



REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE DES FRERES MENTOURI CONSTANTINE 1  
FACULTE DES SCIENCES DE LA TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

N° de série :180/Ds/2018

N° d'ordre :09/Elect/2018

# Thèse

Pour l'obtention du diplôme de  
**DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE**  
**OPTION : Modélisation et Commande des Machines Électriques**

Présentée par :

**BOULAHIA Abdelmalek**

Thème

**TECHNIQUES DE COMMANDE AVANCEES  
DES CONVERTISSEURS STATIQUES APPLIQUEES  
A LA QUALITE DE L'ENERGIE ELECTRIQUE**

Soutenu le : 16/10/2018

<i>Président:</i>	BOUZID Aissa	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
<i>Rapporteur:</i>	BENALLA Hocine	Professeur	Univ. Frères Mentouri Constantine 1
<i>Examineurs:</i>	HEMSSAS Kamel Eddine	Professeur	Univ. Ferhat Abbas Setif 1
	TOUFOUTI Riad	Professeur	Univ. Mohamed Cherif Messaadia Souk Ahras

# REMERCIEMENTS

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du Laboratoire d'Électrotechnique de Constantine (LEC) à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1 Algérie.

Ce manuscrit n'aurait pas été réalisé sans l'aide de Dieu, avec beaucoup de patience et la volonté nécessaire durant toutes ces longues années d'études pour enfin aboutir à l'achèvement de ce modeste travail.

Je voudrais tout d'abord exprimer ma profonde gratitude et mes sincères remerciements à mon directeur de thèse Monsieur **BENALLA Hocine**, Professeur à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1 et Chef de l'équipe 1 (Électronique de puissance et Qualité de l'énergie électrique au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine (LEC)) pour m'avoir encadré tout au long de cette thèse, pour m'avoir fait bénéficié de son savoir, pour sa gentillesse, son expérience, son soutien moral, ses conseils, ses critiques, sa disponibilité permanente qui m'a été d'un grand apport pour l'aboutissement de cette thèse et je suis très ravi d'avoir travaillé en sa compagnie.

Je tiens à remercier Monsieur **BOUZID Aissa**, Professeur à l'Université des Frères Mentouri Constantine 1, d'avoir accepté de présider le jury de soutenance de cette thèse.

Je remercie vivement Monsieur **HEMSSAS Kamel Eddine**, Professeur à l'Université Ferhat Abbes Setif1, d'avoir bien voulu accepté de juger cette thèse. C'est un grand honneur pour moi d'avoir accepté cette tâche.

Je tiens à remercier également Monsieur **TOUFOUTI Riad**, Professeur à l'Université Mohmed Cherif Messaadia Souk Ahras d'avoir accepté de juger et d'examiner cette thèse et de faire partie du jury.

Finalement, je réserve une place singulière à ma famille et toutes les personnes qui ont contribué, d'une façon directe ou indirecte, continue ou ponctuelle, à l'achèvement de ce travail.

# TABLE DES MATIERES

<b>INTRODUCTION GENERALE</b> .....	01
<b>CHAPITRE I. APPLICATION DES REDRESSEURS MLI DANS LES RESEAUX ELECTRIQUES</b>	
I.1.Introduction.....	04
I.2.Qualité de l'énergie électrique .....	04
I.3.Les Convertisseurs MLI.....	05
I.4.Application des redresseurs MLI dans les réseaux de distribution et de production .....	05
I.4.1. Transmission d'énergie à haute tension continue .....	06
I.4.2. Variateur de vitesse à quatre quadrants.....	07
I.4.3. Conversion d'énergie éolienne .....	07
I.4.3.1. Éolienne à vitesse fixe.....	07
I.4.3.2. Éolienne à vitesse variable.....	07
I.4.3.2.1. Éolienne à vitesse variable avec convertisseur de puissance à grande échelle (MSAP ou MAS) .....	08
I.4.3.2.2. Machine asynchrone à double alimentation .....	08
I.4.3.2.3. Machine asynchrone double alimentation sans balais (BDFIM).....	09
I.5.Conclusion.....	10
I.6.Références.....	11
<b><u>CHAPITRE II. STRATEGIES DE CONTROLES DU REDRESSEUR MLI A DEUX NIVEAUX</u></b>	
II.1 Introduction .....	14
II. 2. Redresseur MLI à deux niveaux .....	14
II.2.1. Modélisation du redresseur MLI à deux niveaux .....	16
II.2.1.1 vecteurs complexes .....	17
II.3. Etat de l'art des stratégies des contrôles du redresseur MLI .....	19
II.3.1. Contrôle scalaire .....	20
II.3.2. Contrôle du courant par hystérésis .....	20
II.3.3. Contrôle à tension orienté .....	22
II.3.4. Contrôle direct de puissances.....	23
II.3.5. Contrôle direct de puissances avec modulation vectorielle.....	24
II.3.6. Contrôle prédictif.....	26
II.3.6.1 Contrôle à base de modèle prédictif.....	26
II.3.6.2. Contrôle direct de puissances prédictives à séquences vectorielles.....	27
II.4. Application du modèle prédictif pour contrôler un redresseur MLI à deux niveaux .....	28
II.4.1 Principe de contrôle du courant prédictif .....	29
II.4.1.1 Modèle discret .....	30
II.4.1.2 Fonction de coût .....	30
II.4.1.3 Principe de fonctionnement .....	31
II.4.1.4 Implémentation de contrôle prédictif .....	33
II.4.2 Contrôle direct de puissance prédictive .....	34
II.4.2.2 Modèle discret des puissances active et réactive : .....	34
II.4.2.3 Fonction coût .....	35
II.4.2.4 Simulation .....	35
II.5 Conclusion .....	37
II.6.Références.....	38

## CHAPITRE III. STRATEGIES DE CONTROLE D'UN REDRESSEUR NPC À TROIS NIVEAUX

III.1 Introduction.....	42
III.2. Topologies des convertisseurs multi-niveaux .....	42
III.2.1. Convertisseur de tension à diode de bouclage .....	42
III.2.2. Convertisseur de tension à condensateur Flottant .....	43
III.2.3. Convertisseur de tension en cascade .....	44
III.3. Etude de convertisseur à trois niveaux de tensions de type NPC .....	45
III.3.1 Principe de fonctionnement .....	46
III.3.2. Modélisation du convertisseur .....	49
III.3.2.1 Vecteurs de tension dans le plan orthogonal.....	51
III.3.3. Effets des vecteurs tensions sur le courant de point milieu.....	55
III.3.4 Technique de Modulation.....	56
III.3.4.1. Modulation de la largeur d'impulsion .....	56
III.3.4.2 .Modulation vectorielle SVPWM .....	57
III.3.4.2.1 Calcul du vecteur de référence.....	57
III.3.4.2.2 Calcul des temps de commutation.....	58
III.3.4.2.3 Sectorisation du plan ( $\alpha, \beta$ ).....	60
III.3.4.2.4 Détermination des séquences de commutation.....	61
III.4. Contrôle du redresseur MLI à trois niveaux .....	63
III.4.1. Contrôle direct de puissance .....	63
III.3.1.2 Tableau de commutation .....	64
III.3.1.3 Régulateurs à hystérésis des puissances active et réactive.....	67
III.3.1.3 Contrôle de la tension du point milieu .....	68
III.3.1.4 Simulation .....	69
III.4.2. Contrôle direct de puissance predictive .....	71
III.4.2.1 Simulation .....	73
III. 5 Conclusion .....	76
I.6. Références.....	77
 <b>CHAPITRE IV. APPLICATION DES REDRESSEURS MLI POUR ALIMENTER UN GENERATEUR A DOUBLE ALIMENTATION D'ENERGIE EOLIENNE</b>	
IV.1 Introduction .....	80
IV.2 Machine à double alimentation pour conversion d'énergie éolienne .....	80
IV.3 Mode de fonctionnement de la machine à vitesse variable.....	81
IV.4 Etat de l'art de contrôle de la machine à double alimentation .....	83
IV.5. Modélisation de la machine à double alimentation .....	84
IV.5.1 Modélisation dans le plan (abc).....	84
IV.5.2 Application de la théorie des phraseurs spatiaux.....	87
IV.5.2.1 Changement de référentiel des vecteur spaciaux .....	88
IV.5.2.1.1 Modèle exprimé dans le repère lié au champ tournant .....	89
IV.5.2.1.2 Modèle exprimé dans le repère ( $\alpha_s, \beta_s$ ) lié au stator .....	90
IV.5.2.1.3 Modèle exprimé dans le repère ( $\alpha_r, \beta_r$ ) lié au rotor.....	90
IV. 5. 3 Couple électromagnétique et puissances.....	91
IV.6 Stratégie de Commande de la MADA .....	91
IV.6.1. Principe de contrôle direct du couple .....	91
IV.6.2. Schéma de contrôle direct de couple .....	96
IV.6.2.1. Estimation du couple électromagnétique et du flux rotorique.....	97
IV.6.2.2. Régulateurs à hystérésis.....	97
IV.6.2.3. Tableau de commutation .....	99
IV.6.2 Contrôle directe de puissance .....	100

IV.6.2.1 Principe de contrôle direct des puissances active et réactive.....	100
IV.6.2.2. Schéma de contrôle direct de puissance .....	102
IV.6.2.2.1 Estimation des puissances et du secteur .....	103
IV.6.2.2.2 Régulateurs à Hystérésis .....	103
IV.6.2.2.3 Tableaux de commutation .....	103
IV.6.2.2.4 Simulation .....	104
IV.6.3 Contrôle direct de puissance prédictive .....	107
IV.6.3.1 Principe de contrôle direct de puissance prédictive de la MADA.....	107
IV.6.3.2 Discrétisation des puissances active et réactive .....	108
IV.6.3.3 Fonction de coût .....	109
IV.6.3.4 Simulation .....	109
IV.7. Performance du système sous vitesse variable.....	111
IV.7. 1. Modèle de la turbine éolienne.....	112
IV.7. 2. Méthodes de recherche du point maximum de puissance (MPPT).....	113
IV.7.3. Modèle de la partie mécanique.....	114
IV.7.4. Simulation.....	116
IV.8. Conclusion .....	117
IV.9. Références .....	118
<b>Conclusion Générale</b> .....	122
<b>Annexe</b> .....	125

# Liste des Symboles et Notations

## Symboles

$v_t$	La vitesse du vent.
$\lambda$	Vitesse relative de la turbine
$C_p$	Le coefficient aérodynamique de puissance de la turbine.
$T_t$	Le couple aérodynamique de la turbine.
$R_t$	Rayon de la pale.
$\Omega_t$	Vitesse angulaire de la turbine.
$\beta$	Angle d'orientation des pales.
$\rho$	Masse volumique de l'air
$G$	Gain du multiplicateur de vitesse.
$T_m$	Couple mécanique total appliqué au rotor.
$T_{em}$	Couple électromagnétique produit par la génératrice.
$T_{em}^*$	Couple électromagnétique de référence.
$F$	Coefficient de frottements visqueux.
$J_t$	Moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne
$J_m$	Moment d'inertie de la MADA
$J$	L'inertie totale qui apparaît sur le rotor de la génératrice.
$P_t$	La puissance aérodynamique de la turbine.
$T_t$	Couple Aérodynamique de la turbine.
$\theta_s$	Angle électrique relatif aux grandeurs électrique statorique.
$\theta_r$	Angle électrique relatif aux grandeurs électrique rotorique.
$R_s$	Résistance statorique.
$R_r$	Résistance rotorique.
$L_s$	Inductance cyclique propre statorique.
$L_r$	Inductance cyclique propre rotorique.
$M$	Inductances cyclique mutuelle stator-rotor.
$p$	Nombre de paires de pôles de la machine.
$\Omega$	Vitesse de rotation de la génératrice.
$e$	Tension instantanée de phase du réseau de transmission.
$i$	Vecteur du courant.
$\omega_s, \omega_r$	Pulsations statorique et rotorique.
$\omega_m$	Vitesse électrique angulaire de rotation de la MADA.
$P_s, P_r$	Puissance active statorique et rotorique
$q_s, q_r$	Puissance réactive statorique et rotorique
$p$	Puissance active instantanée du convertisseur.
$p^*$	Puissance active instantanée de référence du convertisseur.
$q$	Puissance réactive instantanée ou puissance imaginaire du convertisseur.
$q^*$	Puissance réactive instantanée de référence du convertisseur.
$S_a, S_b, S_c$	Etats de commutation des interrupteurs du convertisseur de tension.
$T_s$	Période d'échantillonnage.
$\Delta p, \Delta q$	Variation des puissances active et réactive instantanées.
$H_p, H_q$	La Largeur de la bande hystérésis pour les puissances active et réactive.
$T_{MLI}$	période de modulation.
$L$	Inductance du filtre d'entrée
[1]; [0] [-1]	États de commutation de l'onduleur à point neutre à trois niveaux

$\lambda_{dc}$	Facteur de pondération de l'équilibrage de la tension du condensateur
$C$	Condensateur coté continu du convertisseur
$f_r$	Fréquence du rotor du générateur
$f_s$	Stator fréquence du générateur
$g$	Fonction de coût
$R_{ch}$	Résistance de charge
$R$	Résistance du filtre
$R_r$	Résistance du rotor par rapport au stator du générateur
$R_s$	Résistance du stator du générateur
$s$	Glissement
$T_s$	Temps d'échantillonnage
$v$	Tension d'entrée du convertisseur MLI
$v_{dc}$	Tension du bus continu
$v_{c1}; v_{c2}$	Tension des condensateurs du bus continu.
$v_{sabc}, v_{rabc}$	Tensions statoriques et rotoriques dans le repère (abc).
$i_{sabc}, i_{rabc}$	Courants statoriques et rotoriques dans le repère (abc).
$C_{pmax}$	Coefficient de puissance maximal.
$\lambda_{opt}$	Vitesse relative de la turbine optimale
$(\alpha_r, \beta_r)$	Repère lié au Rotor
$(\alpha_s, \beta_s)$	Repère lié au stator
$(d, q)$	Repère lié au champ tournant

## Notations

MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
SVM	Modulation vectorielle spatiale
MADA	Machine asynchrones à double Alimentation.
GADA	Générateur asynchrones à double Alimentation.
THD	Taux de distorsion harmonique.
NPC	Point neutre clampé (Neutral Point Clamping).
DPC	Contrôle direct de puissance (Direct Power Control).
DTC	Contrôle direct de couple (Direct Torque Control).
DPC-SVM	Contrôle de puissance directe avec modulation vectorielle.
FOC	Contrôle à flux orienté
VOC	Contrôle à tension orientée (Voltage Oriented Control).
FOC	Contrôle à flux orienté (Flux Oriented Control).
MPC	Contrôle basé sur le modèle prédictif
MPDPC	Contrôle direct basé sur le modèle prédictive de puissance
MPDTC	Contrôle direct basé sur le modèle prédictive de couple
MAS	Machine asynchrone à cage d'écureuil
MASRB	Machine asynchrone à rotor bobiné
MADA	Machine asynchrone à double alimentation
MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
MPPT	Technique d'extraction du maximum de la puissance
IGBT	Transistor bipolaire à porte isolée NPC Point neutre bloqué
GSAP	Générateur synchrone à aimant permanent
STATCOM	Compensateur statique
PI	Correcteur proportional-Integral



# ***INTRODUCTION GÉNÉRALE***

## **INTRODUCTION GENERALE**

La plupart des convertisseurs statiques, notamment les variateurs de vitesse industriels, sont alimentés à partir du réseau par l'intermédiaire d'un pont de diodes. Ce dernier montage a l'avantage d'être simple et peu coûteux. Cependant, en termes de qualité de l'énergie électrique, il présente une pollution harmonique qui se propage dans le réseau électrique. Actuellement, la qualité de l'onde électrique constitue l'une des préoccupations majeures des fournisseurs de l'énergie électriques. Pour ces raisons la famille des redresseurs à commande MLI (modulation de la largeur d'impulsion) est une solution alternative de plus en plus utilisée dans les applications industrielles et les connexions aux réseaux électriques, avec des avantages appréciés par leurs utilisateurs tels que:

- une puissance bidirectionnelle ;
- une faible distorsion harmonique du courant du réseau ;
- un facteur de puissance unitaire;
- un contrôle maîtrisé de la tension du bus continu;

Grâce au développement des dispositifs semi-conducteurs et aux techniques numériques l'implémentation d'algorithmes de contrôle avancés, est rendue possible. Alors différentes techniques de contrôle ont été proposées ces dernières années pour ce type de redresseurs. La technique connue sous le nom VOC (voltage-oriented control) garantit une performance dynamique et statique élevées par l'intermédiaire de boucle de contrôle des courants. Cependant, ces performances dépendent de la qualité de la stratégie de contrôle de courant choisie. Autre technique basée sur le contrôle directe des puissances active et réactive connue sous le nom de contrôle direct de puissance (direct power control (DPC)) utilise un tableau de commutation approprié. Cette stratégie a été proposée pour résoudre le problème de couplage des composants de courants dans le VOC. Cependant, cette stratégie de contrôle a les inconvénients suivants:

- L'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide.
- La fréquence de commutation n'étant pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable.

Ces inconvénients peuvent être éliminés en substituant un tableau de commutation, par une modulation vectorielle.

Dans cette thèse nous avons combiné le modèle prédictif avec le contrôle direct de puissance du convertisseur MLI, cette technique remplace le tableau de commutation conventionnel de la DPC , en se basant sur la recherche de l'optimum d'une fonction de

performance (fonction de coût) permettant de déterminer le vecteur de commande optimal, parmi l'ensemble des vecteurs possibles, à appliquer à l'entrée du redresseur durant chaque période de commutation. Elle consiste donc à appliquer un seul vecteur de commande durant cette période. L'objectif de cette stratégie est de maintenir les puissances active et réactive dans une limite, ou bien diminué l'ondulation de puissance.

Ce travail a été organisé en quatre chapitres :

- Le premier chapitre donne une aperçue sur la qualité de l'énergie électrique et puis nous présentons quelques application des redresseurs MLI dans les réseaux électriques.
- Le deuxième chapitre traite en détail les points suivants :
  - Définitions et généralités sur les redresseurs à commande MLI à deux niveaux : étude et modélisation.
  - Etat de l'art des techniques de commandes dédiées aux redresseurs MLI.
  - Etude et simulation de contrôle directe de puissance à modèle prédictif (MP-DPC)
- Le troisième chapitre traitera la reconfiguration d'un convertisseur NPC à trois niveaux. Nous présenterons, au début, l'intérêt d'utilisation de cette configuration par rapports à deux niveaux. Ensuite, les commandes directes de puissance (DPC) et MPDPC sont appliquées.
- Le quatrième et dernier chapitre est consacré à l'étude des applications du redresseur MLI pour alimenter un générateur à double alimentation d'énergie éolienne. Et afin de garantir le bon fonctionnement du générateur, différentes techniques de contrôle sont proposées, dont le contrôle direct de puissance et le contrôle direct de puissance à modèle prédictif.

La mise en œuvre de la commande directe de puissance prédictive appliquée aux redresseurs MLI à deux niveaux et à trois niveaux à structure NPC et son réglage de tension du point milieu des condensateurs du bus continu ainsi que l'introduction de cette technique pour le contrôle d'une générateur asynchrone à double alimentation à base d'énergie éolienne représentent notre contribution scientifique.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le document.

**CHAPITRE I**

***APPLICATION DES  
REDRESSEURS MLI  
DANS LES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES***

## I.1. Introduction

Les redresseurs MLI trouvent des applications de plus en plus importantes dans les réseaux électriques de distribution. En effet, depuis plusieurs années, les interrupteurs à commutation forcée (commandables à l'ouverture et à la fermeture tels que les IGBT et les GTO) ont trouvés des développements importants. Ils supportent des tensions de quelques kV et de courants de quelques kA par élément. Cela permet l'emploi des convertisseurs statiques à des puissances très élevées jusqu'à plusieurs MW. Et parmi ces applications on trouve bien sur le redresseur MLI apparait le plus souvent comme sous-système dans la production et la transmission de l'énergie électrique [1]. Dans ce chapitre nous introduisons quelques notions sur la qualité d'énergie électrique, puis nous présentons les applications du redresseur MLI dans le réseau de distribution et de production, cette dernière application est considérée comme une solution aux problèmes des harmoniques et remplacent donc les redresseurs classiques.

## I.2. Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la prestation du service, la qualité des ondes de tension et de courants. La tension est affectée par plusieurs phénomènes : creux sursensions transitoires, flicker et surtout les harmoniques. La qualité des courants dépend des charges électriques donc c'est coté client que le problème se pose. C'est pourquoi certains spécialistes considèrent que la qualité de l'électricité se réduit à la qualité de la tension.

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- la fréquence,
- l'amplitude,
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale,
- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

Tout processus électricité affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peuvent être considérées comme perturbateurs. En pratique, les perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer :

- Les altérations de l'onde de tension (harmoniques, déséquilibre, flicker). Ces phénomènes sont permanents ou durent au minimum plusieurs minutes.

- Les creux de tension et coupures brèves.
- Les surtensions transitoires, de durée inférieure à une période.

### I.3. Les convertisseurs MLI

Ces convertisseurs statiques dont l'étage redresseur exploite la technique de commutation MLI, lorsque la stratégie de commande d'un pont redresseur intégrant, par exemple, un étage élévateur (BOOST) impose la circulation d'un courant réduit à son seul fondamental, il s'agit alors de prélèvement sinusoïdal, et le redresseur est alors qualifié de propre [2], la figure. I.1 montre la topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

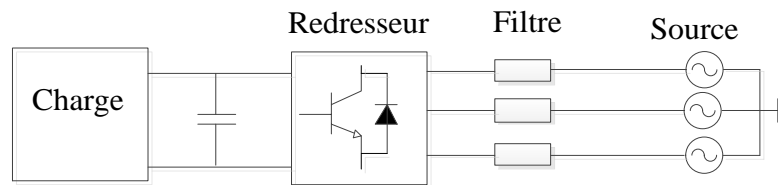


Figure. I.1 topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

### I.4. Application des redresseurs MLI dans les réseaux de distribution et de production

Le convertisseur AC/DC/AC de puissance bidirectionnel composé d'un onduleur et d'un redresseur de tension à MLI connectés en opposition via un condensateur côté continu permettant une liaison bidirectionnelle. Cette topologie est montrée à la figure I.2. Il permet le fonctionnement en mode moteur ou générateur. L'écoulement de puissance du convertisseur du côté réseau est commandé de manière à maintenir constante la tension du bus continu et de prélever un courant triphasé quasi-sinusoïdale, alors que la commande du côté de la génératrice est réglée de façon à répondre au besoin en magnétisation et contrôle de la vitesse ou le couple. La commande du système redresseur-onduleur de tension à MLI triphasé a plusieurs applications dans la production et la transmission de l'énergie électrique [3].

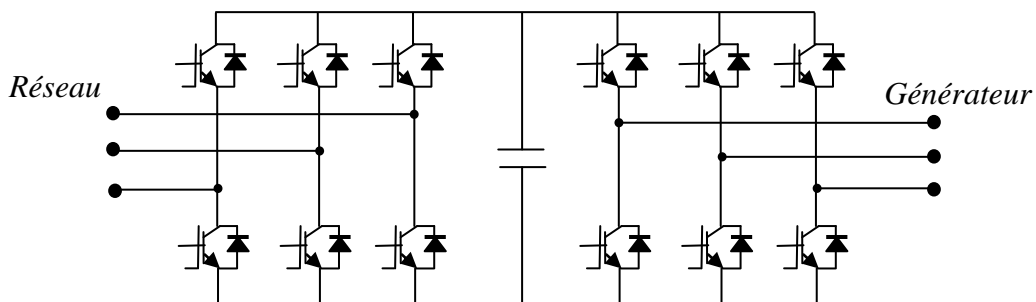


Figure I.2 Système redresseur-onduleur de tension MLI.

### I.4.1. Transmission d'énergie à haute tension continue [1]

Normalement, l'énergie électrique est transmise par des lignes de transmission triphasées à haute tension. Ceci ne nécessite que des transformateurs de puissance dans les centrales et les sous stations afin d'adapter le niveau de la tension. Cependant, il y a quelques inconvénients :

- La stabilité de la marche en parallèle peut devenir problématique, même impossible pour les très longues distances
- On a besoin de trois conducteurs, ce qui peut poser des problèmes lorsque la ligne doit être réalisée avec des câbles à haute tension (pour des passages sous-marin par exemple, dans ce cas, la charge capacitive peut aussi devenir importante).

Ces inconvénients peuvent être évités au moyen de transmission d'énergie à haute tension continue, comme on l'a représenté schématiquement à la figure I.3.

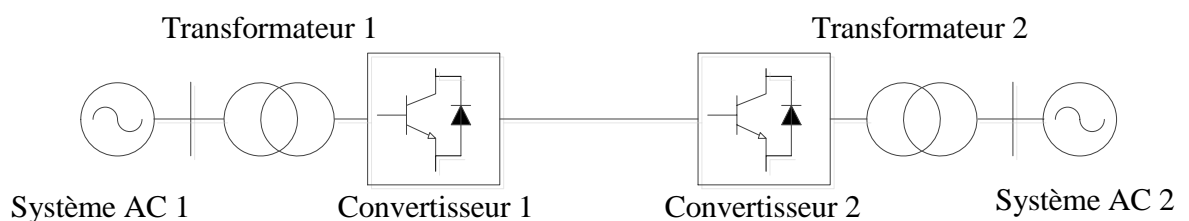


Figure I.3. Représentation schématique d'une transmission d'énergie à haute tension continue.

Aux deux côtés de la ligne de transmission à haute tension continue, il y a des convertisseurs de courant. L'un travaille en redresseur et l'autre en onduleur, suivant la direction de la puissance active transmise. Les deux réseaux triphasés doivent posséder des alternateurs synchrones afin d'imposer la tension alternative. Ceci est indispensable pour garantir la commutation des convertisseurs de courant. Cette transmission d'énergie à haute tension continue présente plusieurs avantages :

- Il n'y a pas de problèmes de stabilité, même pour des très longues distances ;
- On n'a besoin que deux conducteurs, voire d'un seul lorsqu'on peut utiliser la terre comme ligne de retour ;
- Il est possible d'interconnecter des réseaux qui ne sont pas synchronisés ou qui possèdent même des fréquences nominales différentes.

Comme inconvénients, on doit mentionner les frais d'investissement très importants pour les deux sous stations de convertisseurs de courants.

### I.4.2. Variateur de vitesse à quatre quadrants

Toute opération de freinage dynamique requise pour le moteur peut être réalisée au moyen d'un hacheur continu de freinage et d'une résistance en parallèle raccordés à travers le redresseur à diodes. Le redresseur MLI remplace celui à diodes. Dans ces là, il est nécessaire de prévoir le freinage de la machine en renvoyant l'énergie au réseau d'alimentation. Pour cela, il est possible de remplacer le redresseur à diodes par une structure onduleur MLI qui fonctionne en redresseur lorsque la machine fonctionne en moteur et en onduleur lorsque la machine fonctionne en génératrice (Figure. I. 4). Les inductances connectées côté réseaux permettent le lissage des courants de ligne.

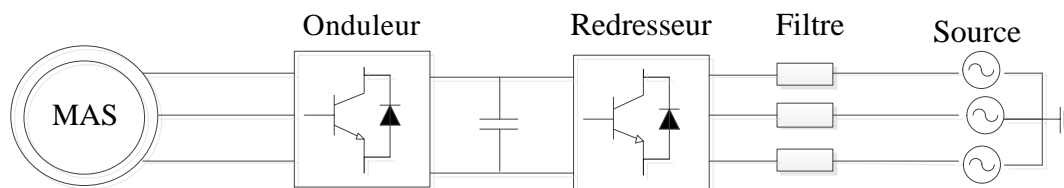


Figure I.4. Convertisseur réversible pour alimenter un moteur à induction.

### I.4.3. Conversion d'énergie éolienne

Il existe deux types de fonctionnement d'éolienne.

**I.4.3.1. Éolienne à vitesse fixe :** Elles sont des éoliennes simples, elles ne nécessitent pas de dispositif électronique de puissance.

**I.4.3.2. Éolienne à vitesse variable :** Récemment, la taille des éoliennes est devenue plus grande et la technologie a été changée de la vitesse fixe à la vitesse variable [4], [5], [6]. Les exigences sérieuses de connexion au réseau étaient le conducteur de ces développements ainsi que la réduction des charges mécaniques qui a été réalisé avec le système à vitesse variable.

Les éoliennes à vitesse variable sont conçues pour atteindre le maximum de puissance aérodynamique sur une large gamme de vitesses de vent. Avec un fonctionnement à vitesse variable, il devient possible d'adapter en permanence (accélérer ou décélérer) la vitesse de rotation de l'éolienne à la vitesse du vent. De cette façon, le rapport de vitesse de pointe est maintenu constant à valeur prédéfinie correspondant au coefficient de puissance maximal [5], [7]. Au contraire du système à vitesse fixe le système à vitesse variable maintient le couple du générateur assez constant et absorbe la variation de la vitesse du vent qui change la vitesse du générateur.



### II.4.3.2.1 Éolienne à vitesse variable avec convertisseur de puissance à grande échelle (MSAP ou MAS)

Ce concept est très important pour les éoliennes nouvellement installées. Il est illustré à la Figure I.5, il peut être équipé d'un générateur d'induction à cage d'écureuil (MAS), générateur synchrone à aimant permanent (MSAP). Ce dernier étant le plus utilisé par l'industrie des éoliennes. En introduisant un convertisseur statique à pleine échelle bidirectionnel à la puissance du générateur, son fonctionnement est similaire à celui du variateur de vitesse. Son côté stator assure le réglage de la vitesse de rotation, tandis que son côté réseau transmet la puissance active et tente d'annuler la consommation de puissance réactive. Les principaux avantages sont l'élimination des bagues collectrices, une boîte de vitesses plus simple ou même supprimée, et une pleine puissance et vitesse contrôlable. Cependant, il présente des inconvénients tels que, le convertisseur de puissance à grande échelle, qui conduit aux composants électroniques à haute puissance, étant plus sollicités et plus coûteux ainsi que des pertes de puissance plus élevées dans le convertisseur; C'est la raison principale pour laquelle ce concept n'est pas toujours utilisé dans les éoliennes terrestres nouvellement installées [8], [9]. Par conséquent, cette topologie convient aux éoliennes de niveau MW de prochaine génération avec un niveau de tension moyen et une puissance élevée à partir de 7 MW.

