de réduire les pertes par commutation des semi-conducteurs.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande direct en puissance basée table de commutation d'un redresseur à MLI triphasé, ces convertisseurs connaissent ces dernières années un essor considérable, eu égard aux multiples avantages qu'ils présentent, nous citons :

- Transfert bidirectionnel de puissance ;
- Faible taux de distorsion harmonique de l'onde courant ;
- Amélioration du facteur de puissance ;
- Régulation de la tension du bus continu.

Ainsi, après une présentation générale du redresseur du point de vue constitution et fonctionnement, un état de l'art des techniques de commande utilisées a été dressé. Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à une seule méthode, il s'agit de la commande directe en puissance (DPC). Dans cette technique, les signaux de commande du redresseur sont générés à partir d'une table de commutation utilisant des informations sur les écarts entre les valeurs de références et celle estimées des puissances instantanées active et réactive. La référence de la puissance réactive est fixée à zéro pour satisfaire la condition du facteur de puissance unitaire.

Nous avons tout d'abord étudié une DPC avec une table classique (12 secteurs). Le fonctionnement sans boucle extérieure de régulation de V_{dc} a été considéré dans un premier temps, les résultats ont montré que le système est sensible aux variations de la charge ce qui nous amène à conclure sur la nécessité de superposer à la boucle de puissance active, une boucle extérieure pour la régulation de V_{dc} .

Les résultats de simulation obtenus avec cette dernière structure 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, les courants ont la même amplitude et y sont sinusoïdaux (*pas de déformation de l'onde de courant*) et le facteur de puissance est égal à l'unité.
- En régulation, c'est -à-dire par rapport à une variation de la charge, on a montré que le système est pratiquement insensible, ceci grâce à l'action de la commande qui réagit en adaptant la puissance de référence afin de maintenir V_{dc} constante.

Conclusion générale

Les valeurs du TDH obtenus avec la table (12 secteurs) sont acceptables, mais peuvent être améliorées par l'emploi d'autre table. Dans cette optique, nous avons proposé une table de commutation à six (6) secteurs qui nous a permis d'améliorer les valeurs du TDH par rapport à la table (12) secteurs. L'emploi de la table à six secteurs est d'autant plus intéressant à utiliser tant qu'elle nous permis de réduire les pertes par commutation des interrupteurs

Annexes

Annexe I

Paramètre du système

Pour le système global nous avons utilisé les paramètres suivant :

a) Paramètres de la ligne

- Amplitude de la tension de la ligne : $E_m = 230 \text{ V}$
- Fréquence : 50 HZ.
- Résistance de la ligne : $R = 0.1 \Omega$
- Inductance de la ligne : $L = 0.01 \text{ H}$

b) Paramètres du redresseur

- Résistance de la charge : $R_{ch} = 100 \Omega$
- Capacité du bus continu : $C = 0.001 \text{ F}$

Annexes

Annexe II

Transformation de coordonnées ($\alpha\beta - abc$)

➤ *Pour les tensions :*

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix}$$

Transformation de coordonnées ($\alpha\beta - abc$)

➤ *Pour les courants :*

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1]: **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.
- [2] : **Boudries Zoubir** : "Etude d'une Génératrice Asynchrone Commandée" thèse doctorat, université A. mira Bejaia. 2013.
- [3] : **belhaouchet nouri** : "fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées" thèse doctorat, université ferhat abbas setif, 06/07/2011.
- [4] : **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.
- [5] : **Youssef touzani** "commande aléatoire du convertisseur buck-boost a prélèvement sinusoïdal du courant "thèse doctorat en électronique et système, université blaise pascal, juillet 2006.
- [6] **T. Gouraud** : "Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique", Thèse de doctorat, École Doctorale Sciences pour l'Ingénieur de Nantes, Janvier 1997.
- [7] **M. A. E. Alali** : "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques)", Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 12 Octobre 2002.
- [8] **L. Marroyo** : "Contribution à l'étude des redresseurs triphasés à absorption de courants sinusoïdaux", Thèse de docteur, Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 1999.
- [9] **Amaia Lopez De Heredia Bermeo**, "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 14 novembre 2006.
- [10] **A. Bouafia**, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI", Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 06 Octobre 2010.
- [11] **S. Kerrouche** : "Développement et implémentation d'un système de filtrage actif de puissance à base d'onduleur triphasé", Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2009.

BIBLIOGRAPHIE

- [12] : **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.
- [13] **Mohamed Muftah Abdusalam**, "Structures et stratégies de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, 29 mai 2008.
- [14]: **Guy. Séguier, R. Bausière, F. Labrique**, « cour et exercice résolu de Electronique de puissance, Structures, fonctions de base , principales applications », 8^{ème} édition.
- [15] : **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. »
- [16]: **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.
- [17]: **Mariusz Cichwas, 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.
- [18] : **M. Sc. Mariusz Malinowski**: « Sensorless Control Stratégies for Three - Phase PWM d'électronique industrielle, Varsovie, Pologne-2001.
- [19]: **Sylvain LECHAT SANJUAN**: « Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters », thèse master en science département de l'énergie et l'onvernement, université de chalmers de technologie, Göteborg, suéde ,2010.
- [20]: **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.
- [21] : **T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi**: "Direct power Control of PWM converter without power-source voltage sensors" IEEE Trans. On Industry Application, vol. 34, no. 3, PP. 473-479, May./Jun. 1998.
- [22] **M. Malinowski**, « Sensorless Control Strategies for Three-phase PWM Rectifiers », Warsaw University of Technology, Poland, 2001.
- [23] : **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)

BIBLIOGRAPHIE

” IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 51, NO. 2, APRIL 2004.

[24] :**E.G. Shahraki**, « Apport de l’UPFC à l’amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques », Thèse de docteur de l’université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.

[25]: **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

[26]: **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.

[27] :**A.Lopezde Herdia Bermeo** : « Commande avancée des systèmes dédié à l’amélioration de la qualité d’énergie: de la puissance basse tension à la montée en tension », Thèse de docteur de l’institut national Polytechnique de Groneble (INPG).

[28] :**Sylvain Lechat Sanjuan** : « Voltage Oriented Control of three-phase boost PWM converter », Thèse master en science département d’énergie et d’envirennement, université de chalmers de technologie, goteborg, suède, 2010.