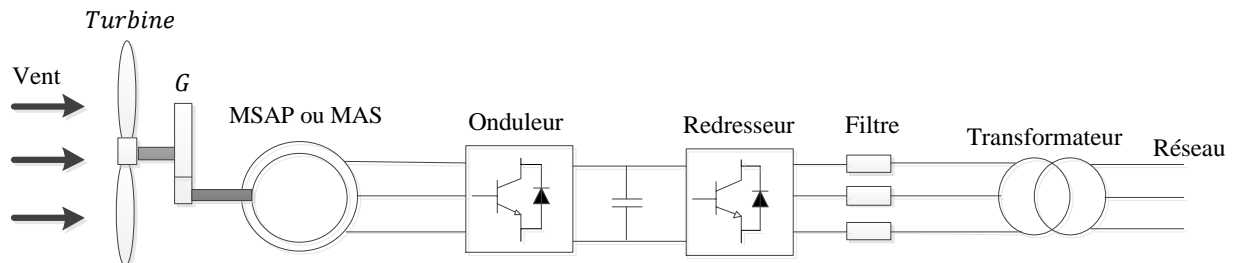


Figure I.5 Éolienne à vitesse variable avec convertisseur de puissance à grande échelle (MSAP ou MAS)

### II.4.3.2.2 Machine asynchrone à double alimentation

En générale la topologie d'énergie éolienne basée sur une machine asynchrone à double alimentation étant la plus populaire de toutes les variantes utilisées pour les systèmes d'énergie éolienne à moyenne et grande puissance. Le schéma synoptique de cette configuration est illustré par la figure 1.6. Un convertisseur de puissance en cascade alimente le coté rotor de la machine. Le contrôle du convertisseur coté rotor permet d'obtenir une puissance électrique active et réactive contrôlable de grande qualité, en outre le réglage du facteur de puissance est possible par le coté réseau [10 -12].

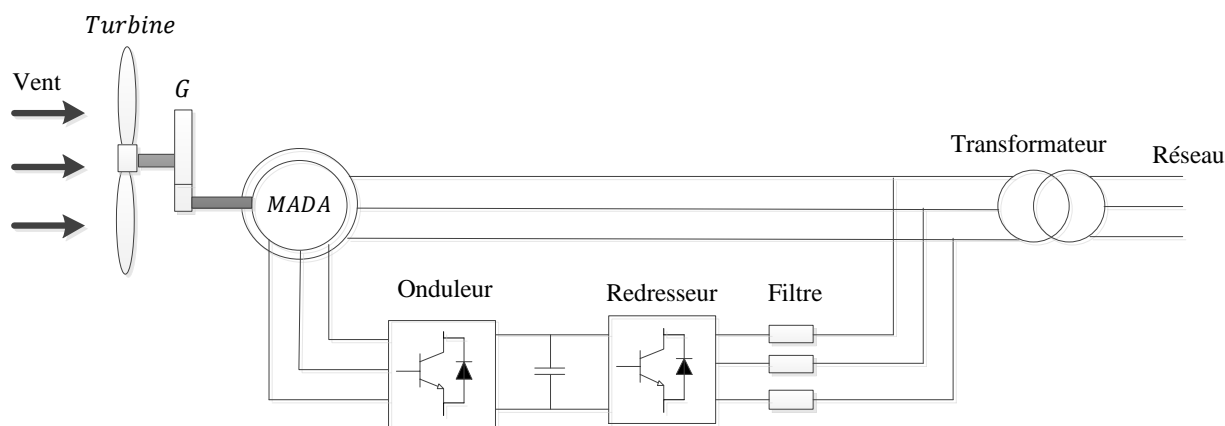


Figure I.6 interface à base d'électronique de puissance pour la génération éolienne (cas de la machine asynchrone à double alimentation).

L'utilisation des deux convertisseurs réversibles permet le transfert bidirectionnel de la puissance électrique rotorique entre le rotor et le réseau électrique. Ce système comporte une meilleure efficacité globale de conversion de puissance avec une plage de variation de vitesse étendue ( $\pm 30\%$ ) [13-14]. Dans ce système la taille des deux convertisseurs se trouve nettement réduite à 30% de la gamme de puissance de l'éolienne. Ces caractéristiques ont rendu le système d'énergie éolien basé sur la MADA largement utilisé [15-16].

#### II.4.3.3 Machine asynchrone double alimentation sans balais (BDFIM)

En plus des générateurs d'éoliennes mentionnés ci-dessus, d'autres concepts d'éoliennes ont été introduits dans les systèmes d'énergie éolienne.

La machine asynchrone double alimentation sans balais (BDFIM), bien que fonctionnant avec des caractéristiques comparables à celles du MADA conventionnel, présente un avantage supplémentaire en termes de fiabilité et de robustesse en raison de l'absence de balais et des bagues collectrices [17], [18]. Comme on peut le voir sur la figure. I.7, ce générateur est connecté par deux enroulements de stator, l'un relié au réseau (enroulement de puissance) tandis que le second (enroulement de commande) est alimenté par un convertisseur statique. Le rotor de la BDFIM est constitué d'un enroulement court-circuité constitué de boucles imbriquées avec un rapport fixe entre la vitesse de l'arbre et les fréquences à deux stators, la machine peut fonctionner en mode synchrone. Les deux champs principaux de la machine sont associés aux enroulements à deux stators, à nombres de pôles différents, qui se croisent par l'intermédiaire du rotor.

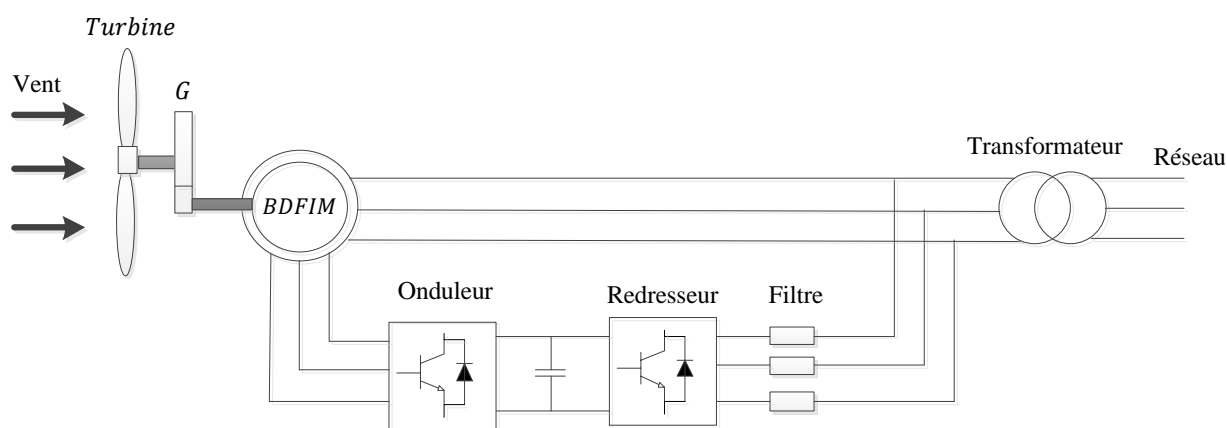


Figure. I.7 Système d'énergie éolienne avec vitesse variable basé sur une BDFIM.

La grande fiabilité du BDFIM en raison de son caractère sans balai se distingue particulièrement dans les applications offshore [18].

Le générateur de réluctance à double alimentation sans balais (BDFRG) est une autre technologie émergente qui a été proposée comme alternative aux solutions existantes pour les applications éoliennes. Il se démarque dans sa conception par rapport à la BDFIM en raison de la présence d'un rotor à réluctance qui est généralement un rotor en fer sans enroulements de cuivre et moins coûteux que le rotor bobiné ou le rotor à aimants permanents [19], [20].

Comme d'autres générateurs à double alimentation, le BDFRG fonctionne avec un convertisseur partiellement évalué. Dans son stator se trouve deux enroulements triphasés répartis sinusoïdaux dans lesquels les paires de pôles et les fréquences appliquées à ces enroulements diffèrent les uns des autres.

L'enroulement de puissance qui est l'enroulement primaire est connecté directement au réseau. L'enroulement de commande connecté au réseau à l'aide d'un convertisseur dos-à-dos pour un flux de puissance bidirectionnel.

## I.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté différentes applications du redresseur MLI où ce dernier apparaît comme sous-système dans la production et la transmission de l'énergie électrique, et aussi pour les variateurs de vitesse. Si la machine électrique fournit de l'énergie électrique à fréquence variable l'électronique de puissance présente une interface entre celle-ci et le réseau. Cette interface est classiquement constituée de deux convertisseurs (un redresseur et un onduleur) connectés par l'intermédiaire d'un étage à tension continue. L'onduleur coté réseau est alors découplé de la machine via le bus continu et il n'y a pas de lien direct entre la fréquence du réseau et celle délivrée par la machine.

## II.6 Reference

- [1] H. Buhler, "Réglage de Systèmes d'Électronique de Puissance", vol. 3 : Réseaux Électriques, Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne, 1999.
- [2] L. Yacoubi, "Contribution à L'étude, La Modélisation et La Commande des Redresseurs Triphasés Non-Polluants: Application au Convertisseur Trois-Niveaux a Point Neutre Calé", École de technologie supérieure, 2004.
- [3] V. Yaramasu and B. Wu. "Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems". John Wiley, 2016.
- [4] T. Ghennam, "Supervision d'une Ferme Éolienne pour son Intégration dans la Gestion d'un Réseau Electrique, Apports des Convertisseurs Multi Niveaux au Réglage des Éoliennes à Base de Machine Asynchrone a Double Alimentation," Thèse Doctorat Délivre Conjointement par L'Ecole Centrale de Lille et L'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger, 2012.
- [5] A. Mirecki, "Etude Comparative de Chaines de Conversion D'énergie Dédiées à une Éolienne de Petite Puissance,"Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, France, 2005.
- [6] A. Gaillard, "Système éolien basé sur une MADA : Contribution à L'étude de la Qualité de L'énergie Électrique et de la Continuité de Service," Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2010.
- [7] A. Boyette, "Contrôle-Commande d'un Générateur Asynchrone a Double Alimentation Avec Système de Stockage pour la Production Éolienne," Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2006.
- [8] F. Poitiers, "Etude Et Commande De Génératrices Asynchrones pour L'utilisation de L'énergie Eolienne," Thèse de doctorat, Université de Nantes, France, 2003.
- [9] F Blaabjerg, K. Ma, "Wind Energy Systems," Proceedings of the IEEE, Volume: 105, Issue: 11, pp. 2116 - 2131 Nov. 2017.
- [10] V. Qu Binh Ngo, "Algorithmes de Conception de Lois de Commande Prédictives pour les Systèmes De Production D'énergie," Thèse de doctorat de L'Université Paris-Saclay Préparée à Centrale Sup élec Ecole Doctorale, 2017.
- [11] J. Lopez, P. Sanchis, X. Roboam, and L.Marroyo, "Dynamic Behavior of the Doubly Fed Induction Generator During Three-phase Voltage Dips," IEEE Transactions Energy Conversion, vol. 22, no. 3, pp. 709-717, Sep. 2007.
- [12] S. Bhowmik, R. Spee, and J. H. R. Enslin, "Performance Optimization For Doubly Fed Wind Power Generation Systems," IEEE Transactions Industrial Applications, vol. 35, no. 4, pp. 949958, Jul./Aug. 1999.
- [13] Xu L, Cartwright P, "Direct Active and Reactive Control of DFIG for Wind Energy Generation," IEEE Transactions Energy Conversions., vol. 21, no 3, pp. 750-758, 2006.
- [14] A. O. Ibrahim, T. H. Nguten, D.C. Lee, S.C. Kim, "A Fault Ride-Through Technique of DFIG Wind Turbine Systems using Dynamic Voltage Restorers," IEEE Transactions Energy Conversion, vol. 26, no 3, pp. 871-882,2011.
- [15] M. Liserre, R. Cardenas, M. Molinas, and J. Rodriguez, "Overview of Multi-MW Wind Turbines And Wind Parks," IEEE Transaction Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1081-1095, Apr. 2011.
- [16] R. Cardenas, R. Pena, S. Alepuz, and G. Asher, "Overview of Control Systems for the Operation of DFIGs in Wind Energy Applications," IEEE Transactions Industrial Electronics, vol. 60, no. 7, pp. 2776-2798, Jul. 2013.

- [17] P. Camocardi, P. Battaiotto and R. Mantz, “Autonomous BDFIG-Wind Generator With Torque And Pitch Control For Maximum Efficiency in A Water Pumping System,” *International Journal Hydrogen Energy*, vol. 35, pp. 5778-5785, 2010.
- [18] S. Shao, E. Abdi and R. McMahon, “Dynamic Analysis of the Brushless Doubly-Fed Induction Generator During Symmetrical Three-Phase Voltage Dips,” in *Power Electronics and Drive Systems, 2009. PEDS 2009. International Conference on*, 2009, pp. 464-469.
- [19] M. G. Jovanovic, R. E. Betz and J. Yu , “The use of Doubly Fed Reluctance Machines for Large Pumps and Wind Turbines,” *IEEE Transactions Industrial Application*, vol. 38, pp. 1508-1516, 2002.
- [20] F. Valenciaga and P. F. Puleston, “ Variable Structure Control of a Wind Energy Conversion System Based on a Brushless Doubly Fed Reluctance Generator,” *IEEE Transactions Energy Conversion*, vol. 22, pp. 499-506, 2007.
- [21] S. El Aimani, “Modélisation de Différentes Technologies D'éoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension,” Thèse de doctorat, L'Ecole Centrale de Lille, France, 2004.
- [22] A. Davigny, “Participation aux Services Système de Fermes D'éolienne a Vitesse Variable Intégrant du Stockage Inertiel d'Energie,” Thèse de doctorat, Université des Sciences et Technologies de Lille, Lille, France, 2007.
- [23] J. Holz , “Pulsewidth Modulation – a survey,” *IEEE Transactions Industrial Electronics*, vol. 39, pp 410-420, Oct. 1992.
- [24] K Ma, L Tutelea, I Boldea, Dan M. Ionel, and F Blaabjerg, “Power Electronic Drives, Controls, and Electric Generators for Large Wind Turbines-An Overview,” *Electric Power Components and Systems*, 43(12):1406–1421, 2015.
- [25] L. Amaia. “Commandes Avancées des Systèmes Dédiées à l'Amélioration de la Qualité de l'Energie : de la Basse Tension à la Montée en Tension”. Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique De Grenoble (Mondragón, Espagne), 2006.
- [26] M. A. E. Alali, “Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension” , Thèse de doctorat l'Université Louis Pasteur – Strasbourg 2002.
- [27] T. Gouraud, “Identification Et Rejet De Perturbations Harmoniques dans des Réseaux de Distribution Electrique”, Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l'Ingénieur de Nantes, Janvier 1997.
- [28] W. Chen, “ Comparison Of Doubly-Fed Induction Generator And Brushless Doubly-Fed Reluctance Generator For Wind Energy Applications,” Thesis of Doctorate, Newcastle University, June 2014.
- [29] G. Abad, L. Marroyo, G. Iwanski, “Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation”. Wiley-IEEE Press, 2011,
- [30] D. O. Abdeslam, “Techniques Neuromimetiques Pour La Commande dans les Systèmes Electriques: Application au Filtrage Actif Parallèle dans les Réseaux Electriques Basse Tension,” Université de Haute Alsace-Mulhouse, 2005.

## **CHAPITRE II**

# ***STRATÉGIES DE CONTRÔLE DU REDRESSEUR MLI À DEUX NIVEAUX***

## II.1 Introduction

Le contrôle d'un redresseur MLI permet une absorption d'un courant sinusoïdal avec un facteur de puissance unitaire. Il permet aussi à la tension du bus continu de suivre une valeur constante imposée par une référence imposée.

Dans ce chapitre le convertisseur MLI à deux niveaux sera présenté avec un état de l'art des différentes techniques de contrôle. Ensuite notre travail sera focalisé sur une étude détaillée sur la commande prédictive de type (Finite Control Set Model Prédictive Control or FCS-MPC) [1] [2]. Cette technique sera validée par simulation sous Matlab/Simulink.

## II. 2. Redresseur MLI à deux niveaux

La figure II.1 donne le schéma d'un convertisseur MLI triphasé de tension à deux niveaux. Il est composé de trois bras connectés en parallèle avec une source de tension continue. La structure du convertisseur lui confère une réversibilité en courant. Grace à une commande appropriée, le convertisseur peut contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Les deux interrupteurs d'une même branche de l'onduleur ne sont jamais fermés en même temps pour éviter les court-circuits de la source de tension continue, il convient d'imposer un léger retard entre la commande à l'ouverture de  $T_{x1}$  et la fermeture de  $T_{x2}$ , [3] [4].

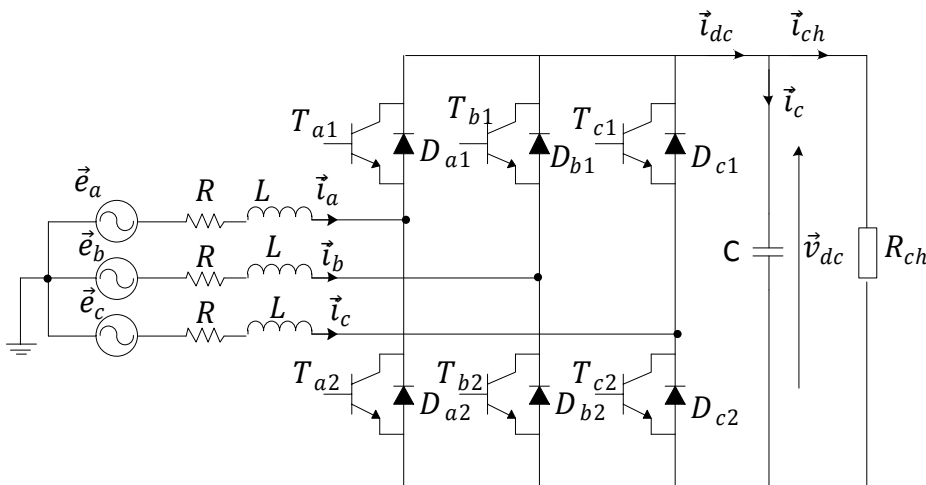


Figure II.1. Circuit de puissance du redresseur MLI triphasé de tension.

La capacité du condensateur  $C$  doit être suffisamment grande pour permettre un filtrage correct de l'ondulation de la tension, et un stockage suffisant de l'énergie électrostatique pour un bon fonctionnement du système. Si un courant triphasé équilibré est fourni à la charge, le point milieu du bus continu n'est pas indispensable. De plus, l'inductance d'entrée du convertisseur permet le lissage du courant triphasé. Ce convertisseur redresseur peut être associé à un autre convertisseur onduleur dans la chaîne de conversion éolienne, par exemple pour adapter la variation de la vitesse de la turbine éolienne [5] [6].

La figure II.2 donne le schéma équivalent d'un redresseur à commande MLI et le principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

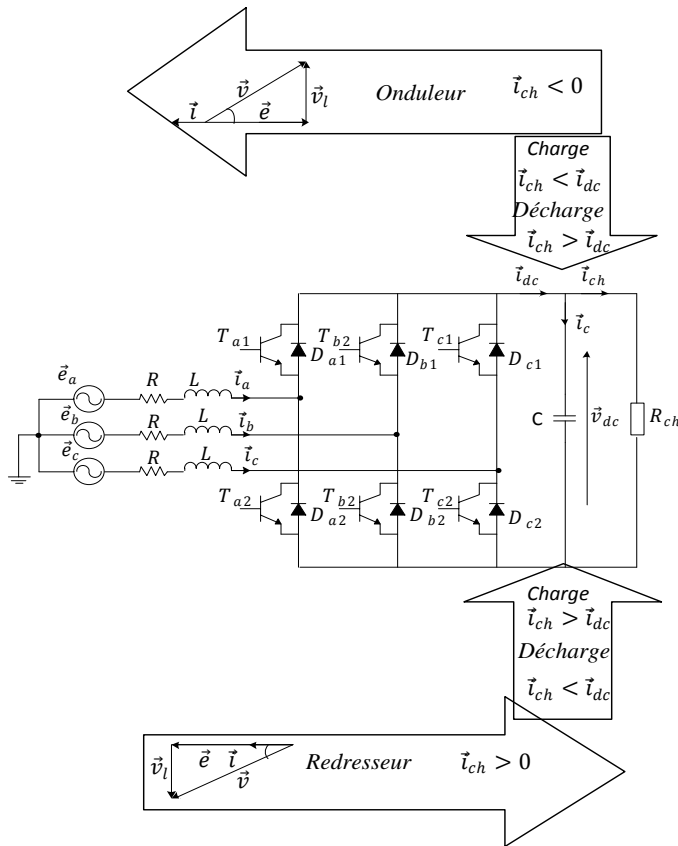


Figure II.2 Circuit équivalent du redresseur à MLI et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

Si la charge est connectée au bus continu consomme de la puissance active c'est le mode redressement. Si par contre elle produit de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode onduleur (il fournit de la puissance active au réseau). Durant les deux modes de fonctionnement, la tension  $v_{dc}$  du bus continu est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur [7] [8].

Pour distinguer les fonctions redresseur et onduleur ; il est important de citer ce qui suit : Un convertisseur commandé est appelé redresseur (Active Front End -AFE). Si les tensions triphasées sont connectées au réseau pour prélever de la puissance et la convertir en une tension continue pour alimenter une charge à courant continu. En outre, ce convertisseur est appelé onduleur lorsqu'il convertit une tension continue en une tension alternative pour alimenter une charge moteur à courant alternatif ou pour les liaisons avec des réseaux alternatifs. De plus, les onduleurs sont également utilisés comme compensateur statique (STATCOM) où ils soutiennent les réseaux d'électricité en améliorant le facteur de puissance et garantissant une stabilité de tension [6].



### II.2.1. Modélisation du redresseur MLI à deux niveaux

La figure II.3 donne le modèle d'un redresseur MLI triphasé à deux niveaux. Il est composé d'un pont convertisseur de puissance bidirectionnel, du filtre côté réseau (R, L), des tensions triphasées de la source et du condensateur de bus continu. Le pont convertisseur comprenant des cellules de commutation bidirectionnels, composés d'IGBT et de diodes en antiparallèle, sont supposées idéales (ne tient pas compte des phénomènes tels que la chute de tension dans les semi-conducteurs ou les temps de retard de commutation) [3] [9] [10] [11].

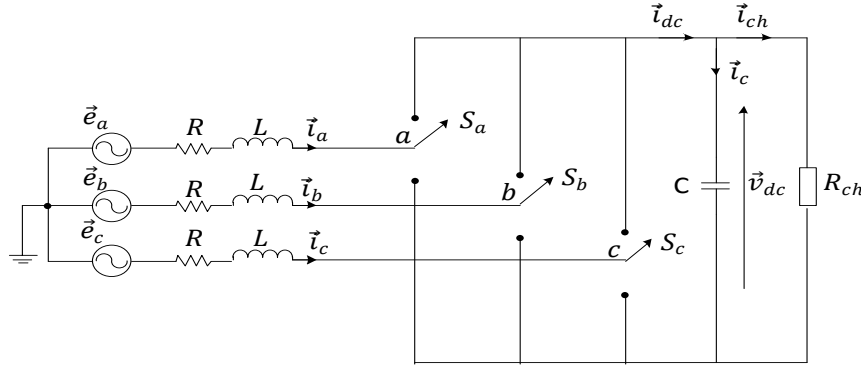


Figure II. 3. Modèle d'un convertisseur triphasé MLI

$S_x$  ( $x = a, b, c$ ) est la fonction de commutation de la phase  $x$ , et en se basant sur le principe que deux commutateurs d'une même branche ne peuvent pas être fermés en même temps, on peut écrire la définition suivante :

$$S_x = \begin{cases} 1 & \text{Si } T_{x1} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{Si } T_{x1} \text{ est ouvert} \end{cases} \text{ avec } x = a, b, c. \quad (\text{II.1})$$

Avec  $\sum S_x = 1$

En appliquant la loi des mailles (Kirchhoff) sur le circuit de la figure II.3, on peut aboutir aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \vec{e}_a = R\vec{i}_a + L \frac{d\vec{i}_a}{dt} + \vec{v}_a \\ \vec{e}_b = R\vec{i}_b + L \frac{d\vec{i}_b}{dt} + \vec{v}_b \\ \vec{e}_c = R\vec{i}_c + L \frac{d\vec{i}_c}{dt} + \vec{v}_c \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Où  $v_a$ ,  $v_b$  et  $v_c$  sont les tensions d'entrées du convertisseur respectivement des phases  $a$ ,  $b$ ,  $c$ .

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

$$v_x = v_{dc} \left( S_x - \frac{1}{3} \sum_{x=a,b,c} S_x \right) \quad (\text{II.3})$$

Où  $S_x = 0$  ou  $1$ , sont l'état des interrupteurs, où ( $x=a, b, c$ ).

En outre, les équations du bus continu sont données par:

$$\begin{cases} \vec{i}_c = C \frac{dv_{dc}}{dt} \\ \vec{i}_{dc} = \vec{i}_c + \vec{i}_{ch} \\ \vec{i}_{dc} = S_a \vec{i}_a + S_b \vec{i}_b + S_c \vec{i}_c \\ \vec{i}_{ch} = \frac{v_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

L'équation (II.4) peut résumer comme suit

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a \vec{i}_a + S_b \vec{i}_b + S_c \vec{i}_c - \frac{v_{dc}}{R_{ch}} \quad (\text{II.5})$$

Les équations qui représentent le modèle dynamique du convertisseur à deux niveaux sont données par :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = \vec{e} - R \vec{i}_a - v_{dc} \left( S_a - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ L \frac{di_b}{dt} = \vec{e}_b - R \vec{i}_b - v_{dc} \left( S_b - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ L \frac{di_c}{dt} = \vec{e}_c - R \vec{i}_c - v_{dc} \left( S_c - \frac{S_a + S_b + S_c}{3} \right) \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a \vec{i}_a + S_b \vec{i}_b + S_c \vec{i}_c - \frac{v_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

### II.2.1.1. Vecteurs complexes

Vu que l'analyse des vecteurs complexes ou spéciaux est une bonne méthode pour simplifier les équations de trois phases à une équation unique. En utilisant la forme vectorielle pour les tensions et les courants, on aura :

$$\begin{cases} \vec{e} = \frac{2}{3} (1. \vec{e}_a + a. \vec{e}_b + a^2 \vec{e}_c) \\ \vec{i} = \frac{2}{3} (\vec{i}_a + a \vec{i}_b + a^2 \vec{i}_c) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

$$\text{Avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Du fait que les commutateurs supérieur et inférieur du redresseur fonctionnent de manière complémentaire, les vecteurs de tension générés par le redresseur sont également exprimés en fonction des états de commutation et la tension continue :

$$\vec{v} = \frac{2}{3} (\vec{v}_a + a \vec{v}_b + a^2 \vec{v}_c) = \frac{2}{3} v_{dc} (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.8})$$

En substituant (II.7) et (II.8) dans (II.2) l'équation vectorielle pour le coté alternatif peut être obtenue comme

$$\vec{e} = L \frac{d}{dt} \left( \frac{2}{3} (\vec{i}_a + a \vec{i}_b + a^2 \vec{i}_c) \right) + R \frac{2}{3} (\vec{i}_a + a \vec{i}_b + a^2 \vec{i}_c) + \frac{2}{3} (\vec{v}_a + a \vec{v}_b + a^2 \vec{v}_c) \quad (\text{II.9})$$

La dynamique de courant d'entrée peut être réécrite par l'équation vectorielle suivante

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = \vec{e} - \vec{v} - R\vec{i} \quad (\text{II.10})$$

Où  $\vec{e} = \vec{e}_\alpha + \vec{e}_\beta$  est le vecteur de tension triphasée de la source.

$\vec{i} = \vec{i}_\alpha + \vec{i}_\beta$  vecteur courant de la source triphasée,

$\vec{v} = \vec{v}_\alpha + \vec{v}_\beta$  vecteur de tension d'entrée du convertisseur triphasé

Le vecteur de tension correspondant,  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  pour chaque état de commutation sont calculés comme suit,

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_\alpha \\ \vec{v}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(S_b - S_c) \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Où  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  sont les états de commutation du convertisseur.

Sur la base de cette approche et de la topologie de l'onduleur représentée sur la figure II.1, la relation entre les états de commutation et la tension aux bornes peut être trouvée (Tableau II.1), donc il y a  $2^3 = 8$  combinaisons de commutateurs possibles.

Dans le tableau II.1, on peut remarquer l'existence de huit vecteurs possible dont six ayant des valeurs différentes et deux nul ( $V_0$  et  $V_7$ ), où les phases du réseau sont court-circuitées.

Tableau II.1. Valeurs des vecteurs tensions.

$S_a$	$S_b$	$S_c$	$v_a$	$v_b$	$v_c$	$v_\alpha$	$v_\beta$	vecteur
0	0	0	0	0	0	0	0	$V_0$
1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$	$V_1$
1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$	$V_2$
0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	0	$V_3$
0	1	1	$-v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	0	$V_4$
0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$	$V_5$
1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$\frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}$	$V_6$
1	1	1	0	0	0	0	0	$V_7$

Sur la figure II.4, on représente les vecteurs tension possibles, où les vecteurs ( $V_0$  et  $V_7$ ) sont situés à l'origine du plan complexe et six vecteurs forment un hexagone.

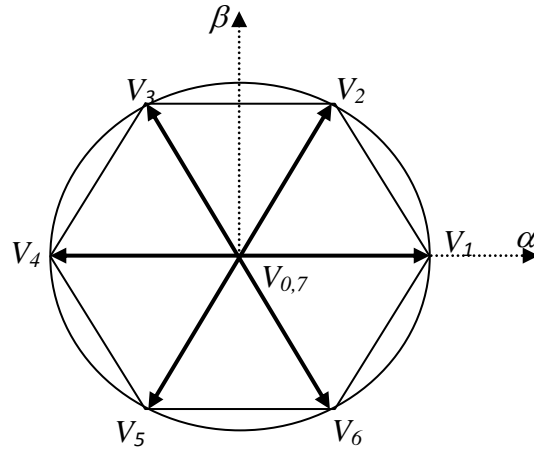


Figure II.4 : Représentation vectorielle de la tension du redresseur.

### II.3. Etat de l'art sur les stratégies de contrôle du redresseur MLI

Les convertisseurs de source de tension triphasés (VSC) sont largement utilisés dans les variateurs de vitesse à courant alternatif et les systèmes raccordés au réseau et y compris les filtres actifs, les compensateurs statiques (STATCOM) et les convertisseurs pour les sources d'énergie renouvelables. Le convertisseur de tension est capable de fonctionner avec une transition de puissance bidirectionnelle, une faible distorsion harmonique de courant, un facteur de puissance contrôlable et un filtre au côté alternatif relativement petit, ce qui en fait un bon choix pour de nombreuses applications. Quelle que soit leurs applications, les performances des convertisseurs dépendent beaucoup plus de la technique de contrôle du courant appliquée [10], [11]. Le rôle principal du régulateur de courant est de forcer le courant triphasé à suivre les signaux de référence en sélectionnant les états de commutation appropriés pour minimiser l'erreur entre la référence et le courant réel. Ces techniques de contrôle déterminent l'état de commutation des semi-conducteurs directement. Les techniques de contrôle pour la plupart des applications des convertisseurs sont similaires, et la plupart d'entre elles sont basées sur des techniques développées au début pour le contrôle des variateurs à courant alternatif. Dans ce chapitre, les principales méthodes de commande pour les convertisseurs de source de tension connectés au réseau sont résumées comme montré la figure II.5.

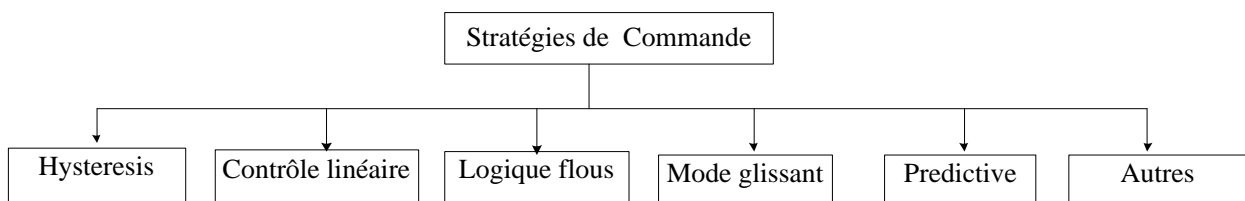


Figure II.5 Différentes méthodes de contrôle d'un convertisseur MLI

Il est nécessaire de noter que les stratégies de commande proposées doivent répondre à certaines critères telle que:

- Simplicité de mise en œuvre de l'algorithme ;
- Contrôle découplé de la puissance active et réactive ;
- Réponse dynamique rapide ;
- Fréquence de commutation de préférence constante ;
- THDi du courant d'entrée faible ;
- Stabilité assurée en régime permanent et transitoire.

### II.3.1. Contrôle scalaire

La technique de contrôle scalaire [13] est basée sur la détermination de l'angle  $\delta$  de déphasage entre le vecteur tension de la source et celui du convertisseur à partir des équations du système en régime statique. Sa configuration est montrée à la figure. II.6. Dans cette technique, il n'y a pas de boucle de réglage de courant. La puissance active est contrôlée par l'angle  $\delta$ , tandis que, la puissance réactive est contrôlée par l'amplitude de la tension du convertisseur. Le facteur de puissance est contrôlé par la tension de référence du bus continu. Pour obtenir un facteur de puissance unitaire, on doit forcer la tension du convertisseur pour être égale à la tension de la source, cette technique présente une mauvaise performance.

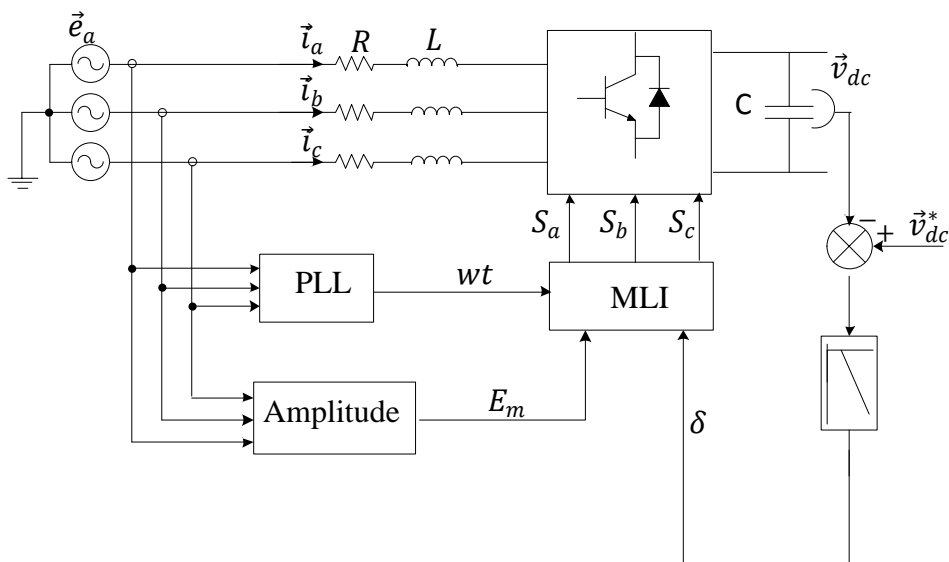


Figure. II.6. Structure de contrôle classique du redresseur MLI

### II.3.2. Contrôle du courant par hystérésis :

Le contrôle du courant par hystérésis est l'une des méthodes les plus simples de contrôle du courant des convertisseurs de source de tension [8] [14] [15]. Elle se compose de trois contrôleurs à hystérésis indépendants. Le courant réel est comparé à celui de référence et l'erreur

est envoyée à un comparateur à hystérésis qui génère le signal de commutation approprié pour maintenir l'erreur entre le courant réel et le courant de référence dans une bande limitée, ce type de commande de courant génère directement les signaux de commutation sans modulateur [15]. Le schéma de principe de contrôle du courant à hystérésis est présenté à la figure II.7. Il est facile à implémenter, robuste à la variation de la charge et a une réponse dynamique très rapide. Cependant, sa plus grande inconvénient est que les variations de la fréquence de commutation peuvent produire une augmentation des pertes par commutation (hautes fréquences de commutation) et non élimination de quelques harmoniques d'ordre bas (basses fréquences de commutation). [15]. Des améliorations du contrôleur d'hystérésis de base ont été proposé dans [16], [17] pour fonctionnement avec une fréquence de commutation constante.

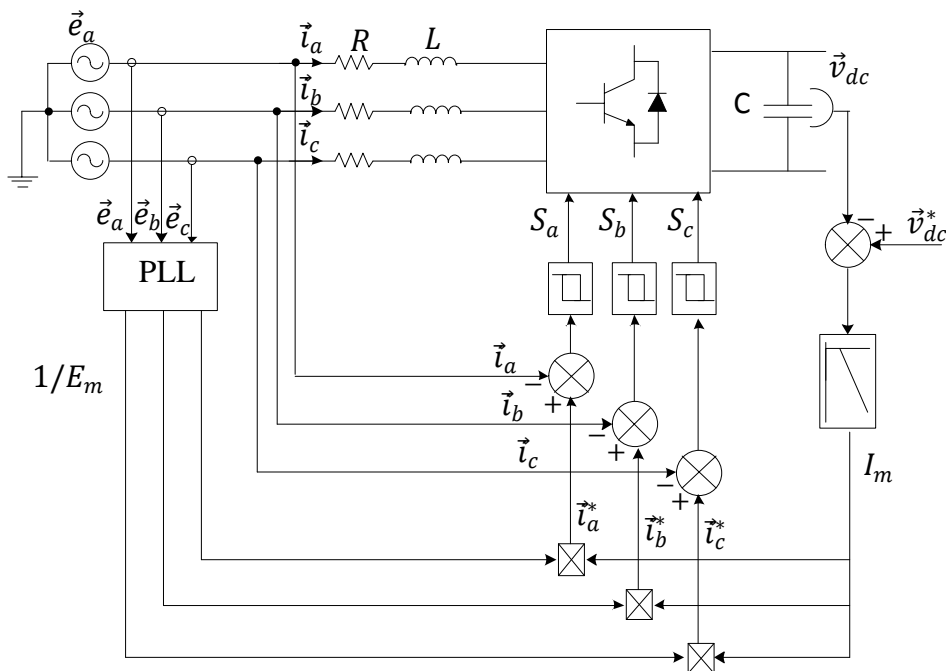


Figure. II.7. Structure de contrôle du courant par hystérésis du redresseur MLI

Certain nombre de propositions ont été formulées pour surmonter ces problèmes. Le problème de la fréquence variable de commutation de la commande par hystérésis peut être résolu via un régulateur de courant avec modulation de la largeur d'impulsion [18]. Dans ce cas, les trois contrôleurs de courants produisent les tensions de commandes qui sont comparées avec un signal triangulaire. Cependant, les régulateur PI travaillent avec des signaux alternatifs. Ils produisent des erreurs inhérentes d'amplitude et de phase entre la référence sinusoïdale et le courant réel. Par ailleurs, la tension de commandes doit être limitée de sorte qu'elle ne dépasse jamais la pente du signal triangulaire. La structure de contrôle du courant triphasé est montrée à la figure. II. 8

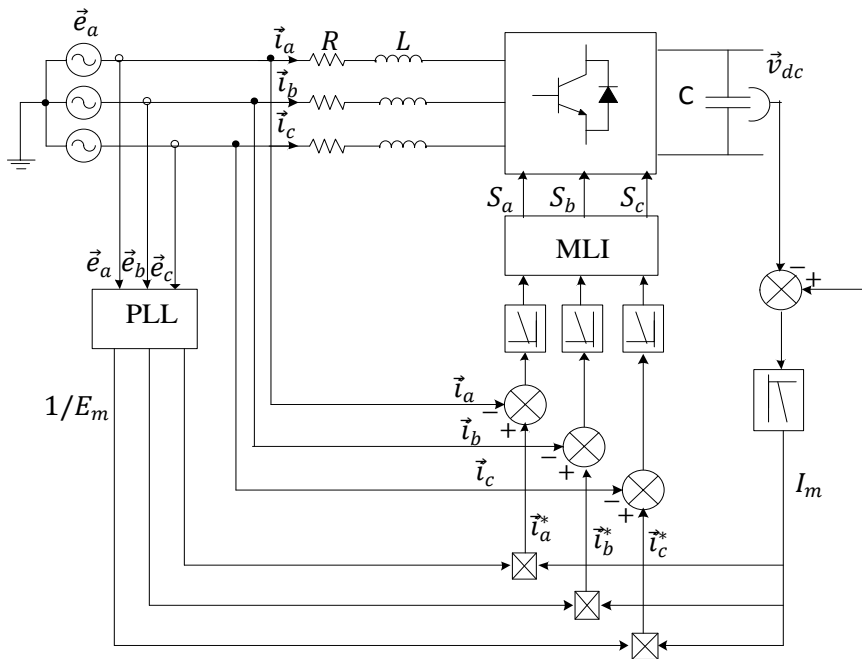


Figure II.8. Structure de contrôle des courants triphasés par régulateur PI du redresseur MLI

### II.3.3. Contrôle à tension orienté

La commande à tension orientée est une méthode de contrôle du courant très répandue, développé par analogie avec la commande vectorielle des machines électriques [19]. Dans cette technique les courants et les tensions alternatifs sont transformés en grandeurs continues dans le système tournant de référence d-q, à l'aide de transformation de Park. Cela permet d'utiliser les contrôleurs PI sans rencontrer le problème des erreurs statiques de réglage des grandeurs alternatives [8] [38]. Le schéma de principe de commande vectorielle est illustré à la figure II.9.

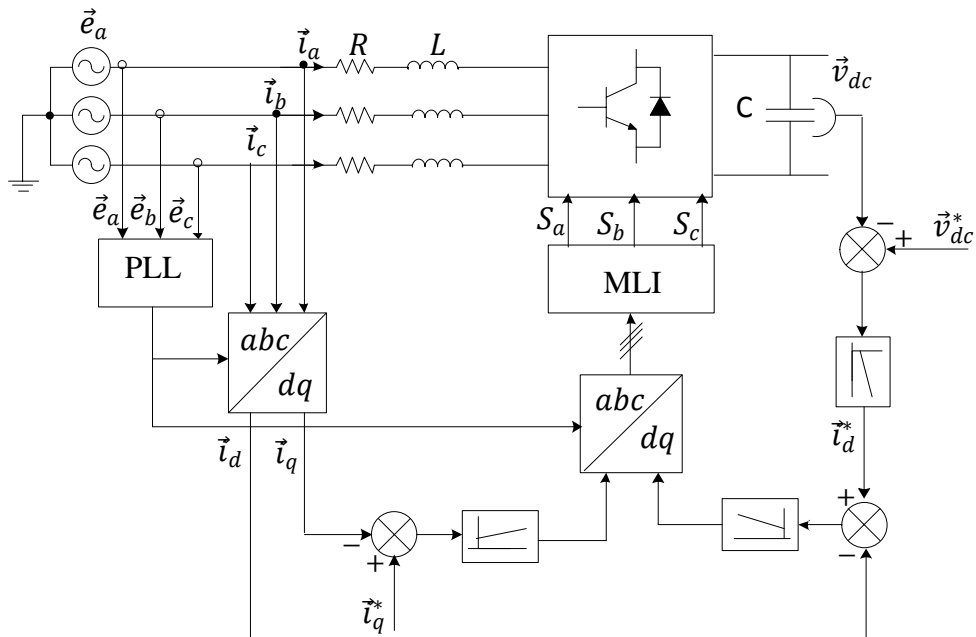


Figure II.9 Structure de contrôle à tension orienté (VOC).

Dans ce contexte, la puissance réactive est contrôlée par le composant de référence du courant réactif, Tandis que la puissance active est contrôlée par le composant du courant actif sortant du régulateur de tension continu. Les états de commutation des interrupteurs sont générés par modulateur qui compare les tensions de commande des sorties des régulateurs de courant triphasé à un signal triangulaire par exemple. Cette technique présente les avantages suivants:

- Fréquence de commutation constante.
- Elle permet le contrôle découplé de la puissance active et réactive à travers les composantes de courant.

- Elle ne nécessite pas une fréquence d'échantillonnage très élevée.

Il présente les inconvénients:

- Elle nécessite des transformations de référentiel.
- Couplage entre les composantes de courants active et réactive.
- Elle a une performance dynamique lente.

#### II.3.4. Contrôle direct de puissances

Le contrôle direct de puissance (DPC), est analogue à celui de contrôle direct du couple (DTC) développé auparavant pour le contrôle des machines électriques [20], [21], ensuite a été proposé par Ohnishi dans [22] pour un onduleur MLI à deux niveau, et développé comme une technique de contrôle sans capteur de tension alternative pour les redresseurs triphasés à MLI [23], [7]. En DPC, les puissances active et réactive sont régulées directement sans l'utilisation de boucle de contrôle du courant. Cela nécessite une estimation précise des puissances instantanées. En se basant sur la théorie de la puissance instantanée [24], dans laquelle les puissances instantanées sont estimées par les tensions triphasées du réseau et les courants de celui-ci. Le schéma de principe de commande directe de puissance avec des capteurs de tension de réseau est illustré à la figure.II.10. Cette technique diffère de la commande à tension orientée par l'absence de transformation de référentiel tournant  $d$   $q$  et l'utilisation de contrôleurs à hystérésis à la place des correcteurs PI et une table de commutation pour déterminer la séquence de commutation des semi-conducteurs au lieu d'un modulateur. Le contrôleur de tension continue donne la référence de puissance active, tandis que la référence de puissance réactive est généralement mise à zéro pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Les puissances de référence sont comparées aux puissances estimées réelles et ensuite les erreurs sont transmises aux contrôleurs à hystérésis. Les sorties des comparateurs à hystérésis et la position angulaire du vecteur de tension sont utilisées pour sélectionner le vecteur de tension appropriée dans la table de commutation.



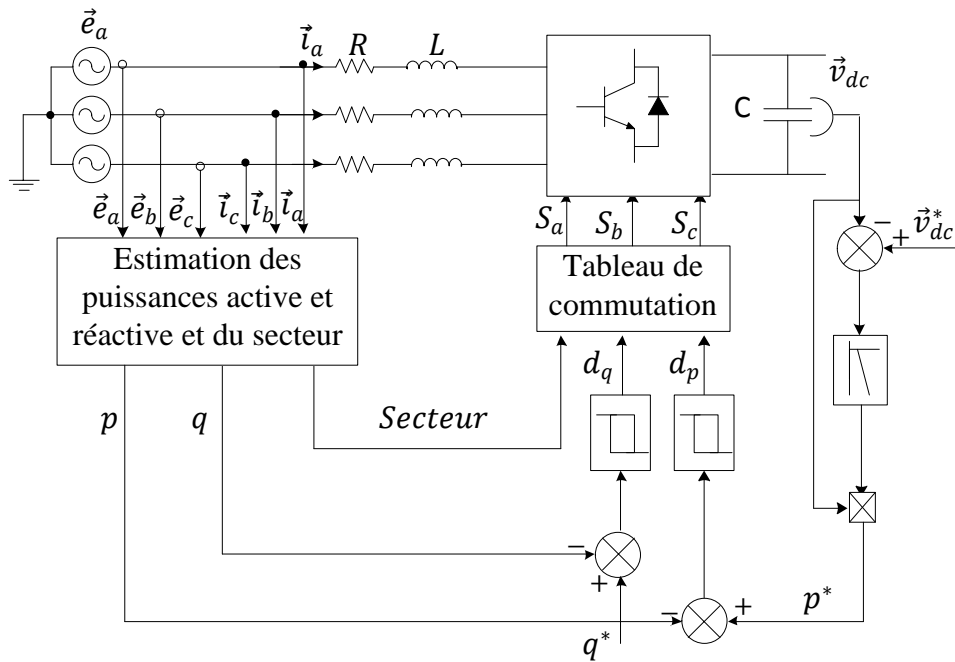


Figure. II.10. Structure de contrôle direct de puissance du redresseur MLI

La table de commutation peut affecter les performances du système et pour cela de nombreux types de tables de commutation sont trouvés dans la littérature [8] [25], [26], [27]. La DPC présente les avantages suivants:

- Réponse dynamique très rapide grâce à l'utilisation des comparateurs à hystérésis.
- Algorithme de contrôle relativement simple sans transformation au référentiel tournant ( $dq$ ).

Elle présente les inconvénients suivants:

- Fréquence de commutation variable.
- Une valeur élevée de l'inductance du filtre est nécessaire pour obtenir un courant régulier.
- Une fréquence d'échantillonnage élevée est nécessaire pour une estimation précise de la puissance.

### II.3.5. Contrôle direct de puissances avec modulation vectorielle

Les inconvénients principaux de contrôle direct de puissance comme la nécessité d'une fréquence d'échantillonnage élevée et la fréquence de commutation variable rend sa mise en œuvre plus difficile. Mais la plupart des DSP et microcontrôleurs modernes sont capables de travail à des fréquences d'échantillonnage élevées, alors que la fréquence de commutation sera toujours variable. Les inconvénients d'une fréquence de commutation variable peuvent être surmontés en remplaçant les contrôleurs à hystérésis par des contrôleurs PI linéaires et la table de commutation par n'importe quelle technique de modulation appropriée telle que la modulation

vectorielle (SVM). Lorsque la modulation vectorielle (SVM) est utilisée, dans ce cas, la technique est appelée contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle [8], [28] [29]. Il peut être implémenté comme pour le contrôle à tension orienté [29], [30]. Le schéma de principe de la commande directe de puissance avec modulation vectorielle est représenté dans la Figure II.11 La principale caractéristique du contrôle est que les puissances active et réactive sont contrôlées directement sans boucle de contrôle en courant. L'estimation de puissance est réalisée de la même manière pour DPC. La synchronisation peut être réalisée à l'aide de PLL.

Le DPC-SVM combine les avantages d'une réponse dynamique rapide du contrôle de puissance direct et du contrôle vectorielle du courant à fréquence de commutation constante. Tout en conservant la plupart des avantages des deux techniques de commande, il conserve également certains de leurs inconvénients tels que la complexité de la transformation du référentiel nécessaire pour convertir les tensions de référence du modulateur du référentiel tournant au référentiel fixe. Les avantages de DPC-SVM sont résumés ci-dessous:

- Elle a une fréquence de commutation constante comme VOC.
- Elle nécessite une fréquence d'échantillonnage plus faible que DPC.

Elle présente les inconvénients suivants:

- Elle nécessite une transformation de référence rendant l'algorithme de contrôle plus compliqué que DPC.

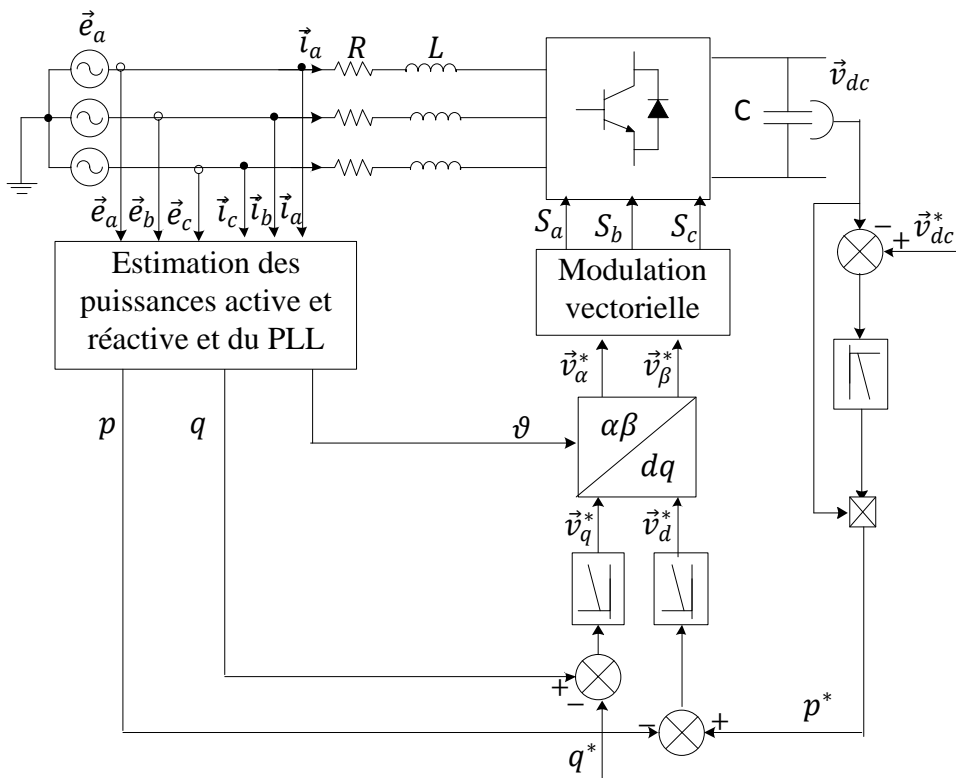


Figure. II.11. Structure de contrôle direct de puissance avec SVM du redresseur MLI

### II.3.6. Contrôle prédictif

Le contrôle prédictif est devenu très répandu pour le contrôle des convertisseurs connectés au réseau et des entraînements électriques. Le terme se réfère à une gamme de contrôleurs qui utilisent le modèle du système à contrôler pour prédire le comportement des variables contrôlées [1]. En minimisant un paramètre ou une fonction de coût sélectionné, le vecteur de tension de commutation le plus approprié est sélectionné dans chaque période d'échantillonnage. Le contrôle prédictif peut être implémenté comme une technique de contrôle de courant ou une technique de contrôle direct de puissance [31] [32]. Le contrôle prédictif est caractérisé par une réponse dynamique rapide mais le contrôleur doit effectuer une grande quantité de calculs mathématiques, ce qui nécessite un DSP rapide pour la mise en œuvre. La performance est affectée par les paramètres utilisés dans le modèle du système et une connaissance précise des paramètres du modèle est nécessaire pour une bonne performance.

L'une des méthodes de contrôle prédictif la plus anciennes et la plus connue est le contrôle à temps mort DeadBeat [33]. Dans cette méthode, l'objectif est de sélectionner le vecteur de tension de commutation qui rendra l'erreur entre le courant prédit et le courant réel égal à zéro à la fin de chaque période d'échantillonnage. Le contrôle Deadbeat a une réponse dynamique rapide. Cependant, les retards de calcul, les erreurs dans les valeurs des paramètres utilisées dans le modèle et les perturbations externes réduisent la qualité de ses performances.

Un autre type de contrôle prédictif est celui qui basé sur l'hystérésis [34] où les variables contrôlées sont conservées dans des bandes d'hystérésis. Il est basé sur la technique de fonctionnement de la bande d'hystérésis (bang-bang). Les états des commutateurs sont déterminés directement en sélectionnant le vecteur de tension qui maintenu le courant dans une limite d'erreur appropriée sans utiliser de modulateur. En conséquence, la fréquence de commutation est variable, ce qui constitue un inconvénient majeur du contrôle prédictif basé sur l'hystérésis. Le contrôle prédictif basé sur la trajectoire est un autre type de contrôle prédictif. Son principe est de forcer les variables du système à suivre des trajectoires précalculées [35].

#### II.3.6.1 Contrôle à base de modèle prédictif.

Le contrôle à base de modèle prédictif MPDPC est une autre méthode de contrôle prédictif largement appliquée pour le contrôle des convertisseurs. Il est basé sur l'utilisation du modèle du système pour prédire l'état de commutation du convertisseur. [2] [36], [37]. Vu que le nombre fini d'états de commutation générées par un convertisseur de puissance statique (8 états de commutation pour un convertisseur deux niveaux), il est possibles d'étudier le comportement des

variables pour chaque état de commutation. Pour sélectionner l'état de commutation optimal à appliquer, un critère de sélection doit être défini. Ce critère est une fonction de coût qui évaluera les valeurs prédites des variables à contrôler. La prédiction de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible, puis l'état qui minimise la fonction de coût est sélectionné. Cette stratégie de contrôle peut être résumée comme suivantes:

- Définition d'une fonction de coût  $g$ .
- Construction d'un modèle du convertisseur et ses états de commutation possibles.
- Etablissement d'un modèle des variables à contrôler (courants triphasé /puissances active et réactive).

La figure II.12 présente la structure de contrôle à base de modèle prédictif de courant dans le référentiel tournant ( $d,q$ ).

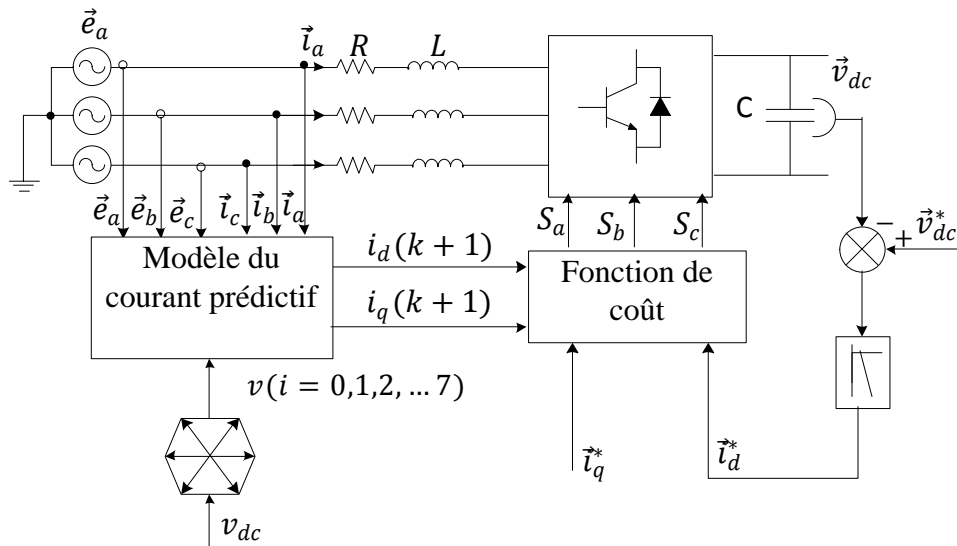


Figure II.12. Structure de Contrôle prédictif du courant d'un redresseur MLI

### II.3.6.2. Contrôle direct de puissances prédictives à séquences vectorielles

Cette approche prédictive sélectionne deux ou trois vecteurs de tensions concaténées de telles sortes que les variables contrôlées convergent vers les valeurs de référence le long d'une période de commutation prédéfinie [32]. [35]. La différence par rapport au contrôle Dead beat est que le contrôle deadbeat, calcule la tension de référence,  $v^*$  directement à partir du Modèle prédictif pour générer à l'aide de modulateurs les états de commutations. Pour le contrôle prédictif à base de séquences vectorielles, les vecteurs de tension ne sont pas déterminés par une tension de référence, mais par un critère défini, (La méthode des moindres carrés= least square method).

La figure II.13 illustre le principe du contrôle prédictif basé sur les séquences vectorielles des redresseurs. Les pentes de puissance active et réactive instantanées,  $fp$  et  $fq$ , pour les vecteurs de tension peuvent être calculées. A condition que la tension de ligne soit constante et que les

variations de courant de ligne soient faibles pendant chaque application de vecteur de tension, les pentes de puissance peuvent être supposées constantes pour cette période. En prenant comme exemple la séquence de vecteurs symétriques 3 + 3, on peut prévoir que les pas de calcul de puissance forceront les valeurs de puissance à la fin d'une période d'échantillonnage pour être égale aux leurs références. La clé de cette approche est de calculer les durées de vecteurs de tension appropriées afin de minimiser les ondulations de puissance. En raison de l'utilisation d'une séquence optimale de vecteurs dans chaque période, une excellente performance en régime permanent peut être obtenue. Les inconvénients comprennent une structure de contrôle compliquée et haute sensibilité à la variation des paramètres du système due au calcul complexe des "pentes".

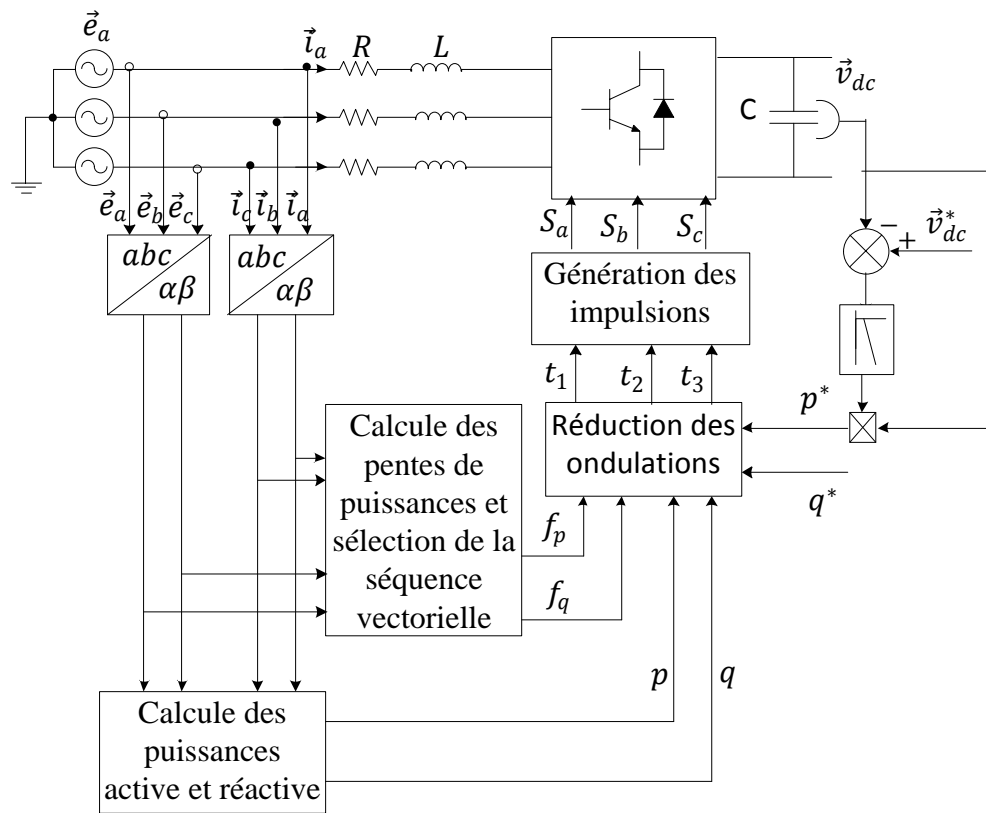


Figure. II.12. Structure de Contrôle direct de puissance prédictive à séquences vectorielles

#### II.4. Application du modèle prédictif pour contrôler un redresseur MLI à deux niveaux

L'idée du contrôle prédictif se base sur le fait que le redresseur triphasé ne peut générer qu'un nombre fini d'actions de contrôle, résultant d'un nombre fini des états de commutation (Finite Control Set Model Predictive Control or FCS-MPC), pour modifier la dynamique de la puissance d'entrée. Pour cela, nous faisons prédire le comportement du processus en utilisant le modèle mathématique de celui-ci. Les variables prédites sont calculées pour chacun des états de commutation possibles du convertisseur et évaluées dans une fonction de coût qui décrit les objectifs de contrôle. L'état de commutation qui minimise cette fonction de coût est sélectionnée et

appliquée au convertisseur dans le temps d'échantillonnage suivant. Le contrôle prédictif peut être utilisé pour contrôler les variables d'états telles que les courants et les puissances. Cette technique remplace directement les contrôleurs linéaires ou à hystérésis. [1] [2] [38].

Dans cette section, nous étudions deux stratégies de contrôle direct prédictif d'un redresseur en détail. La première nommée contrôle du courant prédictif et le deuxième contrôle direct de puissance prédictive.

**II.4.1 Principe de contrôle du courant prédictif**

Le modèle discret est nécessaire pour prédire les variables à contrôler afin de calculer la fonction de coût, c'est-à-dire les courants triphasés.

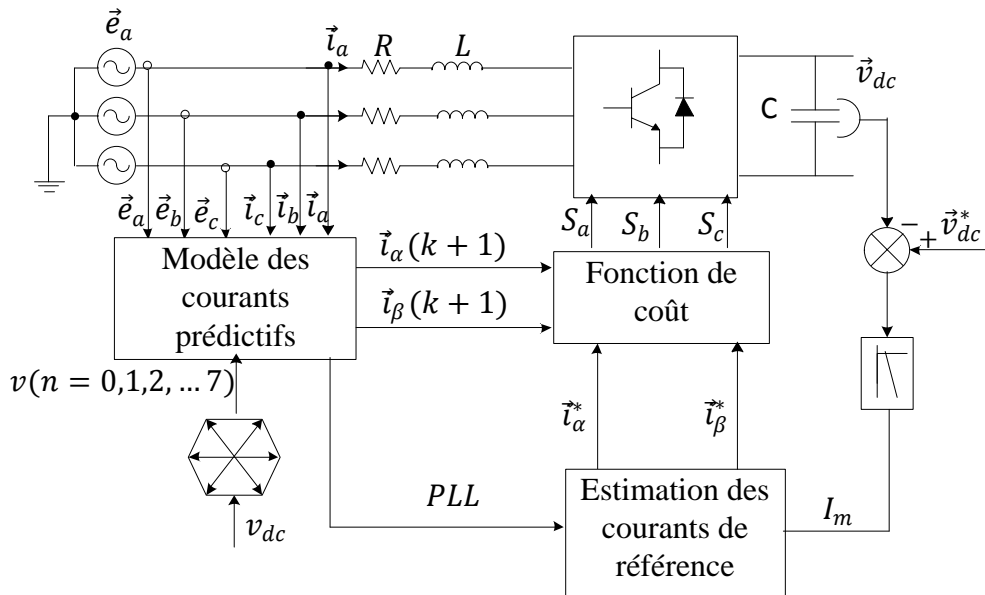


Figure II.14. Structure de Contrôle prédictif du courant d'un redresseur MLI

La figure. II. 14 présente le principe de la stratégie de contrôle prédictif du courant, le modèle discret de la ligne, nommé modèle prédictif, est utilisé pour calculer les courants dans la  $(k+1)^{eme}$  période d'échantillonnage . Ces courant  $i(k + 1)$  prévus (prédits) dans le repère  $(\alpha, \beta)$  en fonction des huit combinaisons de commutation du convertisseur et les courants de référence  $i^*(k + 1)$  sont les entrés du bloc de la fonction de coût. Ce bloc permet de sélectionner la combinaison des signaux de commande du convertisseur qui aboutit à une valeur minimale du module au carré des vecteurs erreurs de courant. La grandeur  $I_{max}$  représente l'amplitude maximale des courants triphasés. Elle est fournie par le régulateur *PI* de la tension du bus continu, puis elle est utilisée avec le PLL pour construire les courants de référence  $i^*(k + 1)$ .

### II.4.1.1 Modèle discret

La majorité des modèles utilisés dans le contrôle prédictif sont basés sur les phénomènes développés par des modèles mathématiques en temps discret. Parmi les variables utilisées dans le contrôle prédictif peut être électrique ou mécaniques telles que charges électriques, flux magnétiques, courants, tensions, puissance, couple, vitesse, chaleur et température. Dans cette section, les variables à contrôlés sont les courants triphasés.

On décrit le processus de discrétisation par l'équation du courant triphasé (II.10) pour un temps d'échantillonnage  $T_s$ . Le dérivé du courant de la source  $d\vec{i}/dt$  est remplacé par une approximation d'Euler, comme suit :

$$\frac{d\vec{i}}{dt} = \frac{\vec{i}(k) - \vec{i}(k-1)}{T_s} \quad (\text{II.12})$$

En remplaçant (II.12) dans (II.10) pour obtenir une expression qui permet de prédire le courant de la source à l'instant  $(k + 1)$ , pour chacune des sept valeurs de tension  $v(k)$  produits par le convertisseur. Cette expression est donnée par :

$$\vec{i}(k + 1) = \frac{T_s}{RT_s + L} \left[ \frac{L}{T_s} \vec{i}(k) + \vec{e}(k + 1) - \vec{v}(k + 1) \right] \quad (\text{II.13})$$

$$\text{Avec } \vec{v}(k + 1) = \frac{2}{3} v_{dc} (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}})$$

En supposant que la tension de la source ne change pas considérablement sur une période de commutation, donc, on peut écrire:

$$\vec{e}(k + 1) = \vec{e}(k) \quad (\text{II.14})$$

### II.4.1.2 Fonction de coût

La fonction de coût représente directement l'objectif de contrôle du système, qui est généralement de suivre les courants, les tensions, la puissance, le couple, le flux ou une autre référence. Cependant, des aspects supplémentaires tels que les pertes de commutation, les tensions de mode commun, la fréquence de commutation et autres peuvent être inclus.

Pour le contrôle du courant du convertisseur à deux niveaux, on doit établir la plus petite erreur du courant avec une dynamique rapide. Une fonction de minimisation appropriée est une mesure de l'erreur de courant prédit. La fonction de minimisation suivante considère l'erreur absolue entre le courant de référence et le courant prédit, exprimé dans les coordonnées orthogonales :

$$g = |\vec{i}_\alpha^* - \vec{i}_\alpha(k + 1)| + |\vec{i}_\beta^* - \vec{i}_\beta(k + 1)| \quad (\text{II.15})$$

### II.4.1.3 Principe de fonctionnement

Afin d'expliquer comment la commande prédictive fonctionne, un exemple détaillé est montré à la figure II.15 concernant les courants  $i$  et leurs références sur une période d'échantillonnage. La valeur de courant prédit  $i_k(k+1)$  est estimée à partir du courant mesuré  $i(k)$  et des huit vecteurs de tension possibles, ainsi, il apparaît huit vecteurs à l'instant  $k+1$  comme montré à la figure II.15, on peut observer que le vecteur tension  $V_6$  mène le vecteur de courant prédit  $i_6(k+1)$  à croiser le vecteur de référence  $i^*$ . Par conséquent, le vecteur de tension  $V_6$  sera le vecteur élu.

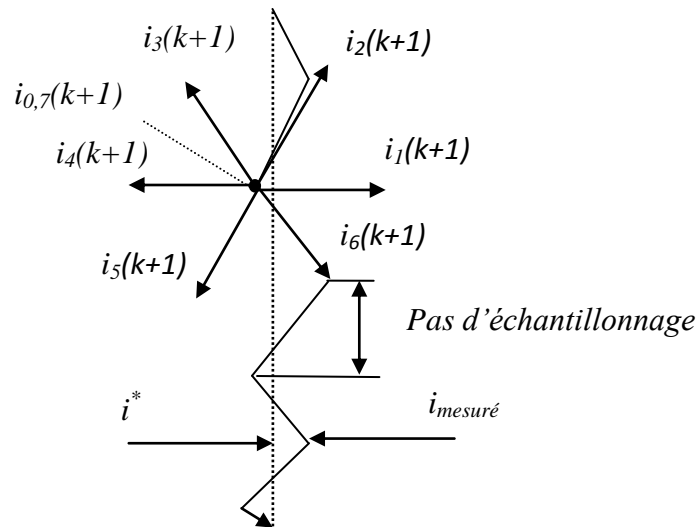


Figure II.15 : principe de fonctionnement de contrôle prédictif [1]

Comme représenté sur la figure II.16, le courant  $i^p(V_0, \gamma)$  reste constant si le vecteur tension  $V_0$  ou  $V_7$  est appliqué à l'instant  $k$ . On peut voir aussi que les vecteurs  $V_2$  et  $V_6$  sont ceux qui réduisent au minimum l'erreur dans le courant  $i_\alpha$ . Alors que les vecteurs  $V_2$  et  $V_3$  sont ceux qui réduisent au minimum l'erreur dans le courant  $i_\beta$ , par conséquent, le vecteur tension  $V_2$  celui qui réduit au minimum la fonction de coût  $g$ . De ces figures on voit que la fonction de coût est considérée comme une mesure d'erreur ou de distance entre la référence et les vecteurs prédits.



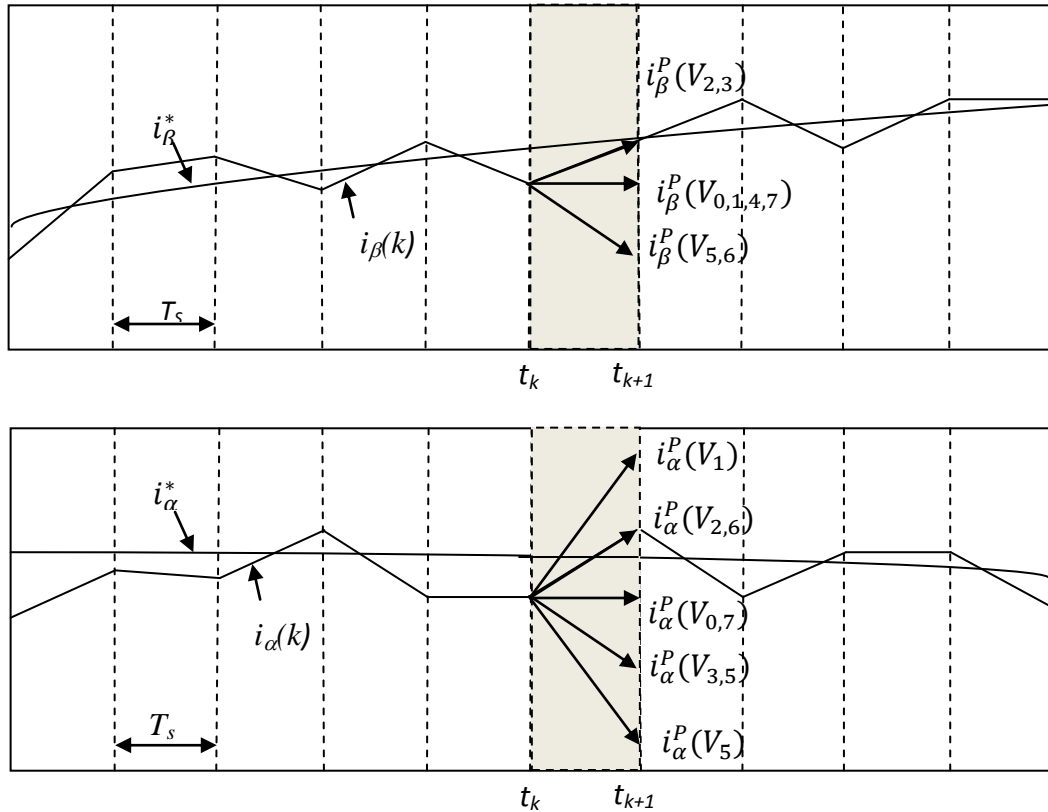


Figure. II.16. Prédiction des composantes de courant  $i_\alpha$  et  $i_\beta$  [1]

D'un point de vue numérique, le choix du vecteur optimum de tension est effectué comme présenté sur la figure II.17. Chaque vecteur de tension génère un vecteur courant prédit qui donne une valeur à la fonction de coût, comme montrée à la table II.2. On peut observer que, pour cet exemple, le vecteur  $V_2$  produit la valeur la plus basse de la fonction de coût. Ainsi, le vecteur tension  $V_2$  est élu et appliqué pour le convertisseur.

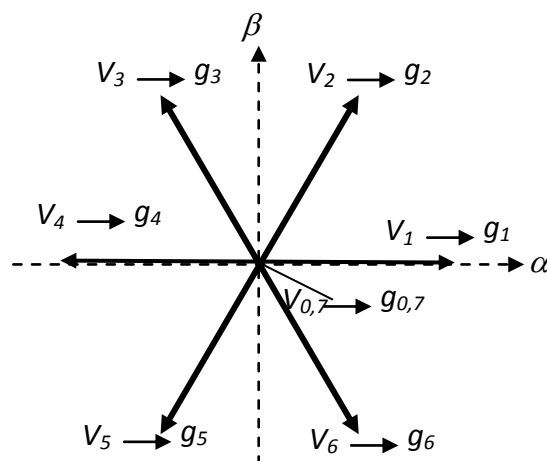


Figure II.17 : principe de fonctionnement de contrôle prédictif [1].

Tableau II.2 choix de fonction du coût optimal

Vecteur tension	Fonction de coût
$V_1$	$g_1=0.82$
$V_2$	$g_2=0.30$
$V_3$	$g_3=0.49$
$V_4$	$g_4=1.06$
$V_5$	$g_5=1.40$
$V_6$	$g_6=1.22$
$V_{0,7}$	$g_{0,7}=0.55$

II.4.1.4 Implémentation de contrôle prédictif

L'organigramme de la figure II.18 montre les différentes étapes pour réaliser le contrôle prédictif.

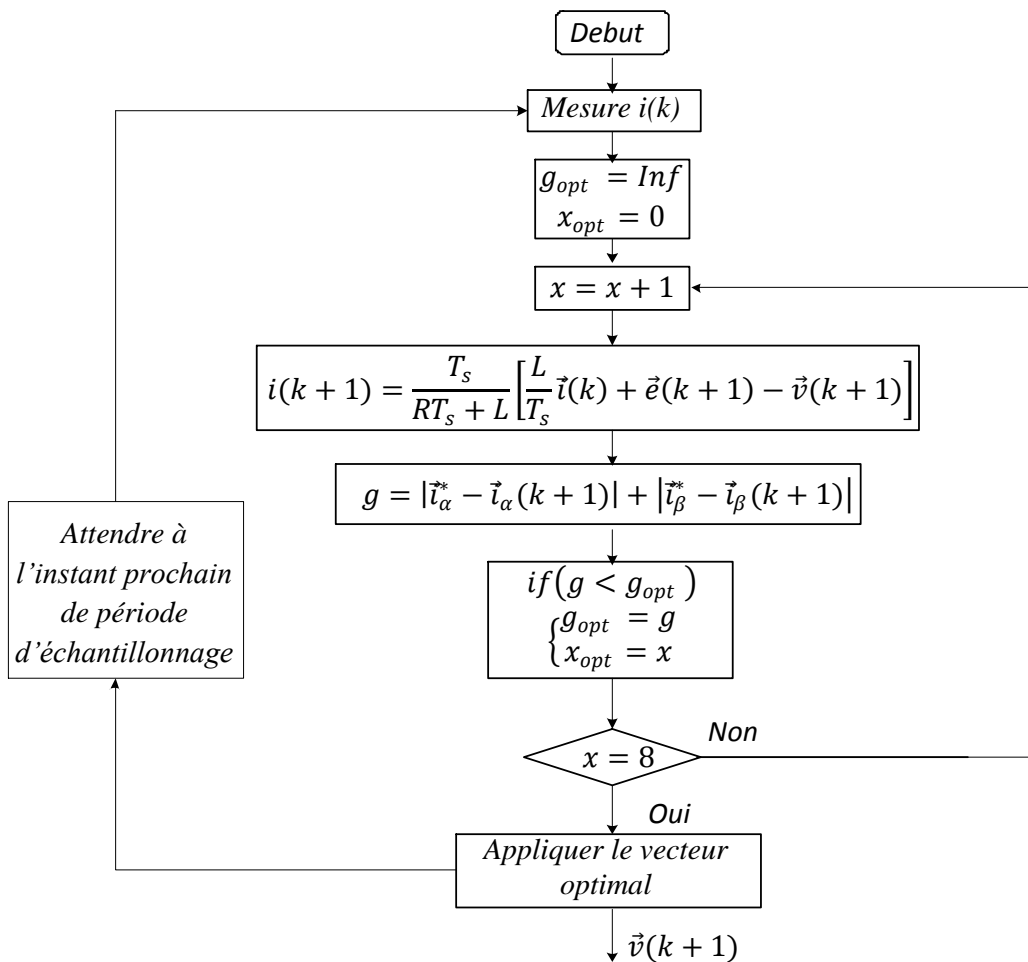


Figure II.18 : Schéma de l'algorithme de contrôle du courant prédictif [1]

Ici, la boucle externe est exécutée chaque pas d'échantillonnage, et la boucle intérieure est exécutée pour chaque état possible, à la fin de période d'échantillonnage en obtenant l'état optimal de commutation qui sera appliquée pendant le période suivant. La prédiction et le choix de cette état optimal de commutation est dû au calcul de la fonction de coût, qui est exécutée sept fois.

**II.4.2 Contrôle direct de puissance prédictive**

Le schéma fonctionnel de la stratégie de contrôle est montré à la figure II.19. Le modèle discret de la ligne, est utilisé pour calculer les courants dans la  $(k+1)^{eme}$  période d'échantillonnage. Ces prédictions sont utilisées avec la tension de la source pour calculer les puissances active et réactive,  $p(k + 1)$  et  $q(k + 1)$ . Une fonction de minimisation calcule l'erreur absolue des puissances active et réactive en fonction de huit vecteur de tension du redresseur, le vecteur qui donne une minimum à la fonction  $g$  doit être appliqué à la prochaine période de commutation.

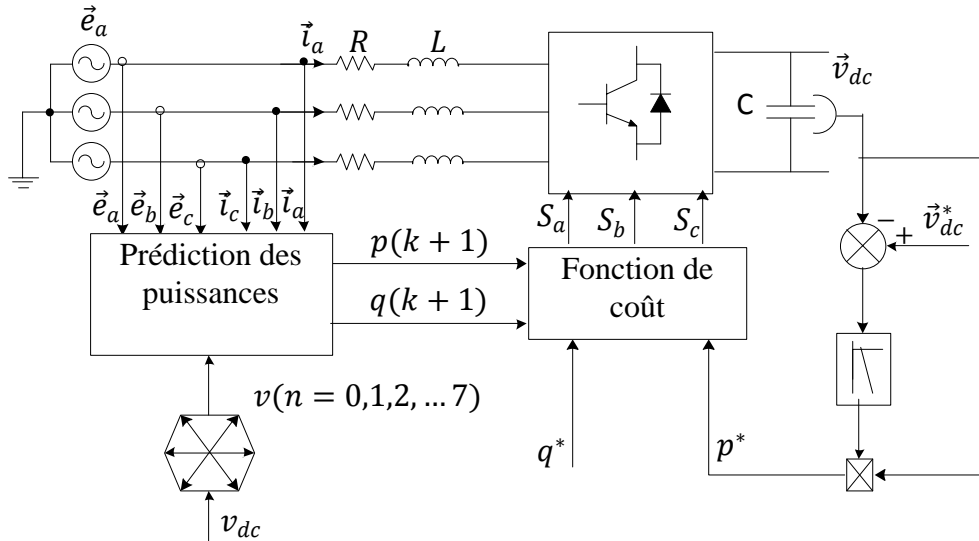


Figure II.19. Structure de contrôle direct de puissance prédictive d'un redresseur MLI

**II.4.2.1 Modèle discret des puissances active et réactive :**

En considérant le vecteur de tension et le courant d'entrée sont dans les coordonnées orthogonal, la prédiction des puissances active et réactive sont données par l'équation suivante :

$$\begin{cases} p(k + 1) = Re\{\vec{e}(k + 1)\vec{i}(k + 1)\} \\ q(k + 1) = Im\{\vec{e}(k + 1)\vec{i}(k + 1)\} \end{cases} \quad (II.16)$$

Avec  $\vec{i}(k + 1)$  est calculé par l'équation (II.13)

$$\vec{e}(k + 1) \approx \vec{e}(k)$$

### II.4.2.2 Fonction de coût

En évaluant les effets de chaque vecteur de tension sur les puissances active et réactive selon une fonction de coût, et on choisit le vecteur de tension qui produit le moins d'erreur de puissances active et réactive. Par conséquent, la fonction de coût peut être définie comme [32]

$$g = (|p - p(k + 1)| + |q^* - q(k + 1)|) \quad (\text{II.17})$$

$$v \in \{V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7\}$$

### II.4.2.3. Simulation

L'étude en simulation de la commande directe de puissance prédictive du redresseur à MLI triphasé basée sur la sélection du vecteur de commande optimal, est exécutée sur l'outil de simulation Matlab/Simulink<sup>TM</sup>. Les paramètres électriques sont indiqués au Tableau A.1. (Annexe).

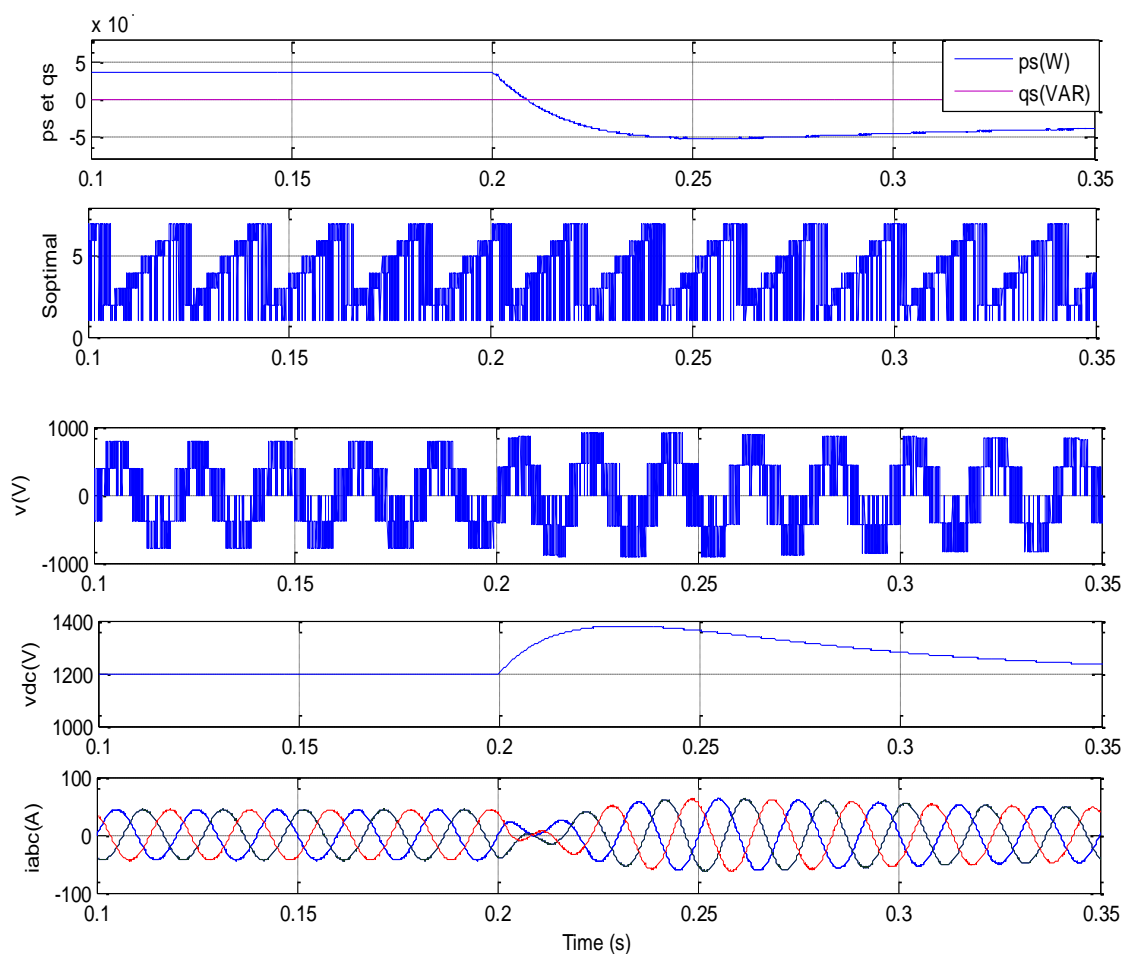


Figure II.20. Résultats de simulation de la commande MP DPC ; Puissance active et réactive, vecteur de tension optimal, tension du bus continu et courants triphasés de la source vis-à-vis de changement de mode de fonctionnement à l'instant  $t=0.2s$ .

La figure III.20. Représente un changement de mode de fonctionnement de redressement en régénération. Un changement dans la direction du courant de charge continue est effectuée au temps  $t=0,2s$ , à cette instant la tension continue subit à une augmentation momentanée. Cette augmentation est compensée par le contrôleur PI de tension qui entraîne une modification du signe du composant active du courant de référence (puissance active de référence). Le courant triphasé d'entrée se décale de  $180^\circ$  et le facteur de puissance reste unitaire  $q=0$ . La puissance active change sa direction (positive) mode redressement en mode régénération (négative) avec un temps de repense dépend des paramètres du régulateur PI de tension continu.

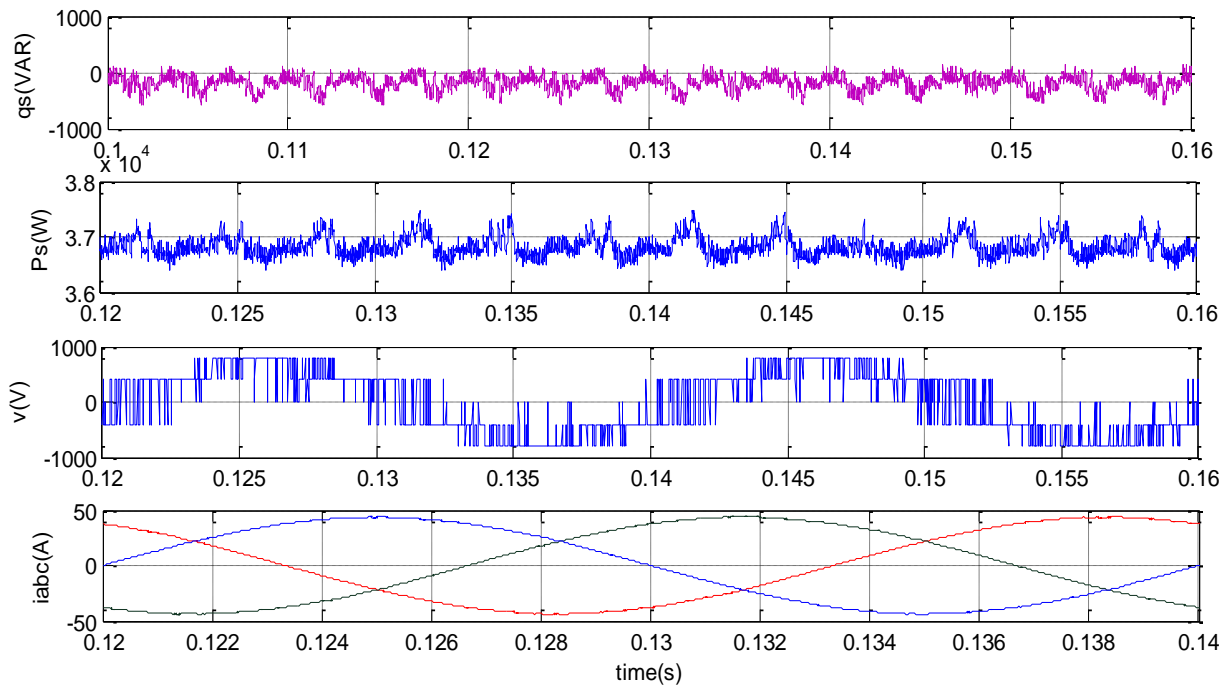


Figure II.21. Résultats de simulation du MP DPC ; Puissance active, puissance réactive, la tension d'entrée du convertisseur et le courant triphasé en régime permanent.

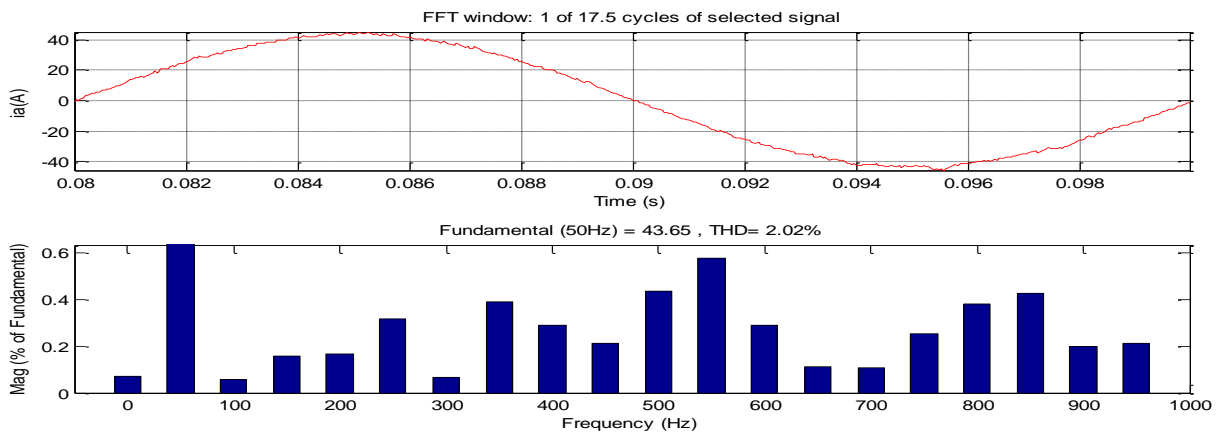


Figure II.22 Courant de ligne et spectre harmonique avec  $T_s = 25\mu s$ .

Le taux de distorsion harmonique THD du courant dépend essentiellement du temps d'échantillonnage  $T_s$ .

## **II.5 Conclusion**

Comme nous le savons tous, les techniques prédictives sont utilisées pour surmonter les points faibles des techniques conventionnelles. On a présenté la technique MP-DPC proposée par José Rodriguez en 2005 [1] [39], Cette nouvelle stratégie de contrôle ayant les avantages d'une réponse dynamique rapide et une meilleure performance, à cet effet ; cette méthode semble très prometteuse dans le système de contrôle d'électronique de puissance et sera plus populaire dans les années à venir. Il a aussi des inconvénients tel que : La valeur minimale du temps entre deux commutations successives est égale à la période d'échantillonnage. Ainsi pour aboutir à une bonne précision dans la commande il est nécessaire d'imposer une fréquence d'échantillonnage relativement importante. De plus sa fréquence de commutation est variable et ses performances dépendent fortement aux paramètres de système.

**II.6 Références**

- [1] J. Rodriguez and P. Cortes, “Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives”, Wiley-IEEE Press, 2012.
- [2] R.N. Fard, “Finite Control Set Model Predictive Control in Power Converters”, Master thesis, Norwegian University, 2013.
- [3] D. G. Holmes and T. A. Lipo, “Pulse Width Modulation For Power Converters: Principles and Practice. IEEE Press, 2003.
- [4] B. Wu, “High-Power Converters and AC Drives”, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2006.
- [5] G. Abad, L. Marroyo, G. Iwanski, “Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation”. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [6] A. Yazdani and R. Iravani, “Voltage Sourced Converters in Power Systems”, Wiley- IEEE Press, 2010.
- [7] M. Malinowski, “Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers”, PhD Thesis, Faculty of Electrical Engineering, Institute of Control and Industrial Electronics, Warsaw university of Technology, 2001.
- [8] A. Boulahia, “ Etude des Convertisseurs Statiques Destines a la Qualité de L'énergie Electrique”, Memoire de Magister en Electrotechnique, Université de Constantine, Algerie. 2009
- [9] J. L. Duarte, A. Van Zwam, C. Wijnands, and A. Vandenput, “Reference Frames Fit for Controlling PWM Rectifiers”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, pp. 628-630, 1999.
- [10] S. Buso, L. Malesani, and P. Mattavelli, “Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, pp. 722-729, 1998.
- [11] L. Malesani and P. Tomasin, “PWM Current Control Techniques of Voltage Source Converters-A Survey”, in Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON '93, International Conference on, pp. 670-675, 1993
- [12] M. Tomasini, J. Clare, P. Wheeler, R. Trainor, and R. S. Whitehouse, “A Hybrid Voltage Source Converter Arrangement for HVDC Power Transmission and Reactive Power Compensation,” IET International Conference on Power Electronics Machines and Drives (PEMD), pp. 1–6, April 2010.
- [13] R. Pollanen, “Converter-Flux-Based Current Control of Voltage Source Pwm Rectifier’s Analysis and Implementation”, Phd Thesis, Lappeenranta university of technology, Finland, 2003.
- [14] B. K. Bose, “Power Electronics and Variable Frequency Drives: Technology and Applications”, IEEE Press, 1997.
- [15] A. Tripathi and P. C. Sen, “Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 39, pp. 63-73, 1992.
- [16] L. A. Serpa, S. D. Round, and J. W. Kolar, “A Virtual-Flux Decoupling Hysteresis Current Controller for Mains Connected Inverter Systems”, in Power Electronics Specialists Conference, PESC '06. 37th IEEE, pp. 1-7, 2006.

- [17] L. Malesani and P. Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled Voltage-Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, pp. 88-92, 1990.
- [18] H. Rashid, "Power Electronics: Circuits, Devices, and Applications: Pearson/Prentice Hall, 2004.
- [19] R. Gabriel, W. Leonhard, and C. J. Nordby, "Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-16, pp. 186-192, 1980.
- [20] I. Takahashi and T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy Of An Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, pp. 820-827, 1986.
- [21] I. Takahashi and Y. Ohmori, "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor," IEEE Transactions on Industry Applications", vol. 25, pp. 257-264, 1989.
- [22] T. Ohnishi, "Three Phase PWM Converter/Inverter by Means of Instantaneous Active and Reactive Power Control", in Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Proceedings. IECON '91, International Conference on, pp. 819-824 vol.1, 1991.
- [23] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 34, pp. 473-479, 1998.
- [24] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications To Power Conditioning", Wiley, 2007.
- [25] J. Alonso-Marti, x, nez, J. Carrasco, and S. Arnaltes, "Table-Based Direct Power Control: A Critical Review for Microgrid Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, pp. 2949-2961, 2010.
- [26] A. Bouafia, J. P. Gaubert, and F. Krim, "Analysis And Design of New Switching Table for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier", in Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008. 13th, 2008, pp. 703-709, 2008.
- [27] T. Yi, W. Jiuhe, L. Tao, and W. Lei, "Research on Direct Power Control Technology of Three-Phase Boost Type PWM Rectifiers Based on Twelve Voltage Space Vectors", in Computer Design and Applications (ICCD), 2010 International Conference on, pp. V3-133-V3-136, 2010.
- [28] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51, pp. 447-454, 2004.
- [29] M. P. Kazmierkowski, M. Jasinski, and G. Wrona, "DSP-Based Control of Grid-Connected Power Converters Operating under Grid Distortions", IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 7, pp. 204-211, 2011.
- [30] Y. Zhang and C. Qu, "Direct Power Control of a Pulse Width Modulation Rectifier Using Space Vector Modulation Under Unbalanced Grid Voltages", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, pp. 5892-5901, 2015.
- [31] S. Vazquez, A. Marquez, R. Aguilera, D. Quevedo, J. I. Leon, and L. G. Franquelo, "Predictive Optimal Switching Sequence Direct Power Control for Grid-Connected Power Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, pp. 2010-2020, 2015.
- [32] P. Antoniewicz, "Predictive Control of Three Phase AC/DC Converters", Phd Thesis, Warsaw, 2009.



- [33] Y. Sheng-Ming and L. Chen-Haur, "A deadbeat Current Controller for Field Oriented Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 17, pp. 772-778, 2002.
- [34] P. Eichenberger and M. Junger, "Predictive Vector Control Of The Stator Voltages For An Induction Machine Drive With Current Source Inverter", in Power Electronics Specialists Conference, PESC '97 Record, 28th Annual IEEE, pp. 1295-1301 vol.2, 1997.
- [35] S. A. Larrinaga, "Predictive Control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI Based On Direct Power Control For Mv Grid Connected Power Applications", Phd Thesis , University of Arrasate – Mondragon (Spain) 2007.
- [36] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, et al., "Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, pp. 495-503, 2007.
- [37] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Cortes, and R. Vargas, "Predictive Control of a Three-Phase Neutral Point Clamped Inverter", in Power Electronics Specialists Conference, PESC '05. IEEE 36th, pp. 1364-1369, 2005.
- [38] J. Hu , "Advanced Control In Smart Microgrids ", Thesis Submitted to the University of Technology, Sydney for the Degree of Doctor of Philosophy, June 2013.
- [39] J. Rodriguez, J. Pontt, P. Correa, P. Lezana, et P. Cortes, "Predictive Power Control of an AC/DC/AC Converter ", in Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, vol. 2, p. 934–939, 2005.
- [40] J. Hu and Z. Zhu, "Improved Voltage-Vector Sequences On Dead-Beat Predictive Direct Power Control of Reversible Three-Phase Grid-Connected Voltage-Source Converters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 28, no. 1, pp. 254 –267, Jan. 2013.
- [42] A. Bouafia, "Techniques de Commande Prédicative et Floue pour les Systèmes Electroniques de puissance: Application aux redresseurs MLI", École Nationale Supérieure D'ingénieurs (Poitiers), 2010.

## **CHAPITRE III**

# ***STRATÉGIES DE CONTRÔLE D'UN REDRESSEUR NPC À TROIS NIVEAUX***

### III.1 Introduction

Les convertisseurs multi niveaux ont été considérés comme un bon choix pour applications en moyenne et haute tension. Avant l'apparition des convertisseurs multi niveaux la solution traditionnelle était de connecter des semi-conducteurs en série pour partager les hautes tensions, cela nécessite une commutation rapide pour éviter un partage de tension inégale entre interrupteurs, ce qui pourrait entraîner leur destruction. Les convertisseurs multi niveaux ont une tension de sortie plus lisse que les convertisseurs traditionnels à deux niveaux, donc moins riches en harmoniques. Sachant que les éoliennes peuvent atteindre en puissance plusieurs mégawatts, les convertisseurs multiniveaux peuvent être bien adaptés à de telles applications. Les convertisseurs multi niveaux les plus populaires qui seront abordés dans ce chapitre sont les convertisseurs à point neutre clampé (NPC – Neutral Point Clamped) à trois niveaux. Un des défis avec du convertisseur NPC à trois niveaux est la complexité accrue dans le contrôle de celui-ci. Plusieurs recherches ont été réalisées sur cette topologie de convertisseur et un grand nombre de méthodes de contrôle ont été présentés dans la littérature. Parmi les inconvénients soulevés, la fluctuation du niveau de la tension entre les deux condensateurs reste problématique, et la plupart des recherches d'aujourd'hui sont consacrés à l'amélioration de l'équilibre du bus DC.

Dans ce chapitre, on présente d'abord un bref résumé des principales topologies des convertisseurs multi niveaux suivi d'une étude détaillée à la structure NPC à trois niveaux. Cette étude comprend, la modélisation du convertisseur et la présentation et l'analyse des stratégies de contrôle direct de puissance classique et de contrôle direct de puissance prédictive. En fin de chapitre nous présentons des résultats obtenus par simulation et leurs interprétations.

### III.2 Topologies des convertisseurs multi niveaux

On distingue trois topologies fondamentales:

- Convertisseur NPC à diodes clampées;
- Convertisseur à condensateurs flottants;
- Convertisseur en cascade de ponts monophasés.

#### III.2.1. Convertisseur de tension à diodes clampées

Cette structure d'onduleur multi niveaux a été introduite par A. Nabae et H.Akagi en 1981 [1]. La figure III.1 montre une phase d'un onduleur de tension à diodes clampées, l'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur. Cette topologie est basée sur la modification du convertisseur à deux niveaux en ajoutant deux semi-conducteurs de puissance supplémentaires par phase et de deux

diodes de bouclage. En utilisant cette configuration, chaque semi-conducteur de puissance bloque une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue. En outre, NPC permet de générer un niveau de tension nulle, obtenant un total de trois niveaux de tension différents.

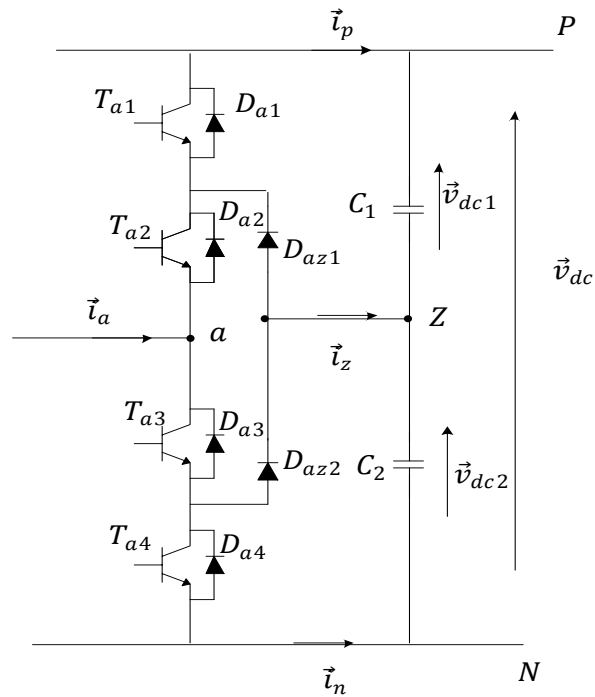


Figure III.1: Topologie du convertisseur NPC à diodes de clamp à trois niveaux.

### III.2.2. Convertisseur de tension à condensateur flottant

Dans la topologie multi niveaux proposée par T. Meynard et H. Foch 1992 [2]. La structure de ce convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs à leur place. D'où l'appellation « Onduleur à Condensateurs Flottants ». Cette topologie élimine quelques inconvénients de la NPC comme l'équilibre des tensions supportées par les interrupteurs et d'autre part le nombre excessif des diodes. Dans la topologie suivante, figure (III.2), on représente l'onduleur à condensateur flottant à trois niveaux.

Cette topologie a quelques inconvénients

- Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.
- Peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur NPC.
- La présence d'un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

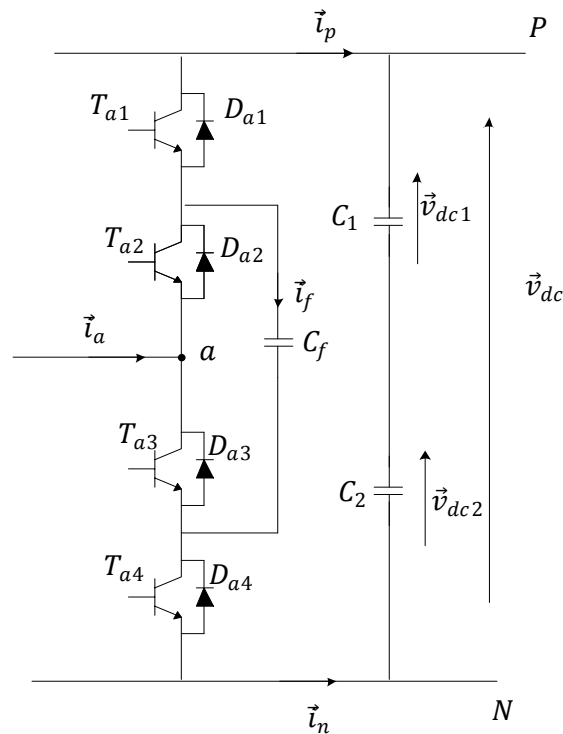


Figure III.2: Topologies du convertisseur NPC à condensateur flottant à trois niveaux.

### III.2. 3. Convertisseur de tension en cascade

Une des premières applications de ces topologies des convertisseurs monophasés en pont était pour la stabilisation de plasma en 1988 [3]. Cette structure consiste à connecter de plusieurs onduleurs monophasés en série. Les onduleurs multi-niveaux en cascade ont introduit l'idée d'utiliser des sources DC séparées pour produire une onde de tension alternative. Chaque onduleur monophasé est connecté à sa propre source en courant continu. Les sorties de chaque onduleur monophasé, est une onde de tension alternative, Figure (III.3).

L'avantage principal de cette approche est que la topologie de ce type d'onduleur facilite la maintenance en plus le nombre de niveaux possibles de tension de sortie est plus du double du nombre de sources à courant continu ( $N = 2s + 1$ ).

Pour un système à trois phases, il faudra plus de commutateurs que dans un onduleur traditionnel et la nécessité d'équilibrer les sources DC entre les différents niveaux sont considérés comme des inconvénients.

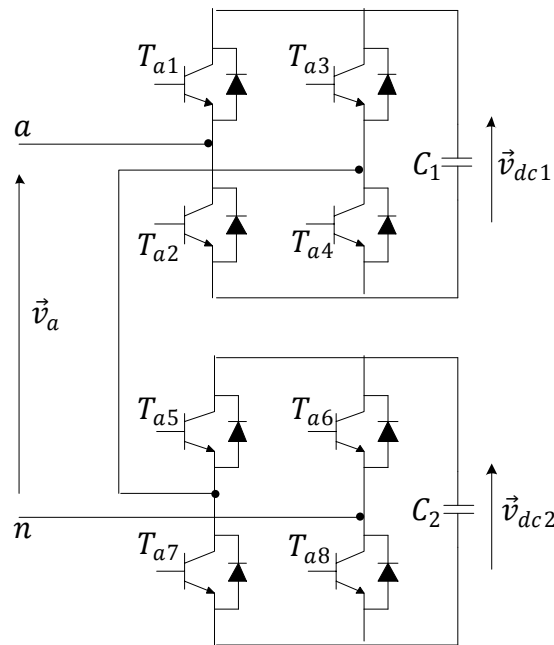


Figure III.3: Structure d'un convertisseur à trois niveaux en cascade

### III.3. Etude du convertisseur à trois niveaux de type NPC

La Figure III.4 montre le schéma simplifié du convertisseur NPC à trois niveaux. La branche A du convertisseur est composée de quatre commutateurs commandés  $T_{a1}$ ,  $T_{a2}$ ,  $T_{a3}$  et  $T_{a4}$  avec quatre diodes antiparallèles  $D_{a1}$ ,  $D_{a2}$ ,  $D_{a3}$  et  $D_{a4}$ . Ceux-ci assurent la réversibilité des courants de la charge. Les commutateurs commandés sont généralement des semi-conducteurs à IGBT. Dans le côté continu du convertisseur, le condensateur de bus continu est divisé en deux, formant le point milieu  $Z$  connectées aux diodes de clamp,  $D_{az1}$  et  $D_{az2}$ . Lorsque les commutateurs  $T_{a2}$  et  $T_{a3}$  sont passants, la phase A du convertisseur est relié au point milieu par l'intermédiaire l'une des diodes de clamp. La tension aux bornes de chaque condensateur est, normalement égale à la moitié de la tension totale  $v_{dc}$ . Les condensateurs peuvent être chargés ou déchargés par le courant neutre  $i_z$ , provoquant un déséquilibre dans la tension de point milieu. Ce qui subisse les commutateurs et les diodes de clamp de fortes contraintes de tension si la tension des condensateurs de la liaison continu est déséquilibrée.

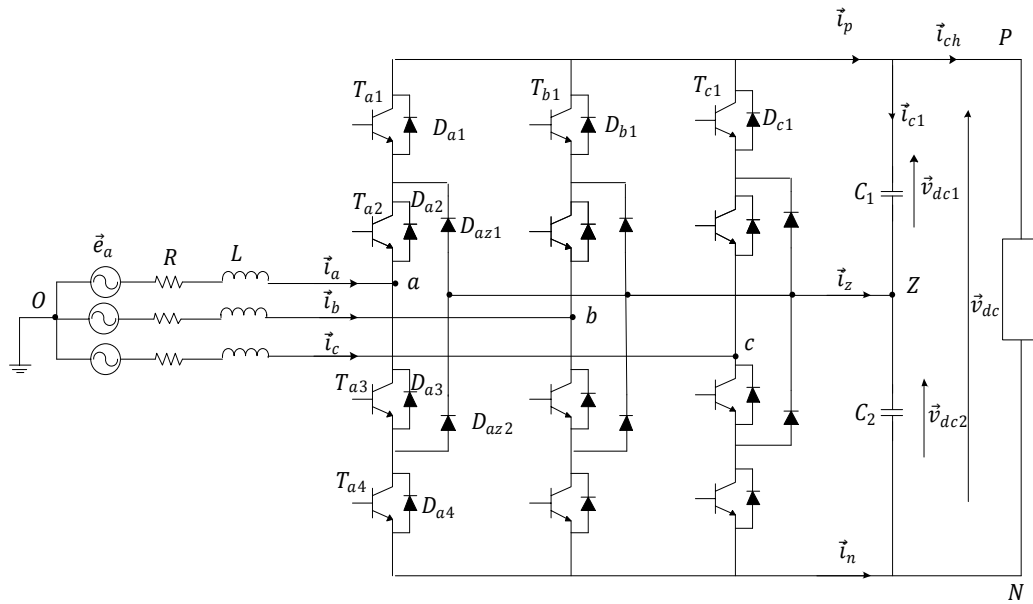


Figure III.4 : Schéma d'un convertisseur NPC à 3 niveaux

### III.3.1 Principe de fonctionnement [4] [5] [6]

Vu que les branches d'un convertisseur sont identiques, nous considérons seulement une seule branche pour expliquer son fonctionnement.

- En général son fonctionnement est basé sur la division de tension du bus continu sur trois niveaux grâce à la présence de deux condensateurs montés en série à la sortie ;
- Seulement deux commutateurs dans chaque branche conduisent à tout moment ;
- Les paires des interrupteurs ( $T_{a1}, T_{a3}$ ) et ( $T_{a2}, T_{a4}$ ) successivement, fonctionnent de manière complémentaire. Donc, Pour les trois phases du convertisseur, on a:  $T_{x1} + T_{x3} = '1'$  et  $T_{x2} + T_{x4} = '1'$  avec  $x \in \{a, b, c\}$ .

**Séquence positive** si les deux premiers commutateurs,  $T_{a1}$  et  $T_{a2}$ , conduisent donc la borne A est connectée au point  $P$  du bus continu. Alors que  $T_{a3}, T_{a4}$  sont bloqués. Selon la direction d'écoulement de puissance, le courant circule à travers les transistors ou à travers les diodes. Comme le montre la figure III.5

La tension d'entrée du convertisseur est:  $v_{az} = + \frac{v_{dc}}{2}$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs  $T_{a3}, T_{a4}$  vaut:  $v_{T_{a3}} = v_{T_{a4}} = \frac{v_{dc}}{2}$

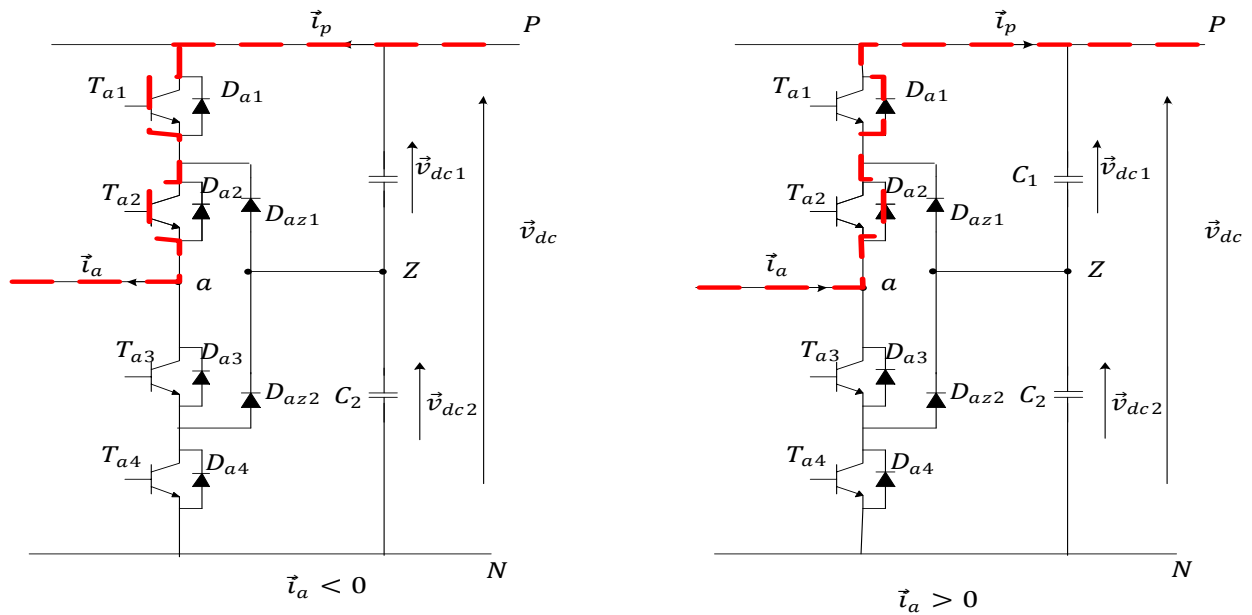


Figure III.5 Séquences positive de fonctionnement d'une branche de convertisseur NPC trois niveaux

**Séquence négative** : Les interrupteurs  $T_{a1}$ ,  $T_{a2}$  sont bloqués et  $T_{a3}$ ,  $T_{a4}$  sont passants, comme le montre la figure III.6. La tension d'entrée est:  $v_{az} = -\frac{v_{dc}}{2}$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs  $T_{a1}$ ,  $T_{a2}$  vaut:  $v_{T_{a1}} = v_{T_{a2}} = +\frac{v_{dc}}{2}$ .

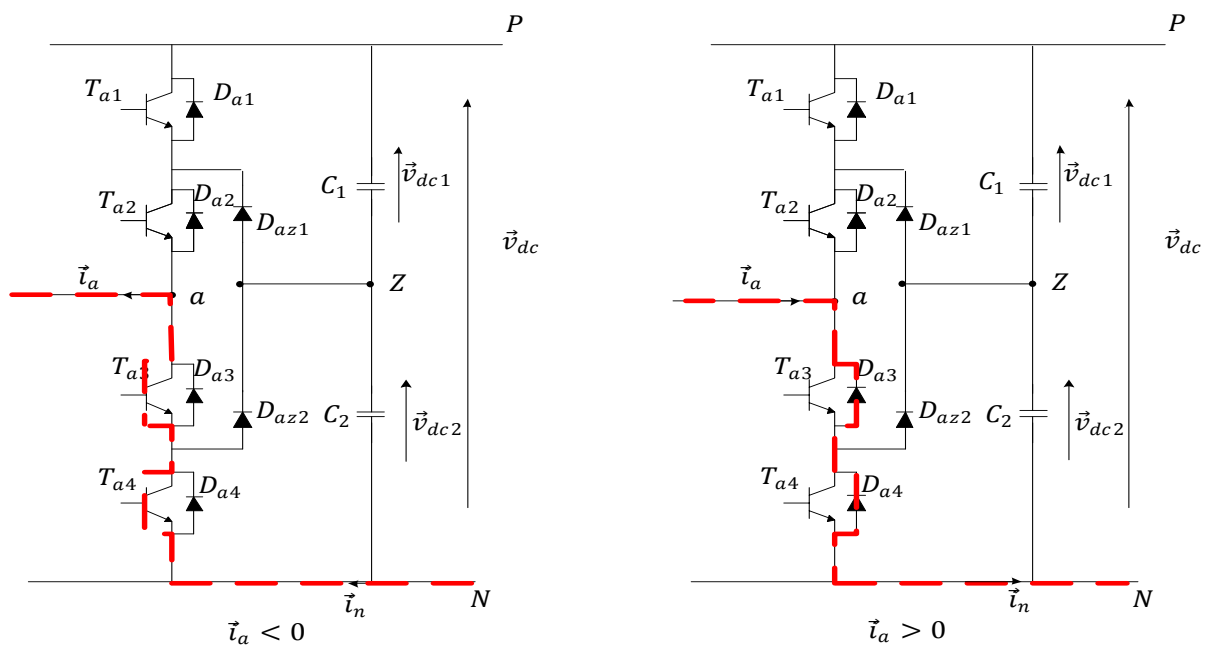


Figure III.6 Séquences négatif de fonctionnement d'une branche de convertisseur NPC trois niveaux



**Séquence nulle:** La Figure III.7 indique que la borne A est connectée au point Z par les commutateurs intermédiaires  $T_{a2}$  et  $T_{a3}$  et les diodes de clampage  $D_{a1}$  et  $D_{a2}$ . Avec  $T_{a1}$ ,  $T_{a4}$  sont bloqués, la tension d'entrée,  $v_{az} = 0$ .

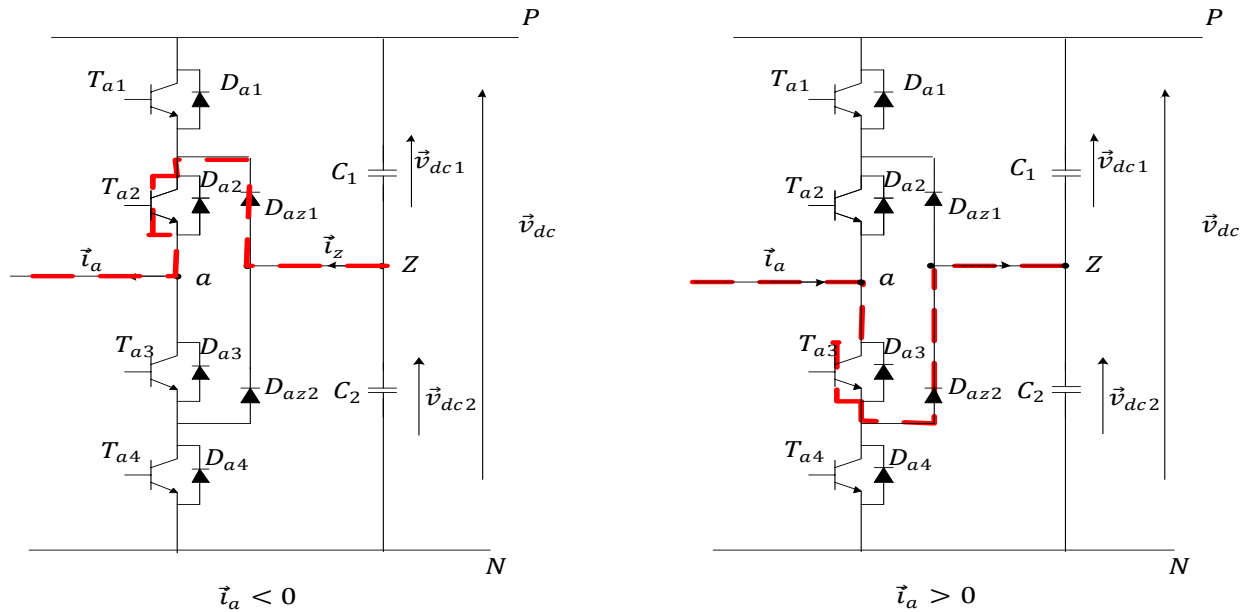


Figure III.7 Séquence nulle de fonctionnement d'une branche de convertisseur NPC à trois niveaux

Les tensions d'entrée du convertisseur NPC à trois niveaux sont résumées comme suit:

$$v_{xz} = \begin{cases} \frac{v_{dc}}{2} & \text{si } T_{x1}, T_{x2} \text{ sont passants } (T_{x1} \cdot T_{x2} = 1) \\ 0 & \text{si } T_{x2}, T_{x3} \text{ sont passants } (T_{x2} \cdot T_{x3} = 1) \\ -\frac{v_{dc}}{2} & \text{si } T_{x3}, T_{x4} \text{ sont passants } (T_{x3} \cdot T_{x4} = 1) \end{cases} \quad \forall x \in \{a, b, c\} \quad (III.1)$$

Les tensions d'entrée et les états de commutation possibles sont résumés au tableau III.I.

Tableau III -1 États possibles du convertisseur NPC à 3 niveaux

$S_x$	$T_{x1}$	$T_{x2}$	$T_{x3}$	$T_{x4}$	$v_{az}$
1	1	1	0	0	$v_{dc}/2$
0	0	1	1	0	0
-1	0	0	1	1	$-v_{dc}/2$

Les séquences de fonctionnement, la forme d'onde de la tension d'entrée et les états des interrupteurs sont représentés sur la figure III.8. Le temps de conduction de chaque interrupteur réduit par rapport à celui des interrupteurs d'un convertisseur classique à deux niveaux, chaque interrupteur bloque une tension de  $\frac{v_{dc}}{2}$  au lieu de  $v_{dc}$  pour le convertisseur classique de deux niveaux. À chaque changement de niveau de tension, on a deux interrupteurs qui commutent.

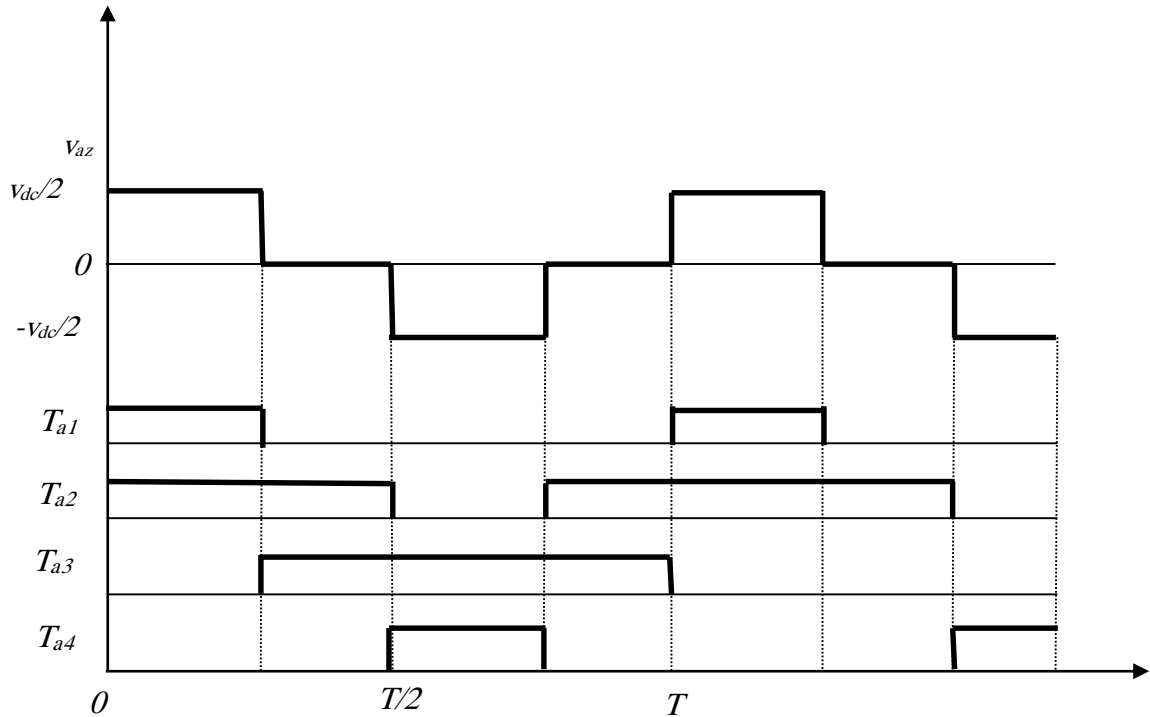


Figure III.8: Formes d'ondes d'une branche de convertisseur NPC à trois niveaux.

**III.3.2. Modélisation du convertisseur [4] [7] [8].**

Le convertisseur triphasé NPC à trois niveaux est schématisé par la figure III.9 dont les quatre interrupteurs de chaque phase sont remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif (1), zéro (0) et négatif (-1).

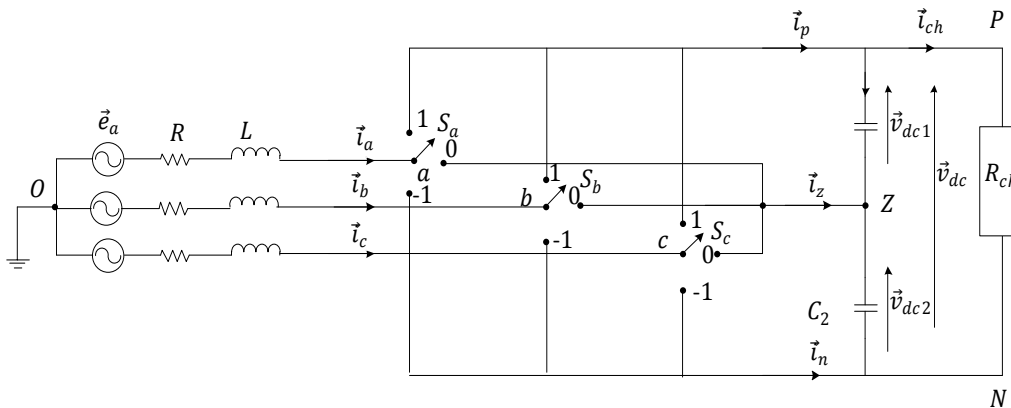


Figure III.9: Convertisseur idéal NPC à trois niveaux.

Les états du commutateur sont définis comme suit :

$$S_x \begin{cases} 1 = T_{x1}, T_{x2}: \text{fermés } T_{x3}, T_{x4}: \text{ouverts} \\ 0 = T_{x2}, T_{x3}: \text{fermés } T_{x1}, T_{x4}: \text{ouverts} \\ -1 = T_{x3}, T_{x4}: \text{fermés } T_{x1}, T_{x2}: \text{ouverts} \end{cases} \quad (III.2)$$

Avec  $x=a,b,c$

Un autre ensemble de variables de commutateur permet de simplifier la modélisation du convertisseur, défini comme suit :

$$\begin{cases} S_{xp} = \frac{S_x(S_x+1)}{2} \\ S_{xn} = \frac{S_x(1-S_x)}{2} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Les équations du coté alternatif triphasé sont :

$$\begin{cases} \vec{e}_a = L \frac{d\vec{i}_a}{dt} + R\vec{i}_a + S_{ap}\vec{v}_{dc} - S_{an}\vec{v}_{dc} + \vec{v}_{oz} \\ \vec{e}_b = L \frac{d\vec{i}_b}{dt} + R\vec{i}_b + S_{bp}\vec{v}_{dc} - S_{bn}\vec{v}_{dc} + \vec{v}_{oz} \\ \vec{e}_c = L \frac{d\vec{i}_c}{dt} + R\vec{i}_c + S_{cp}\vec{v}_{dc} - S_{cn}\vec{v}_{dc} + \vec{v}_{oz} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Où  $v_{oz}$  représente la tension entre le point milieu et le neutre de la source triphasée

Considérant le système triphasé équilibré, on a :

$$\begin{cases} \vec{i}_a + \vec{i}_b + \vec{i}_c = 0 \\ \vec{e}_a + \vec{e}_b + \vec{e}_c = 0 \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

A partir des équations (III.4) et (III.5) on peut obtenir

$$v_{oz} = -\frac{1}{3}(S_{an} + S_{bn} + S_{cn})\vec{v}_{dc1} + \frac{1}{3}(S_{ap} + S_{bp} + S_{cp})\vec{v}_{dc2} \quad (\text{III.6})$$

Les équations du courant cotées continu sont

$$\begin{cases} C_1 \frac{d\vec{v}_{dc1}}{dt} = S_{ap}\vec{i}_a + S_{bp}\vec{i}_b + S_{cp}\vec{i}_c - \vec{i}_{ch} \\ C_1 \frac{d\vec{v}_{dc2}}{dt} = -S_{an}\vec{i}_a - S_{bn}\vec{i}_b - S_{cn}\vec{i}_c + \vec{i}_{ch} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

La combinaison des équations (III.4), (III.6) et (III.7) représentent le modèle du convertisseur NPC trois niveaux.

$$\begin{cases} L \frac{d\vec{i}_a}{dt} = \vec{e}_a - R\vec{i}_a - \vec{v}_{dc1} \left( S_{ap} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) - \vec{v}_{dc2} \left( S_{ap} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) \\ L \frac{d\vec{i}_b}{dt} = \vec{e}_b - R\vec{i}_b - \vec{v}_{dc1} \left( S_{bp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) - \vec{v}_{dc2} \left( S_{bn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) \\ L \frac{d\vec{i}_c}{dt} = \vec{e}_c - R\vec{i}_c - \vec{v}_{dc1} \left( S_{cp} - \frac{S_{ap} + S_{bp} + S_{cp}}{3} \right) - \vec{v}_{dc2} \left( S_{cn} - \frac{S_{an} + S_{bn} + S_{cn}}{3} \right) \\ C_1 \frac{d\vec{v}_{dc1}}{dt} = S_{ap}\vec{i}_a + S_{bp}\vec{i}_b + S_{cp}\vec{i}_c - \frac{v_{dc}}{R_{ch}} \\ C_2 \frac{d\vec{v}_{dc2}}{dt} = -S_{an}\vec{i}_a - S_{bn}\vec{i}_b - S_{cn}\vec{i}_c + \frac{v_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Ce système peut être écrit dans le plan orthogonal

$$\begin{cases} L \frac{d\vec{i}_\alpha}{dt} = \vec{e}_\alpha - R\vec{i}_\alpha - \vec{v}_{dc1} S_{p\alpha} - \vec{v}_{dc2} S_{n\alpha} \\ L \frac{d\vec{i}_\beta}{dt} = \vec{e}_\beta - R\vec{i}_\beta - \vec{v}_{dc1} S_{p\beta} - \vec{v}_{dc2} S_{n\beta} \\ C_1 \frac{d\vec{v}_{dc1}}{dt} = \frac{3}{2} (S_{p\alpha}\vec{i}_\alpha + S_{p\beta}\vec{i}_\beta) - \frac{\vec{v}_{dc}}{R_{ch}} \\ C_2 \frac{d\vec{v}_{dc2}}{dt} = -\frac{3}{2} (S_{n\alpha}\vec{i}_\alpha + S_{n\beta}\vec{i}_\beta) + \frac{\vec{v}_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec

$$\begin{cases} S_{p\alpha} = \frac{2S_{ap} - (S_{bp} + S_{cp})}{3} \\ S_{p\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (S_{bp} - S_{cp}) \\ S_{n\alpha} = \frac{2S_{an} - (S_{bn} + S_{cn})}{3} \\ S_{n\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (S_{bn} - S_{cn}) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

### III.3.2.1 Vecteurs de tension dans le plan orthogonal

Le vecteur de tension  $\vec{v}$  à l'entrée du convertisseur est exprimé dans le plan  $\alpha\beta$  comme suit:

$$\vec{v} = \vec{v}_\alpha + j\vec{v}_\beta \quad (\text{III.11})$$

Avec

$$\begin{cases} \vec{v}_\alpha = \vec{v}_{dc1} S_{p\alpha} + \vec{v}_{dc2} S_{n\alpha} \\ \vec{v}_\beta = \vec{v}_{dc1} S_{p\beta} + \vec{v}_{dc2} S_{n\beta} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

La combinaison des états des interrupteurs des 3 bras engendrent 27 vecteurs de tension dans le plan  $\alpha\beta$  (Figure.III.10), dont 24 sont actifs et 3 sont nuls. Les 24 vecteurs actifs sont subdivisés en trois catégories selon leur longueur : longue, moyenne et courte.

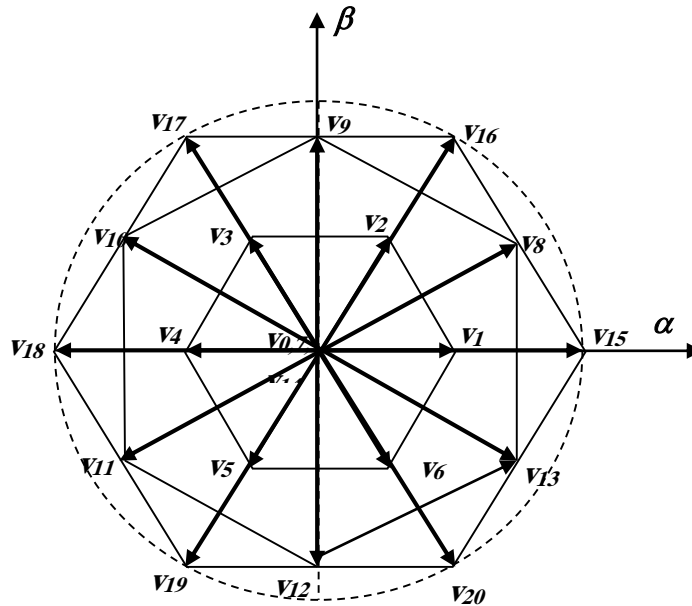


Figure.III. 10 : Diagramme vectoriel de tension d'un convertisseur NPC à trois niveaux

Le tableau III.2 montre les différentes configurations des commutateurs avec les vecteurs de tension correspondants.

Tableau III.2 différentes configurations des commutateurs avec les vecteurs de tension correspondants.

Vecteur	Etat des commutateurs		Classification du vecteur	Amplitude du vecteur
$v_0$	000		Vecteur Nul (VN)	0
$v_7$	111			
$v_{14}$	-1-1-1			
	<b>Type P</b>	<b>Type N</b>	Vecteur court (VC) :	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$
$v_1$	100			
$v_1$		0-1-1		
$v_2$	110			
$v_2$		00-1		
$v_3$	010			
$v_3$		-10-1		
$v_4$	011			
$v_4$		-100		
$v_5$	001			
$v_5$		-1-10		
$v_6$	101			
$v_6$		0-10		

$v_8$	10-1	Vecteur Moyen (VM)	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$
$v_9$	01-1		
$v_{10}$	-110		
$v_{11}$	-101		
$v_{12}$	0-11		
$v_{13}$	1-10		
$v_{15}$	1-1-1	Vecteur Long (VL)	$\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}$
$v_{16}$	11-1		
$v_{17}$	-11-1		
$v_{18}$	-111		
$v_{19}$	-1-11		
$v_{20}$	1-11		

Comme indiqué précédemment, le fonctionnement de chaque branche de phase de convertisseur peut être représenté par trois états de commutation [1], [0] et [-1]. En tenant compte des trois phases, le convertisseur a un totale de 27 combinaisons d'états de commutation possibles. Comme indiqué dans le tableau III.2.

En se basant sur le diagramme vectoriel donné à la figure. III.10 les vecteurs de tension peuvent être divisés en quatre groupes en fonction de leur amplitude (longueur):

Le groupe des vecteurs "tension nulle": Les vecteurs de tension nuls (VTN) génèrent des tensions modulées nulles et sont obtenus à partir de trois combinaisons différentes des états de commutation :  $v_0(000)$ ,  $v_7(111)$  et  $v_{14}(-1-1-1)$ . Ces vecteurs n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu du convertisseur. Cela est illustré par la figure III.11

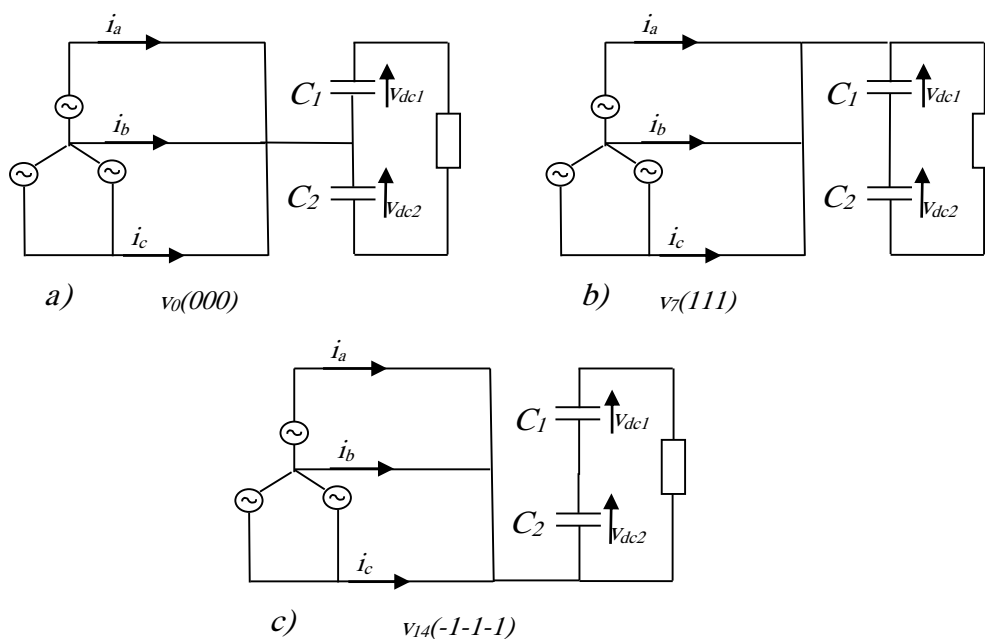
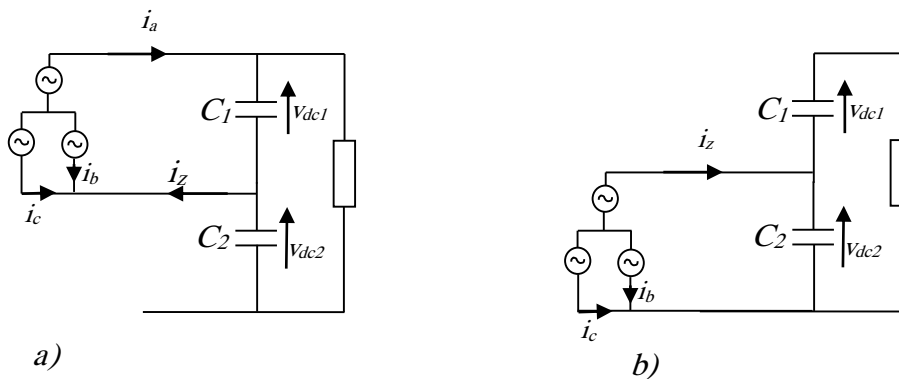


Figure. III. 11 : Représentation correspondante aux vecteurs nuls.

\* Le groupe des vecteurs "courts" : Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "courts". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu. En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée  $C_2$  (respectivement du condensateur  $C_1$ ). L'hexagone petit comporte douze vecteurs dont l'amplitude est  $\frac{1}{\sqrt{6}} v_{dc}$ . Ces vecteurs ont un effet sur la tension du point milieu « Z » car leur application connecte un ou deux courants issus de la source au point milieu. Dans ce contexte, six vecteurs parmi eux permettent de charger le condensateur du haut  $C_1$ , tandis que, les six autres le déchargent. La figure III.12 présente les deux configurations correspondant aux vecteurs positif  $v_1(100)$  et négatif  $v_1(0-1-1)$ .

\* La (figure III.12.a) montre que lors de l'application du vecteur  $v_1(100)$  : le courant du point milieu  $\vec{i}_z$  est négatif si le courant  $\vec{i}_a$  est positif. ( $\vec{i}_z = -\vec{i}_a < 0$ ). Ceci provoque la décharge du condensateur  $C_2$  et, par conséquent, la charge du condensateur  $C_1$ .

\* Par contre, lors de l'application du vecteur  $v_2(0-1-1)$  (Figure.III.12.b), le courant du point milieu  $\vec{i}_z$  est positif si le courant  $\vec{i}_a$  est positif, ( $\vec{i}_z = \vec{i}_a > 0$ ), ce qui conduit à la charge du condensateur  $C_2$  et la décharge du condensateur  $C_1$ .



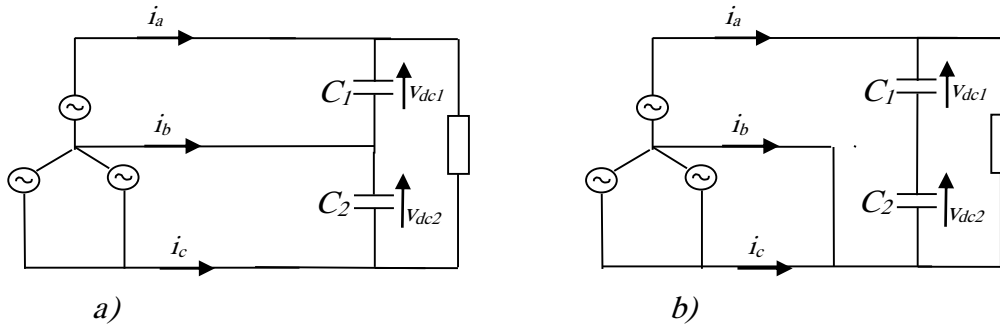
(a) Configuration correspondante au vecteur petit positif  $v_1(100)$ .

(b) Configuration correspondante au vecteur petit négatif  $v_2(0-1-1)$ .

Figure.III. 12 : Convertisseur idéal équivalent pour les vecteurs petits.

Le groupe des vecteurs "moyens" : De la même manière, l'hexagone medium se compose de six vecteurs ( $v_8, v_9, v_{10}, v_{11}, v_{12}, v_{13}$ ), leurs amplitude  $\frac{1}{\sqrt{3}} v_{dc}$ . Ces vecteurs sont obtenus par la combinaison des états 1, 0 et -1. Ils ont un effet sur la tension du point milieu car leur application induit la connexion d'un des courants de lignes au point milieu. Par conséquent, un déséquilibre des tensions aux bornes des deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  est engendré. La figure III.13.a montre un exemple de configuration correspondant à l'application du vecteur moyen  $v_8(10-1)$ . Dans ce cas, le courant du point milieu ( $\vec{i}_z = \vec{i}_b$ ) peut être négatif ou positif selon le signe du courant  $i_a$  et par conséquent un déséquilibre de la tension du point milieu se produit.

Le groupe des vecteurs " longs " : L'hexagone large est constitué de six vecteurs ( $v_{15}, v_{16}, v_{17}, v_{18}, v_{19}, v_{20}$ ) dont l'amplitude est  $\sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc}$ . Leur application n'a aucun effet sur la tension du point milieu car le courant traversant les deux condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  est le même. En plus, le point milieu est isolé des trois phases du convertisseur. La figure III.13.b montre un exemple de configuration correspondant au vecteur moyen  $v_{15} (100)$ .



(a) Configuration correspondante au vecteur moyen  $v_8 (10-1)$ .

(b) Configuration correspondante au vecteur grand  $v_{15} (1-1-1)$ .

Figure.III. 13 : Convertisseur idéal équivalent pour les vecteurs moyens et grands.

### III.3.3. Effets des vecteurs tensions sur le courant de point milieu:

Le déséquilibre de la tension du bus continu provoque des effets indésirables au convertisseur et augmente la distorsion harmonique de la tension et du courant, menant à une diminution de la qualité de l'énergie [9] [10] [11] [12] [13] [14].

Comme mentionné déjà ultérieurement, la tension du point milieu des condensateurs n'est pas influencée par tous les vecteurs. Les grands vecteurs n'affectent pas l'équilibre du point milieu, puisque les courants de phase sont connectés soit au potentiel positif, soit au potentiel négatif. Les vecteurs moyens connectent l'un des courants de phase au ce point, ce qui rend le potentiel de ce point dépendant des conditions de la charger. En conséquence, ces vecteurs moyens sont la source la plus importante de déséquilibre de tension des condensateurs. D'autre part, les vecteurs courts viennent par paires (positif et négatif), ayant le fait de charger ou décharger les condensateurs selon le sens du courant de phase connecté au point milieu des condensateurs. A cet effet, La majorité des méthodes d'équilibrage de tension de point milieu reposent sur la manipulation de petits vecteurs redondants. Le tableau III.3 montre les effets des vecteurs de tension courts et moyens sur le point milieu des condensateurs du convertisseur NPC à trois niveaux.



Tableau III.3 Vecteurs de tensions courts et moyenne du convertisseur NPC à trois niveaux et sens de courant de point milieu des condensateurs [11] [15].

Vecteur $N^{\circ}$	Vecteur court positif	$\vec{i}_z$	Vecteur court négatif	$\vec{i}_z$	Vecteur moyen	$\vec{i}_z$
$v_1$	100	$\vec{i}_a$	0-1-1	$-\vec{i}_a$	10-1	$\vec{i}_c$
$v_2$	110	$\vec{i}_c$	00-1	$-\vec{i}_c$	01-1	$\vec{i}_a$
$v_3$	010	$\vec{i}_b$	-10-1	$-\vec{i}_b$	-110	$\vec{i}_b$
$v_4$	011	$\vec{i}_a$	-100	$-\vec{i}_a$	-101	$\vec{i}_c$
$v_5$	001	$\vec{i}_c$	-1-10	$-\vec{i}_c$	0-11	$\vec{i}_a$
$v_6$	101	$\vec{i}_b$	0-10	$-\vec{i}_b$	1-10	$i_c$

### III.3.4. Techniques de Modulation

Nous distinguons deux techniques de modulation appliquées aux convertisseurs NPC à trois niveaux: la technique de modulation intersectées et la modulation vectorielle.

#### III.3.4. 1. Modulation de la largeur d'impulsion

Comme les convertisseurs à deux niveaux, la modulation sinusoïdale traditionnelle peut également être appliquée pour le convertisseur NPC à trois niveaux, comme montré à la figure III.14. Cette stratégie est basée, dans son principe sur la modulation sinusoïdale naturelle, elle recommande l'utilisation de deux signaux triangulaires de même fréquence  $f_c$  et de même amplitude. Ces signaux triangulaires sont comparés, pour chaque phase à un signal de référence de fréquence  $f$ . C'est la modulation sinusoïdale à double triangle.

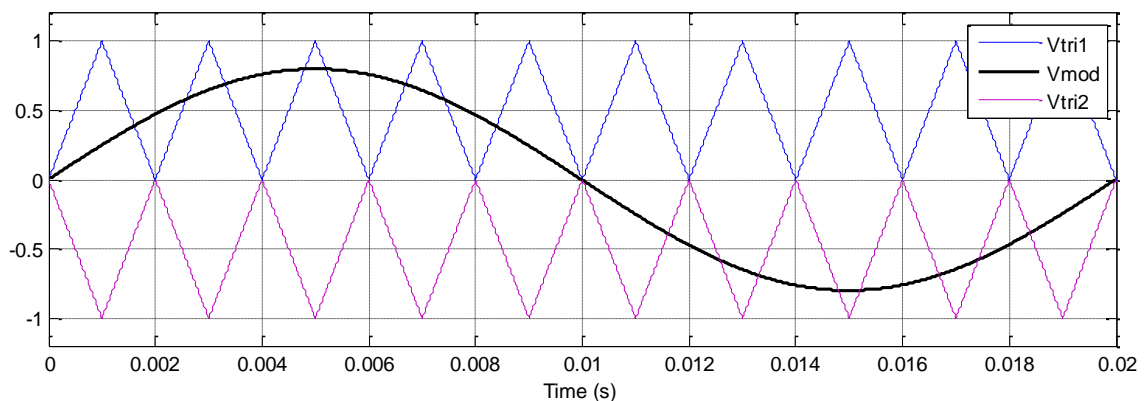


Figure.III.14. Principe de la commande MLI.

Les 'états de commutation pour les interrupteurs supérieurs de la phase A peut être déduit comme suit :

$$\begin{cases} \text{si } v_{ma} > v_{tr1} & \Rightarrow T_{a1} = 1 \quad T_{a2} = 1 \\ \text{si } v_{tri2} < v_{ma} < v_{tri1} & \Rightarrow T_{a1} = 0 \quad T_{a2} = 1 \\ \text{si } v_{ma} < v_{tr2} & \Rightarrow T_{a1} = 0 \quad T_{a2} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Les interrupteurs inférieurs  $T_{a3}$  et  $T_{a4}$  sont complémentaires  $T_{a1}$  et  $T_{a2}$ .

### III.3.4.2 Modulation vectorielle SVPWM

La technique de modulation vectorielle consiste à reconstituer le vecteur tension de référence pendant une période de commutation par les vecteurs tensions adjacents correspondant aux états possibles du convertisseur. Par conséquent, les tensions maximales fournies par un convertisseur commandé avec la technique SVPWM sont supérieures à celui commandé avec modulation de la largeur d'impulsion MLI. On est capable d'avoir une tension de 15% de  $v_{dc}$ . Cependant l'algorithme SVPWM est complexe à cause du nombre élevé des états de commutation [9] [16]. Son algorithme est constitué de cinq étapes essentielles, sont les suivantes:

- Détermination du vecteur de tension de référence
- Calcul du secteur
- Calcul de la région
- Calcul des temps de commutation
- Calcul des séquences de commutation

#### III.3.4.2.1 Calcul du vecteur de référence

D'après ce qui précède, nous avons constaté qu'il existe 27 vecteurs de tension de référence dans le diagramme vectoriel d'un convertisseur triphasé à trois niveaux dont chacun peut être représenté sous la forme vectorielle suivante comme vecteur de référence :

$$\vec{v}^* = \frac{2}{3} (\vec{v}_a \cdot e^{j0} + \vec{v}_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + \vec{v}_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{III.14})$$

Avec  $\vec{v}_a$ ,  $\vec{v}_b$  et  $\vec{v}_c$  sont les tensions de références des phases a, b et c du convertisseur.

$$\vec{v}^* = v^* \cdot e^{j\theta} \quad (\text{III.15})$$

$\vec{v}_\alpha$  et  $\vec{v}_\beta$  sont les coordonnées orthogonal de la tension de référence  $\vec{v}^*$  et  $\theta$  est l'angle de phase de ce vecteur.

III.3.4.2.2 Calcul des temps de commutation

Le principe la modulation vectorielle (SVM) est de construire la tension de référence  $\vec{v}^*$  via une somme des trois vecteurs adjacent (NTV). Du fait de la symétrie de l'hexagonale, l'analyse peut être restreinte à un seul secteur. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence  $\vec{v}^*$  est situé dans le secteur 1. D'autre part , en considérant que ce vecteur reste dans la région 2, dans ce cas, la tension de référence  $\vec{v}^*$  est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions  $v_{11}$ ,  $v_{12}$  et  $v_{13}$  et pour une fréquence de commutation  $T_s$  suffisamment élevée le vecteur de référence  $\vec{v}^*$  considéré constant pendant un cycle de commutation. Tenant compte que  $v_{11}$ ,  $v_{12}$  et  $v_{13}$  sont constants, Les temps d'applications de  $T_a$  et  $T_b$  des vecteurs actifs peuvent être calculés en tant que les projections géométriques à partir de la figure III.15. On peut aboutir :

$$\vec{v}_1 T_a + \vec{v}_2 T_b + \vec{v}_7 T_c = \vec{v}^* T_s \tag{III.16}$$

$$T_a + T_b + T_c = T_s \tag{III.17}$$

Avec :  $T_a, T_b$  et  $T_c$  : temps alloués respectivement aux vecteurs  $\vec{v}_1, \vec{v}_2$  et  $\vec{v}_7$ .

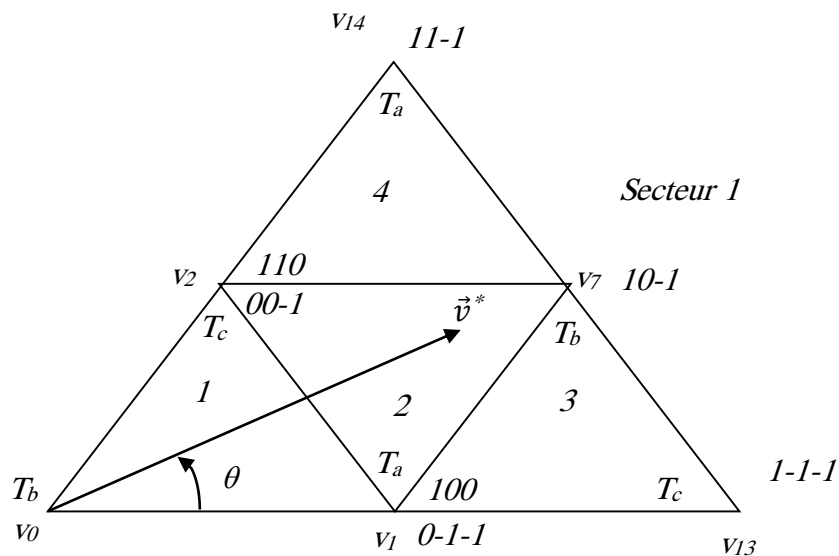


Figure. III. 15: Représentation vectorielle où le vecteur tension de référence se trouve dans le secteur 1

Les vecteurs de tension  $\vec{v}_1, \vec{v}_2$  et  $\vec{v}_7$  peuvent exprimées comme suit :

$$\vec{v}_1 = \frac{1}{3} v_{dc} , \vec{v}_2 = \frac{1}{3} v_{dc} e^{j\pi/6} \text{ et } \vec{v}_7 = \frac{\sqrt{3}}{3} v_{dc} e^{j\pi/3} \tag{III.18}$$

En remplaçant dans (III.15) et (III.18) dans (III.16) on obtient

$$\frac{1}{3} v_{dc} T_a + \frac{\sqrt{3}}{3} v_{dc} e^{j\pi/6} T_b + \frac{1}{3} v_{dc} e^{j\pi/3} T_c = v^* \cdot e^{j\theta} T_s \tag{III.19}$$

On peut aussi simplifier

$$\frac{1}{3}v_{dc}T_a + \frac{\sqrt{3}}{3}v_{dc}(\cos\frac{\pi}{6} + jsin\frac{\pi}{6})T_b + \frac{1}{3}v_{dc}(\cos\frac{\pi}{3} + jsin\frac{\pi}{3})T_c = v^* \cdot (\cos\theta + jsin\theta)T_s \quad (III.20)$$

En décomposant cette équation en partie réelle et imaginaire, on obtient:

$$Re: \quad T_a + \frac{3}{2}T_b + \frac{1}{2}T_c = 3 \frac{v^*}{v_{dc}} (\cos\theta)T_s \quad (III.21)$$

$$Im: \quad T_a + \frac{3}{2}T_b + \frac{\sqrt{3}}{2}T_c = 3 \frac{v^*}{v_{dc}} (\sin\theta)T_s \quad (III.22)$$

La solution des équations (III.17), (III.21) et (III.22) donne :

$$\begin{cases} T_a = T_s [1 - 2m_a \sin\theta] \\ T_b = T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 1] \\ T_c = T_s [1 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)] \end{cases} \quad (III.23)$$

Avec  $0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$

Où  $m_a$  est l'indice de modulation, défini par

$$m_a = \sqrt{3} \frac{v^*}{v_{dc}} \quad (III.24)$$

La valeur maximale qui peut prendre le vecteur de référence est :

$$v_{max}^* = (\sqrt{3}/3)v_{dc}$$

La valeur maximale qui peut prendre l'indice de modulation est :

$$m_{a,max} = \sqrt{3} \frac{v_{max}^*}{v_{dc}} = 1 \quad (III.25)$$

L'indice de modulation peut prendre

$$0 \leq m_a \leq 1 \quad (III.26)$$

En suivant la même procédure, les temps de commutation dans les autres régions du secteur 1 peuvent être obtenus comme montré dans le Tableau III.3.

Tableau III.3. Calcul des temps de commutation

Région	$T_a$		$T_b$		$T_c$	
1	$\vec{v}_1$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]$	$\vec{v}_0$	$T_s [1 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$	$\vec{v}_2$	$T_s [2m_a \sin \theta]$
2	$\vec{v}_1$	$T_s [1 - 2m_a \sin \theta]$	$\vec{v}_7$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta) - 1]$	$\vec{v}_2$	$T_s [1 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]$
3	$\vec{v}_1$	$T_s [2 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$	$\vec{v}_7$	$T_s [2m_a \sin \theta]$	$\vec{v}_{13}$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta) - 1]$
4	$\vec{v}_{14}$	$T_s [2m_a \sin \theta - 1]$	$\vec{v}_7$	$T_s [2m_a \sin(\frac{\pi}{3} - \theta)]$	$\vec{v}_2$	$T_s [2 - 2m_a \sin(\frac{\pi}{3} + \theta)]$

### III.3.4.2.3 Sectorisation du plan ( $\alpha, \beta$ )

Pour pouvoir profiter de tous les degrés de liberté qu'offre le convertisseur triphasé 3-niveaux, il faut concevoir une sectorisation qui permet de faire appel aux 27 vecteurs générés par cet convertisseur. La solution la plus répandue est de diviser le plan en 6 secteurs (1 à 6) dont chacun à 4 régions (1 à 4). Ce qui donne un total de 24 régions.

*Calcul de du secteur :* Les secteurs peuvent être déterminés de la façon suivante :

$$\text{Secteur} = \begin{cases} 1 & \text{si } 0 < \theta < \frac{\pi}{3} \\ 2 & \text{si } \frac{\pi}{3} < \theta < \frac{2\pi}{3} \\ 3 & \text{si } \frac{2\pi}{3} < \theta < \pi \\ 4 & \text{si } \pi < \theta < \frac{4\pi}{3} \\ 5 & \text{si } \frac{4\pi}{3} < \theta < \frac{5\pi}{3} \\ 6 & \text{si } \frac{2\pi}{3} < \theta < 0 \end{cases}$$

*Calcul de la région :* À partir de la figure III.16,  $m_1$  et  $m_2$  peuvent être calculés comme suit:

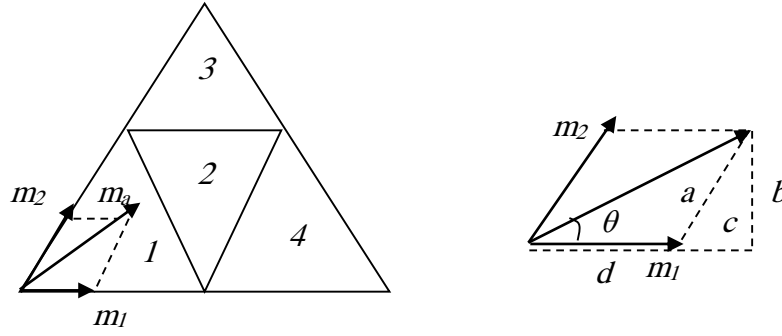


Figure III. 16 : Diagramme vectoriel pour  $m_1$  et  $m_2$  dans le secteur 1

$$a = m_2 = \frac{b}{\sin(\frac{\pi}{3})} = \frac{2}{\sqrt{3}} b = \frac{2}{\sqrt{3}} m_a \sin \theta \quad (III.27)$$

$$m_1 = m_a \cos \theta - \left( \frac{2}{\sqrt{3}} m_a \sin \theta \right) \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (III.28)$$

$$m_1 = m_a \left( \cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta \right) \quad (III.29)$$

Et ensuite  $v^*$  est dans la région :

$$Region = \begin{cases} 1 & \text{si } m_1, m_2 \text{ et } (m_1 + m_2) < 0.5 \\ 2 & \text{si } m_1 > 0.5 \\ 3 & \text{si } m_2 < 0.5 \\ 4 & \text{si } m_1 \text{ et } m_2 < 0 \text{ et } (m_1 + m_2) > 0.5 \end{cases}$$

#### III.3.4.2.4 Détermination des séquences de commutation

Une fois que les temps de commutation ont été calculés, les séquences de commutation doivent aussi être déterminées. On utilise la technique de modulation NTV qui basée sur l'organisation des trois vecteurs les plus proches du vecteur de référence par période de modulation. Ainsi, et pour l'équilibrage des tensions des condensateurs un seul vecteur court est sélectionné parmi chaque paire de vecteurs redondants. Le choix se fait en fonction de l'objectif de maintenir les tensions équilibrées dans les condensateurs du bus continu; à cet effet, le déséquilibre de tension continu et la direction des courants de sortie doivent être connus. Dans ce contexte ; comme montré à la figure (III.12) Le courant de point milieu  $\vec{i}_z$  doit être positif pour décharger le condensateur inférieur et doit être négatif pour le charger. Par exemple, si  $\vec{i}_a$  est positif ( $\vec{i}_z = \vec{i}_a > 0$ ), le vecteur 100 déchargera le condensateur inférieur, et le vecteur 0-1-1 le chargera ( $\vec{i}_z = \vec{i}_b + \vec{i}_c = -\vec{i}_a < 0$ ). En supposant que le vecteur de référence est situé dans la région 3 (figure III.17), si le vecteur court 100 a été sélectionné pour l'équilibre de tension du point milieu, la séquence utilisée pour cette période de

modulation seraient (1-1-1/10-1/100// 100/10-1/1-1-1). D'un autre côté, si le vecteur (0-1-1) était sélectionné, le groupe des vecteurs utilisé pour la modulation serait :

(0-1-1/1-1-1/10-1//10-1/1-1-1/0-1-1).

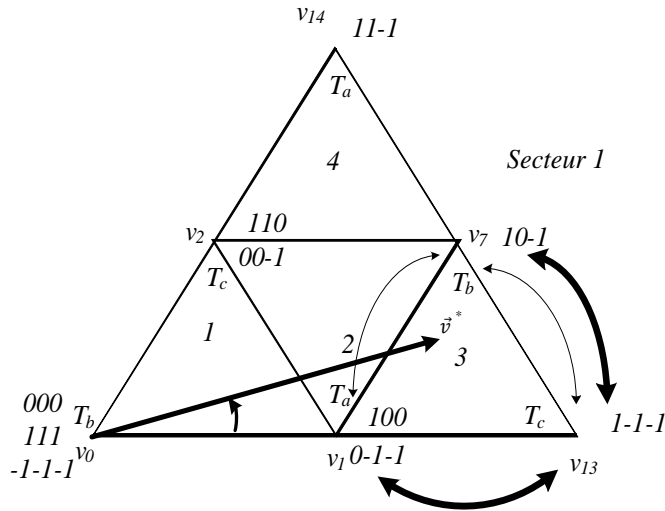


Figure III.17. Exemple de modulation NTV. Vecteurs et séquences utilisés pour la modulation lorsque le vecteur de référence est situé dans la région 3.

Le tableau III.4 montre le groupement des séquences des vecteurs dans le premier secteur pour but de minimiser les fréquences de commutation des semi-conducteurs. Ces séquences dépendent des vecteurs courts sélectionnés en fonction des exigences d'équilibre de tension [7].

Tableau III.4. Séquences des vecteurs dans le premier secteur.

Region	Équilibrage des tensions des condensateurs vis-à-vis des courants de ligne	Séquences des vecteurs tension
1	0-1-1/00-1	0-1-1/00-1/000//000/00-1/0-1-1
	0-1-1/110	0-1-1/000/110// 110/000/011
	00-1/100	00-1/000/100 // 100/000/00-1
	100/110	000/100/110 // 110/100/000
2	0-1-1/00-1	0-1-1/0-1-1/10-1// 10-1/00-1/0-1-1
	0-1-1/110	0-1-1/10-1/110//110/10-1/0-1-1
	00-1/100	00-1/10-1/100//100/10-1-00-1
	100-110	10-1/100/110//110/100/10-1
3	0-1-1	0-1-1/1-1-1/10-1// 10-1/1-1-1/0-1-1
	100	1-1-1/10-1/100// 100/10-1/1-1-1
4	00-1	00-1/10-1/11-1//11-1/10-1-00-1
	110	10-1/110/11-1 // 11-1/110/10-1

Tous les calculs étant réalisés dans le premier secteur, seulement 4 régions sont considérées pour la modulation (au lieu des 24 régions si on considère tout le diagramme). Finalement, une séquence adéquate des vecteurs est choisie afin d'obtenir une fréquence de commutation faible.

### III.4. Contrôle du redresseur MLI à trois niveaux

Les stratégies de commande des convertisseurs multi-niveaux sont analogues à celles des convertisseurs à deux niveaux. Cependant, on ajoute l'algorithme de contrôle de tension du point milieu. Ainsi qu'on prend en considération les 27 vecteurs de tensions existants.

#### III.4.1. Contrôle direct des puissances [7]

Afin de réaliser le contrôle direct de puissance du convertisseur NPC à trois niveaux, nous devons élaborer la table de commutation. Nous exposerons par la suite la construction de la table de commutation qui a été envisagées dans ce travail.

Le principe de contrôle direct de puissance du convertisseur à trois niveaux est montré à la figure III.18. Il est similaire à celui de deux niveaux, les puissances active et réactive sont estimées et comparées avec leurs références, les erreurs obtenues sont traités par les régulateurs à hystérésis pour les puissance active et réactive. Les signaux de sorties des régulateurs à hystérésis avec la position du vecteur de tension sont amenés au tableau de commutation qui donne l'ordre de commutation aux interrupteurs à semi-conducteurs. Afin de stabiliser la tension de point milieu [14] en ajoutant un régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la différence de tensions entre les deux condensateurs au tableau de commutation.

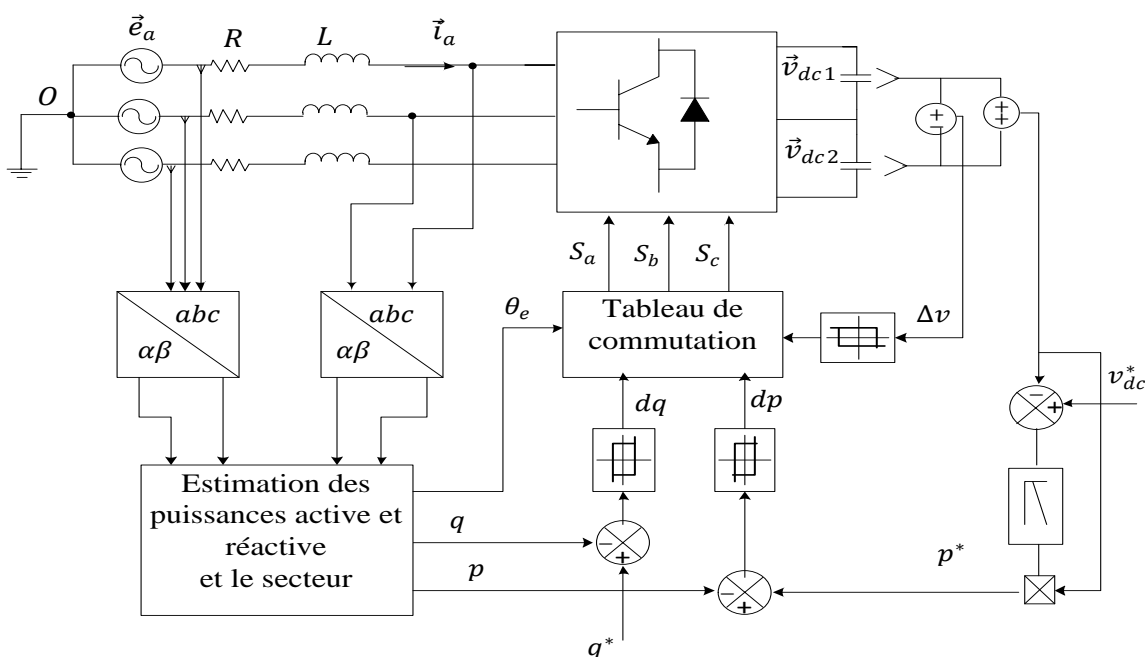


Figure III.18. Principe de contrôle direct de puissance du convertisseur NPC à trois niveaux.



III.4.1.1. Tableau de commutation

Le plan stationnaire  $(\alpha, \beta)$  du vecteur de tension de la source est divisé en 12 secteurs comme le montre la figure .III.19

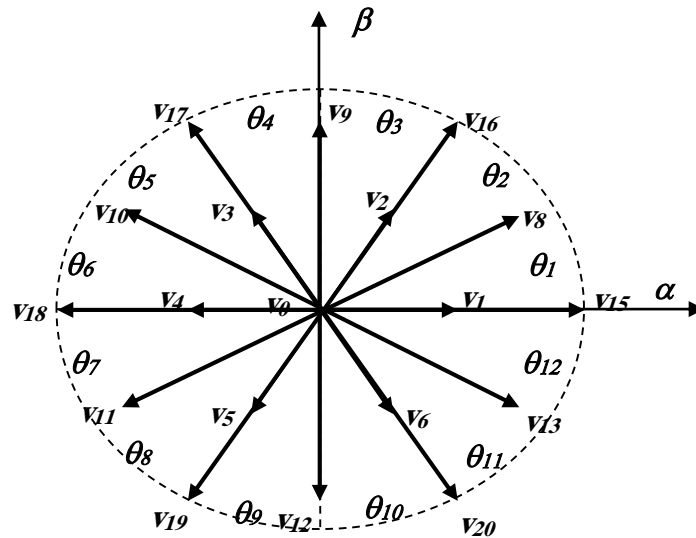


Figure. III.19. Division du plan stationnaire  $(\alpha, \beta)$  du vecteur.

La relation entre les secteurs et le position du vecteur de tension du réseau est donnée par

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{e_\beta}{e_\alpha} \tag{III.30}$$

Cet angle sera divisé en 12 secteurs

$$(n - 1) \cdot \frac{\pi}{6} \leq \theta_e < n \cdot \frac{\pi}{6} \tag{III.31}$$

Avec  $n=1,2,\dots,12$ .

Les puissances instantanées sont déterminées par les formules classiques suivantes :

$$\begin{cases} p = \text{Re}(\vec{e} \cdot \vec{i}^*) \\ q = \text{Im}(\vec{e} \cdot \vec{i}^*) \end{cases} \tag{III.32}$$

$p$  : la puissance active instantanée (aussi appelée puissance réelle),

$q$  : la puissance réactive instantanée (aussi appelée puissance imaginaire),

$\vec{e}$  et  $\vec{i}$  : respectivement vecteur de tension et vecteur de courant de ligne et le symbole \* dénote le conjugué.

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées totales sont calculées comme suit:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{e}_\alpha & \vec{e}_\beta \\ -\vec{e}_\beta & \vec{e}_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{i}_\alpha \\ \vec{i}_\beta \end{bmatrix} \tag{III.33}$$

Les puissances active et réactive peuvent être contrôlées d'une autre manière ; en utilisant les dérivées instantanées de  $p$  et  $q$  pour voir les signes de leurs variations.

Les variations instantanées des puissances active et réactive sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \vec{e}_\alpha \frac{di_\alpha}{dt} + i_\alpha \frac{d\vec{e}_\alpha}{dt} + \vec{e}_\beta \frac{di_\beta}{dt} + i_\beta \frac{d\vec{e}_\beta}{dt} \\ \frac{dq}{dt} = \vec{e}_\beta \frac{di_\alpha}{dt} + i_\beta \frac{d\vec{e}_\alpha}{dt} - \vec{e}_\alpha \frac{di_\beta}{dt} - i_\alpha \frac{d\vec{e}_\beta}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

De (III.09) on peut écrire en négligeant la résistance R de ligne :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(\vec{e}_\alpha - \vec{v}_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(\vec{e}_\beta - \vec{v}_\beta) \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

Pour un système triphasé équilibré:

$$\begin{cases} \vec{e}_\alpha = \sqrt{\frac{3}{2}} E \cdot \cos(\omega t) \\ \vec{e}_\beta = \sqrt{\frac{3}{2}} E \cdot \sin(\omega t) \end{cases} \quad (\text{III.36})$$

Donc les variations de tension de la source sont :

$$\begin{cases} \frac{d\vec{e}_\alpha}{dt} = -\omega \sqrt{\frac{3}{2}} E \cdot \sin(\omega t) = -\omega \vec{e}_\beta \\ \frac{d\vec{e}_\beta}{dt} = \omega \sqrt{\frac{3}{2}} E \cdot \cos(\omega t) = -\omega \vec{e}_\alpha \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

En remplaçant dans la relation (III.34), on trouve :

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \vec{e}_\alpha \left[ \frac{1}{L}(\vec{e}_\alpha - \vec{v}_\alpha) + \omega \vec{i}_\beta \right] + \vec{e}_\beta \left[ \frac{1}{L}(\vec{e}_\beta - \vec{v}_\beta) - \omega \vec{i}_\alpha \right] \\ \frac{dq}{dt} = \vec{e}_\beta \left[ \frac{1}{L}(\vec{e}_\beta - \vec{v}_\beta) + \omega \vec{i}_\alpha \right] - \vec{e}_\alpha \left[ \frac{1}{L}(\vec{e}_\alpha - \vec{v}_\alpha) + \omega \vec{i}_\beta \right] \end{cases} \quad (\text{III.38})$$

La figure III.20 est le tracé de ces fonctions qui présentent les variations instantanées des puissances actives et réactive pour chaque vecteur de tension :

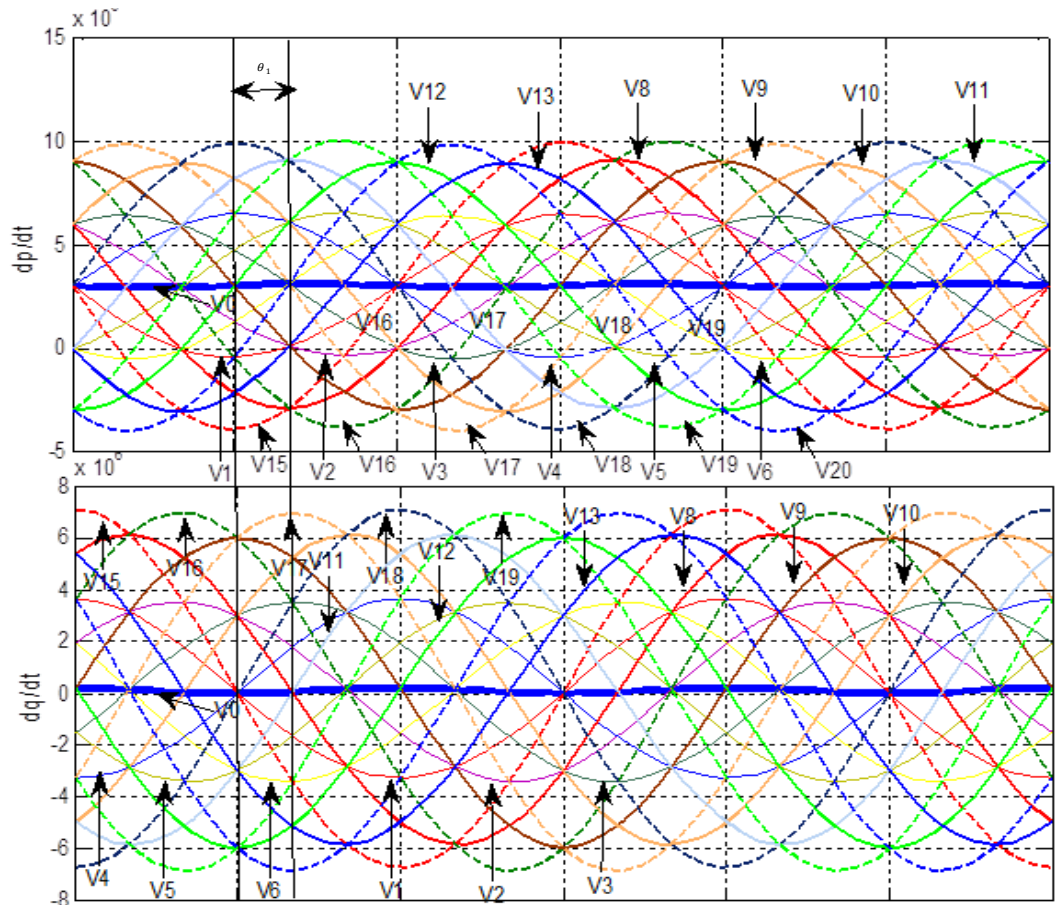


Figure III.20: les variations instantanées de  $p$  et  $q$  dans les douze secteurs

On sait bien lorsqu'une dérivée d'une fonction est positive ; cette fonction est une fonction croissante, et lorsqu'elle est négative cette fonction est décroissante. Maintenant pour choisir le vecteur de tension correctement, on cherche des vecteurs qui vérifient au même temps les conditions sur les variations  $dp$  et  $dq$ .

Le tableau III.5 de commutation du redresseur à trois niveaux est construit sur la base de principe de contrôle direct de puissance étudié (voir figure III.20). Cependant, dans ce cas, on a 27 vecteurs de tension, on choisit les vecteurs adjacents pour réduire le nombre de commutations. Par exemple, sur la figure. III. 21. Si le vecteur de tension se trouve dans le secteur  $\theta_i$ , on choisit les vecteurs tensions voisins  $v_1, v_2, v_{15}, v_8$ .

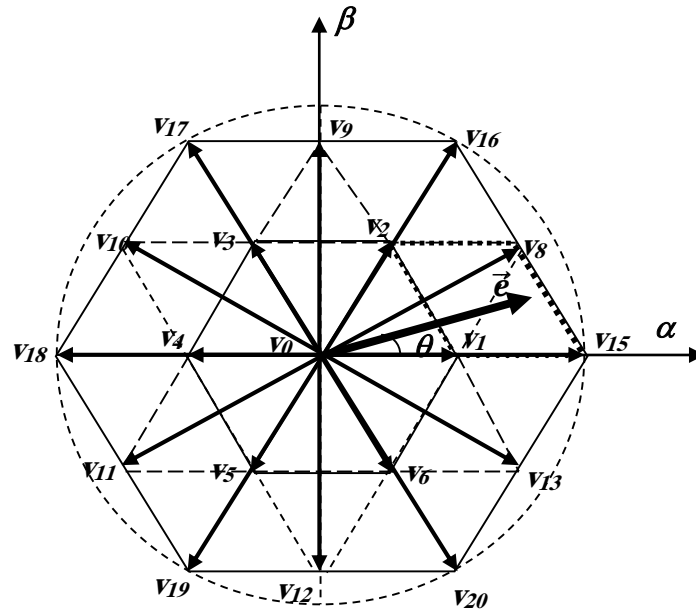


Figure III.21 Diagramme des vecteurs de tension d'un convertisseur de trois niveaux

TABLEAU III.6 Table de commutation d'un convertisseur de trois niveaux.

$d_p$	$d_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$v_1$	$v_1$	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$
1	1	$v_2$	$v_2$	$v_3$	$v_3$	$v_4$	$v_4$	$v_5$	$v_5$	$v_6$	$v_6$	$v_1$	$v_1$
0	0	$v_{15}$	$v_8$	$v_{16}$	$v_9$	$v_{17}$	$v_{10}$	$v_{18}$	$v_{11}$	$v_{19}$	$v_{12}$	$v_{20}$	$v_{13}$
0	1	$v_8$	$v_{16}$	$v_9$	$v_{17}$	$v_{10}$	$v_{18}$	$v_{11}$	$v_{19}$	$v_{12}$	$v_{20}$	$v_{13}$	$v_{15}$

### III.4.1.2 Régulateurs à hystérésis des puissances active et réactive

Les régulateurs à hystérésis utilisés sont les même pour le contrôle direct de puissance 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.

Les larges de la bande d'hystérésis ont une influence sur les performances du convertisseur 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:

$$\begin{cases} \Delta_q > H_q, \text{ donc } d_q = 1 \\ -H_q \leq \Delta_q < H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} > 0 \text{ donc } d_q = 0 \\ -H_q \leq \Delta_q < H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} < 0 \text{ donc } d_q = 1 \\ \Delta_q < -H_q, \text{ donc } d_q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

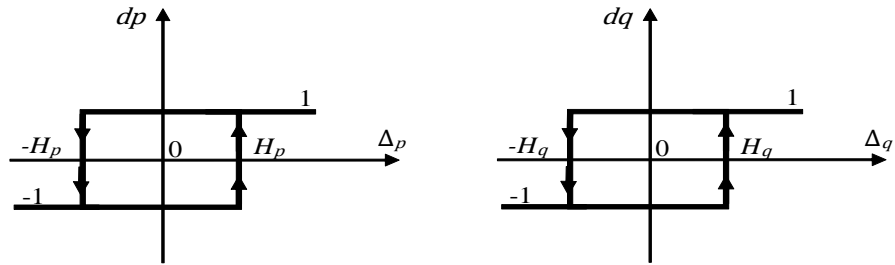


Figure III.22 Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

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

$$\begin{cases} \Delta_p > H_p, \text{ donc } d_p = 1 \\ -H_p \leq \Delta_p < H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} > 0 \text{ donc } d_p = 0 \\ -H_p \leq \Delta_p < H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} < 0 \text{ donc } d_p = 1 \\ \Delta_p < -H_p, \text{ donc } d_p = 0 \end{cases} \quad (\text{III.40})$$

### III.4.1.3. Contrôle de la tension du point milieu.

Les redondants permettent de contrôler les variations  $\Delta v$  en les maintenant dans une bande d'hystérèse centrée autour de la valeur de référence qui est nulle (Figure III.23).

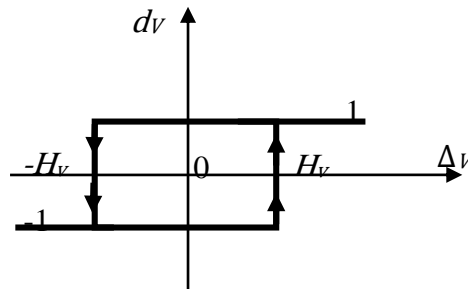


Figure III.23 Régulateur à hystérésis de la tension du point milieu  
Du redresseur à 3 niveaux de tension de type NPC.

Après avoir mesurées les tensions au borne des deux condensateurs, on va calculer l'écart qui existe entre les deux et qui correspond à un déséquilibre des deux condensateurs

$$\Delta v = v_{dc2} - v_{dc1} \quad (\text{III.41})$$

On place un contrôleur à hystérésis à 2 niveaux pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur  $2H_v$

Si  $\Delta v < H_V$ , il va falloir imposer le vecteur de tension positif qui aura pour action de décharger C1, et la sortie de l'hystérésis est 1. Et si l'inverse, on imposera un vecteur tension négatif qui aura pour action de charger C1 et la sortie du hystérésis prend la valeur 0.

#### III.4.1.4.Simulation

Afin d'étudier la performance du fonctionnement du système, la simulation a été effectuée à l'aide de Matlab Simulink™. Les paramètres du convertisseur NPC sont résumés dans le tableau A.1(annexe):

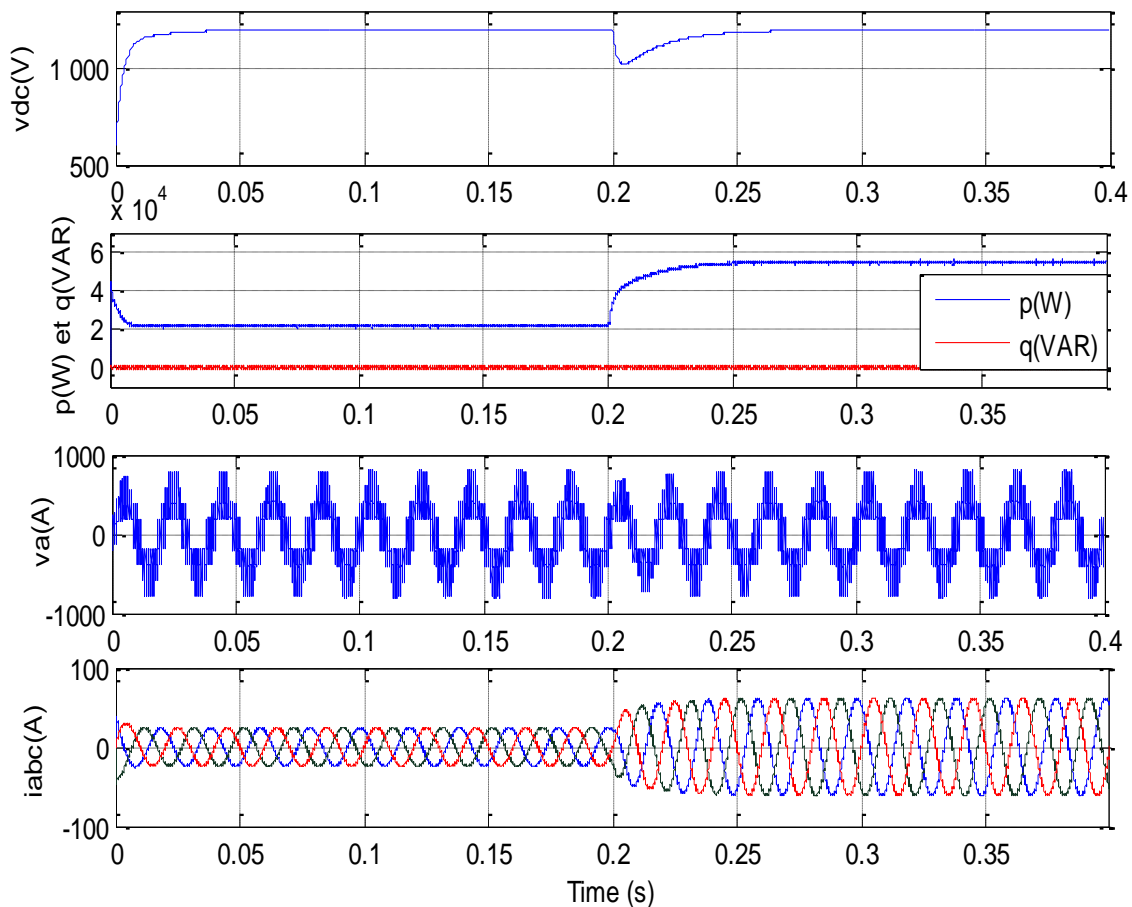


Figure III.24. Réponses de tension du bus continu, puissances active et réactive et tension simple d'entrée du convertisseur vis-à-vis de variation de la charge.

A la figure III.24 une augmentation de la charge a été effectuée à l'instant  $t=0.2$ . Dans ce cas ; on remarque que les variables à contrôler (tension du bus continu et la puissance active) repend à la variation de la charge avec un temps de repense rapide, alors que la puissance reactive suive leur référence imposé par la commande. Cependant, le tableau de commutation utilisé ne permet pas à la réversibilité de fonctionnement.

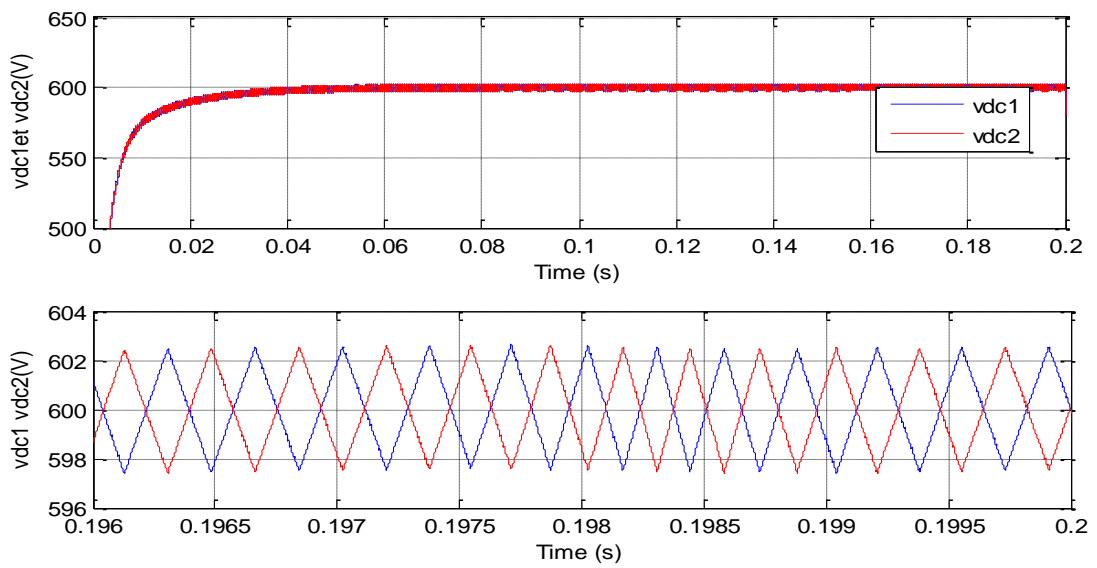


Figure III.25. Tensions des condensateurs  $v_{dc1}$  et  $v_{dc2}$  du bus continu

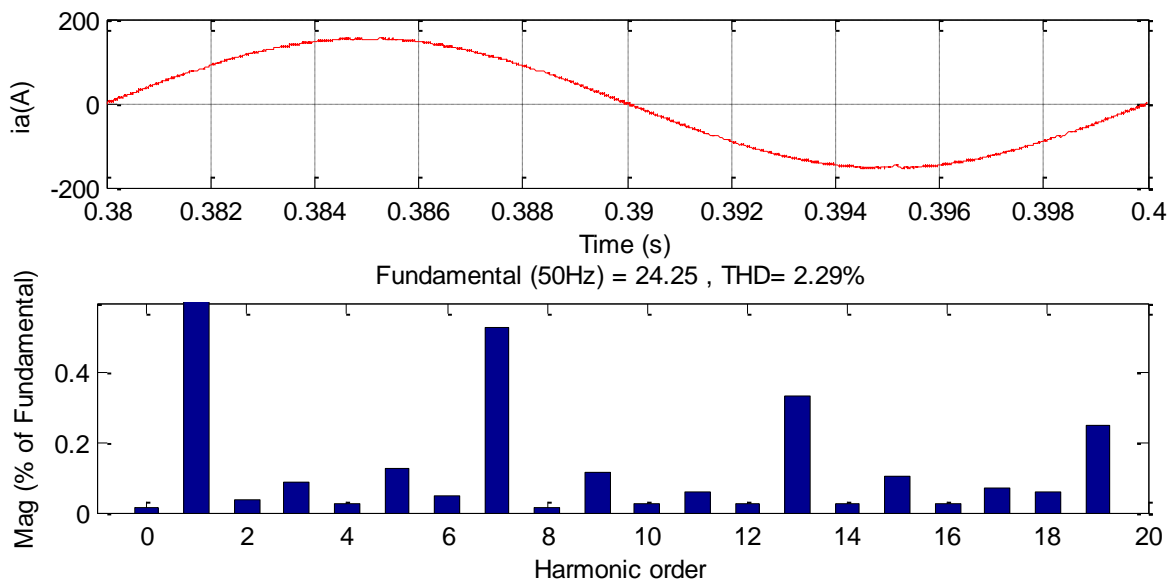


Figure III.26. Le courant de la source et le spectre harmonique avec  $THD = 2.29$

Sur la figure III.25 On voit que les tensions de condensateurs du bus continu sont équilibrées avec une précision de  $\Delta v = 5V$  imposée par le contrôleur d'hystérésis. Sur la figure III.26. Les courants absorbés possèdent une forme d'onde quasi-sinusoïdale ( $THDi=2.29\%$ ).

III.4.2. Contrôle direct de puissance prédictive

Bien qu'une réponse dynamique rapide puisse être obtenue en DPC, La table de commutation heuristique ne peut pas assurer une sélection précise de vecteur tension à appliquer pour commandes les interrupteurs du convertisseur NPC. Vu le nombre élevé des états de commutation (27). De plus, la difficulté de la manipulation des problèmes de déséquilibre de la tension de point milieu. Ce qui augmente la complexité du contrôle. Au contraire, MPC est très simple et peut gérer les systèmes multi variables. En conséquence, les problèmes de contrôle des puissances active et réactive et l'équilibre de la tension du point milieu peuvent être résolus en même temps via d'une seule fonction de coût [17] [18].

Le schéma fonctionnel de la stratégie de contrôle est montré à la figure III.27. Le modèle discret du système, est utilisé pour calculer les courants à l'instant prochain  $(k+1)$  de la période d'échantillonnage. Ces prédictions sont utilisées avec la tension de la source pour calculer les puissances prédictives active et réactive,  $p(k+1)$  et  $q(k+1)$ . Une fonction de minimisation calcule l'erreur absolue des puissances active et réactive en fonction de 27 vecteur de tension du redresseur NPC à trois niveaux, le vecteur qui donne une minimum à la fonction  $g$  doit être appliqué à la prochaine période de commutation. Cette fonction de coût a un terme qui minimise l'erreur de tensions des condensateurs de point milieu [19]. Ce terme se basé sur la prédiction de tensions des condensateurs à l'instant  $(k+1)$ .

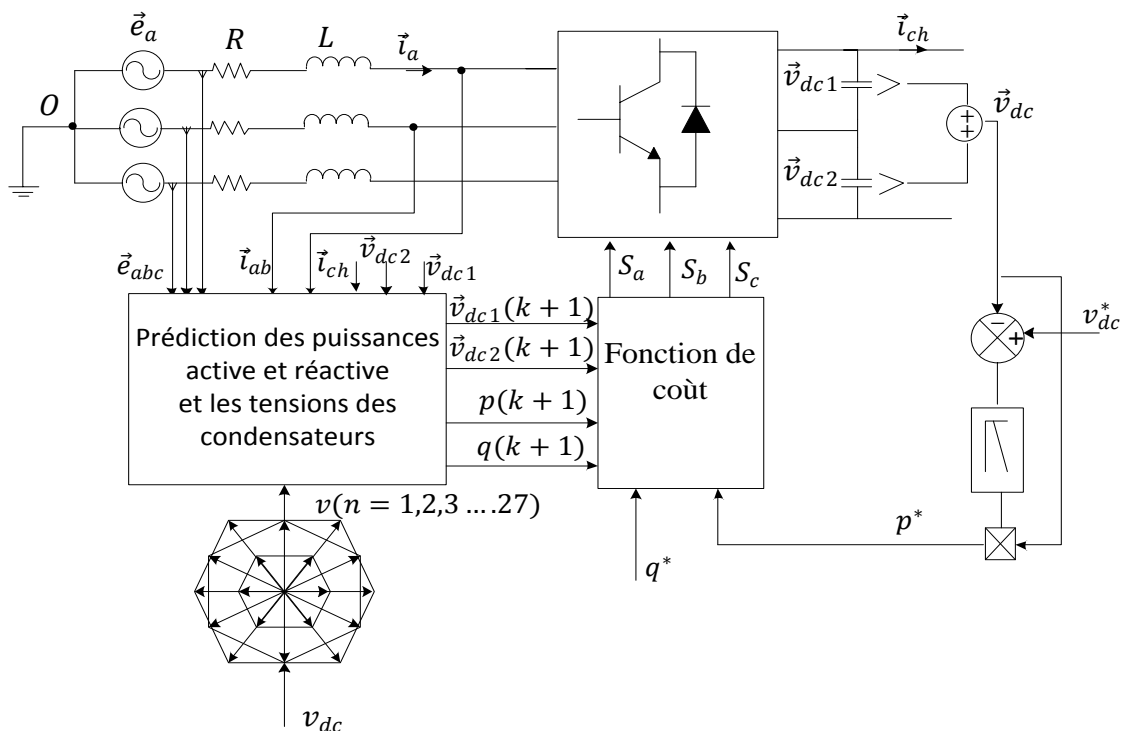


Figure III.27. Structure de contrôle direct de puissance prédictive d'un redresseur MLI



Le modèle du coté continu est représenté par les équations différentiel des condensateurs suivantes

$$\begin{cases} \frac{d\vec{v}_{dc1}}{dt} = \frac{1}{C_1} \vec{i}_{c1} \\ \frac{d\vec{v}_{dc2}}{dt} = \frac{1}{C_2} \vec{i}_{c2} \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

L'approximation d'Euler de premier ordre est appliqué sur les équations précédentes afin d'obtenir le modèle discret de la tension des condensateurs

$$\frac{d\vec{v}_{dcx}}{dt} = \frac{\vec{v}_{dcx}(k+1) - \vec{v}_{dcx}(k)}{T_s} \quad (\text{III.43})$$

Le modèle décrit les condensateurs devient :

$$\begin{cases} \vec{v}_{dc1}(k+1) = \vec{v}_{dc1}(k) + \frac{1}{C_1} \vec{i}_{c1}(k) \cdot T_s \\ \vec{v}_{dc2}(k+1) = \vec{v}_{dc2}(k) + \frac{1}{C_2} \vec{i}_{c2}(k) \cdot T_s \end{cases} \quad (\text{III.44})$$

Où les courants  $\vec{i}_{c1}$  et  $\vec{i}_{c2}$  sont les courants des condensateurs. Ils dépendent des états des interrupteurs et les courants triphasés de la source qui sont calculés comme suit :

$$\begin{cases} \vec{i}_{c1}(k) = S_{ap} \vec{i}_a(k) + S_{bp} \vec{i}_b(k) + S_{cp} \vec{i}_c(k) - \vec{i}_{ch}(k) \\ \vec{i}_{c2}(k) = -S_{an} \vec{i}_a(k) - S_{bn} \vec{i}_b(k) - S_{cn} \vec{i}_c(k) - \vec{i}_{ch}(k) \end{cases} \quad (\text{III.45})$$

L'obtention du modèle prédictive a été expliqué au chapitre précédent, en rappelant que les équations des puissances prédictive sont données par

$$\begin{cases} p(k+1) = \text{Re}\{\vec{e}(k+1)\vec{i}(k+1)\} \\ q(k+1) = \text{Im}\{\vec{e}(k+1)\vec{i}(k+1)\} \end{cases} \quad (\text{III.46})$$

Où le courant et la tension de la source sont exprimés comme suit :

$$\vec{i}(k+1) = \frac{T_s}{RT_s + L} \left[ \frac{L}{T_s} \vec{i}(k) + \vec{e}(k+1) - \vec{v}(k+1) \right] \quad (\text{III.47})$$

$$\text{Avec } \vec{e}(k+1) = \vec{e}(k)$$

La fonction de cout pour un convertisseur NPC doit réaliser Les conditions suivantes

- Le contrôle des puissances active et réactive
- Équilibrage des tensions des condensateurs

$$g = |p^* - p(k+1)| + |q^* - q(k+1)| + \lambda_{dc} |\vec{v}_{dc1}(k+1) - \vec{v}_{dc2}(k+1)| \quad (\text{III.48})$$

Où les deux premiers termes sont les erreurs absolues de la puissance active et réactive et le troisième minimise l'erreur entre les tensions des condensateurs.  $\lambda_{dc}$  Désigne le facteur de pondération pour un déséquilibre de tension de point milieu du bus continu. Par ajustement de la valeur de  $\lambda_{dc}$ , on améliore l'équilibre de la tension de ce point .

### III.4.2.1.Simulation

La structure de commande directe de puissance prédictive (figure III.28) a été implémentée sous Matlab/Simulink .

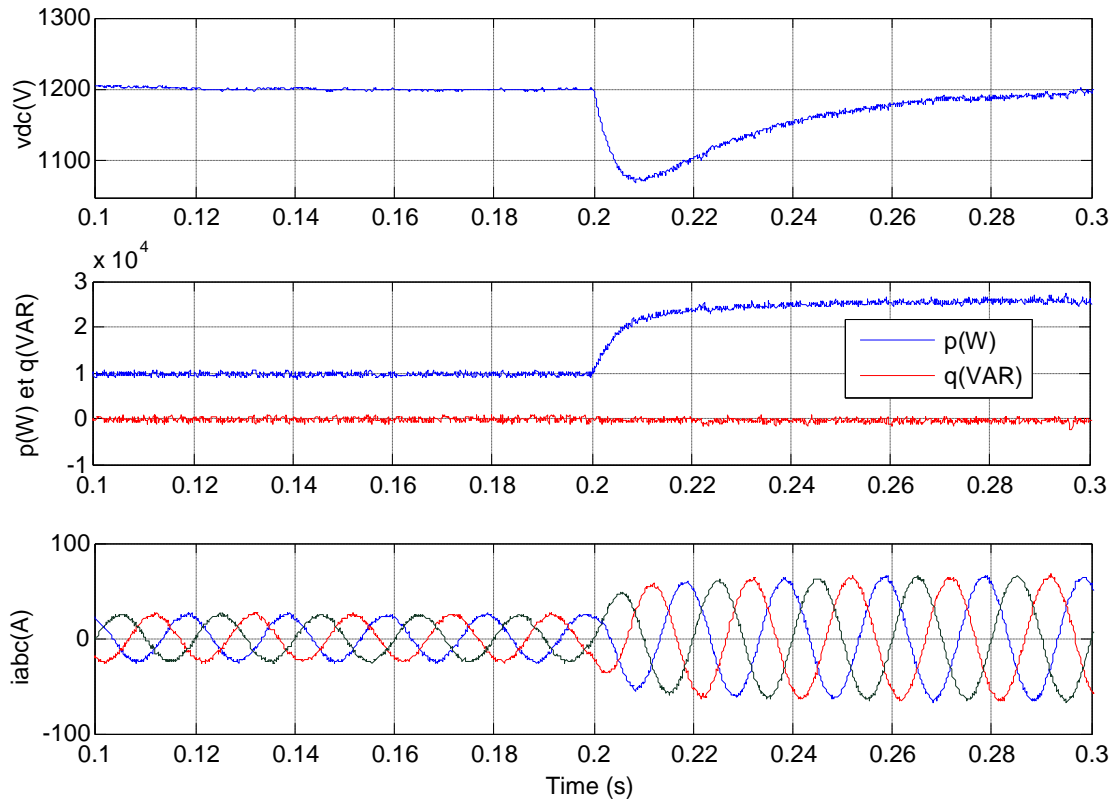


Figure III.28. Réponses de tension du bus continu, puissances active et réactive et courants triphasé de la source du convertisseur vis-à-vis de variation de la charge.

Dans la figure III.28. Pour tester la technique de contrôle directe de puissance prédictif (MP-DPC) vis-à-vis à la variation de la charge, une augmentation de la charge a été effectuée à l'instant  $t=0.2$ . Dans ce cas ; on remarque que les variables à contrôler (tension du bus continu et la puissance active et réactive) reprend à la variation de la charge avec un temps de repense rapide.

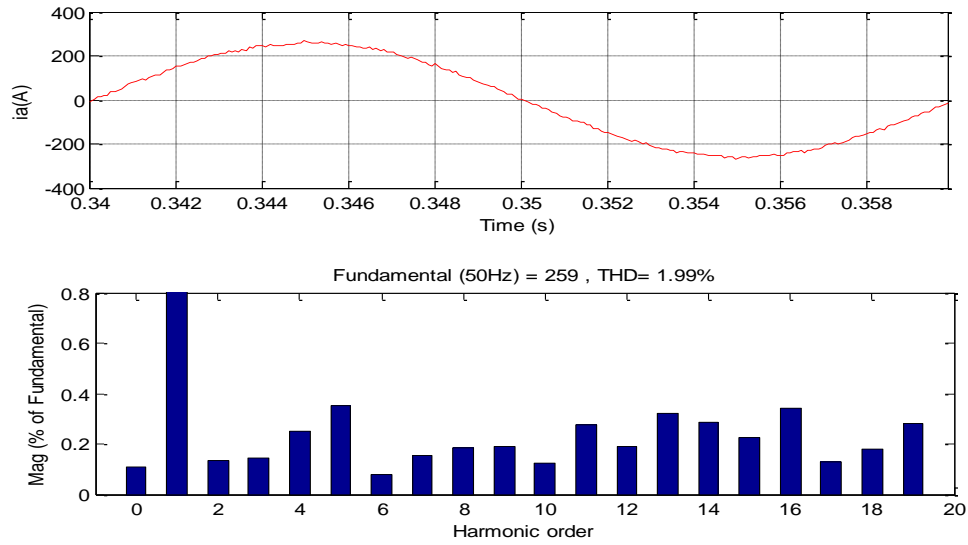


Figure III. 29. courants de la source et spectre harmonique.

Sur la figure III.29. Les courants absorbés possèdent une forme d'onde quasi-sinusoïdale ( $THDi=1.99\%$ ).

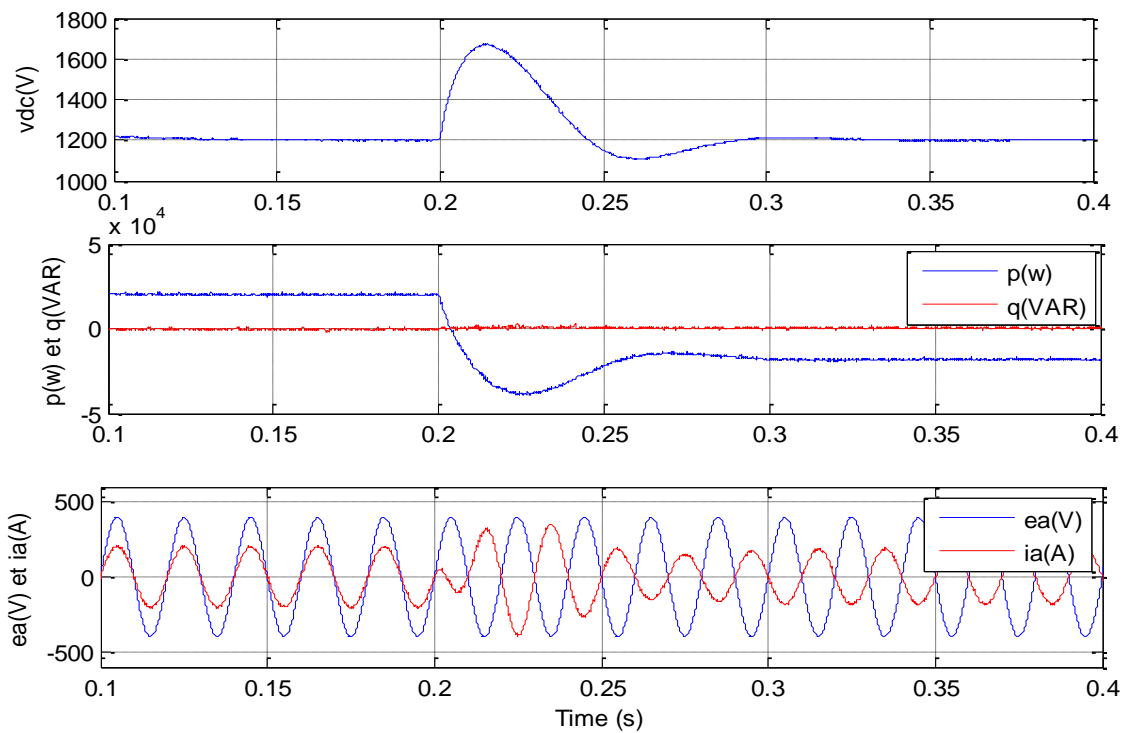


Figure III.30. Tension continue, puissances active et réactive et courant triphasé vis à vis au changement de mode d'opération.

La figure III.30. Représente un changement de mode de fonctionnement de redressement en régénération. Un changement dans la direction du courant de charge continue est effectuée au temps  $t=0,2s$ , à cette instant la tension continue subit à une augmentation momentanée. Cette augmentation est compensée par le contrôleur PI de tension qui entraîne une modification du signe du composant active du courant de référence (puissance de référence). Le courant triphasé d'entrée se décale de  $180^\circ$  et le facteur de puissance reste unitaire  $q=0$ . La puissance active change sa direction (positive) mode redressement en mode régénération (négative) avec un temps de repense rapide.

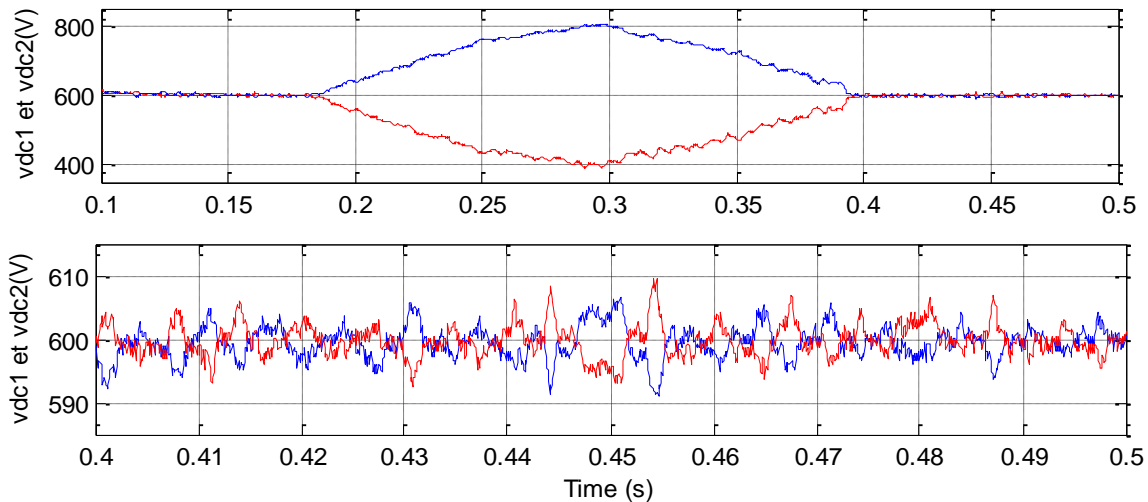


Figure III.32. Tensions des condensateurs du bus continu vis-à-vis à la valeur de coefficient de pondération  $\lambda_{dc}$

Enfin, l'un des aspects les plus intéressants de la méthode prédictive est la simplicité de mise en œuvre de l'équilibre de tension des condensateurs. Pour montrer les capacités de cette méthode, le terme d'équilibre des tensions des condensateurs de la fonction de coût a été désactivé à l'instant  $t=0,2$ , en réglant  $\lambda_{dc} = 0$ , comme présenté sur la figure III.32. Ce qui implique que la fonction de coût ne travaille pas avec le terme d'équilibrage de la tension du point milieu. Comme prévu, les deux tensions du bus continu ont rapidement commencé à se séparer jusqu'aux des points critiques. À l'instant  $t = 0,3$  s le facteur de pondération  $\lambda_{dc}$  a été fixé à  $\lambda_{dc} = 100$ . La fonction de coût a réussi à maintenir l'équilibre de tension des condensateurs. Un zoom des tensions des condensateurs montre  $v_{dc1}=v_{dc2} = v_{dc} / 2$ , c'est-à-dire qu'il y a un équilibre de tension dans les condensateurs et que l'erreur de tension maximale est d'environ 10V.

### **III. 5 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons d'abord présenté la nécessité d'utiliser d'un convertisseur MLI multi-niveaux et nous avons présenté les différentes structures de ce dernier. Puis nous avons consacré notre étude sur le redresseur NPC de trois niveaux. Deux techniques de contrôle ont été proposées, le contrôle direct de puissance classique et le contrôle direct de puissance prédictive. La simulation sur Matlab montre l'efficacité des deux stratégies. Elles présentent une bonne performance dynamique et statique ainsi que l'équilibrage des tensions du bus continu. La différence réside dans le contrôle direct de puissance prédictive qui réduit les ondulations de puissance et présente un algorithme simple par rapport au contrôle direct de puissance DPC.

**III.6. Reference**

- [1] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [2] T. Meynard, H Foch, "Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters", Power Electronics Specialists Conference(PESC '92), vol. 1, pp. 397–403,1992.
- [3] M. Carpita, M. Marchesoni, M. Oberti, L.Y. Puglisi, "Power Conditioning System Using Sliding Mode Control". Proceedings of Power Electronic Specialist Conference. 626-633, Kyoto, Japon, 1988.
- [4] V. Yaramasu and B. Wu, "Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems", IEEE Press, John Wiley, 2016.
- [5] G. Abad, J. Lopez, Miguel A. Rodriguez, L. Marroyo, and G. Iwanski, "Doubly Fed Induction Machine-Modelling and Control for Wind Energy Generation", John Wiley, 2011.
- [6] T. O. Kowalska, F. Blaabjerg, and J. Rodriguez, "Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives", Studies in Computational Intelligence. Springer, 2014.
- [7] S. A. Larrinaga, "Predictive Control Of The 2L-VSI and 3L-NPC VSI Based on Direct Power Control for MV Grid Connected Power Applications", Phd Thesis, Université Arrasate-Mondragon (Spain) 2007.
- [8] M. Fakharmanesh, "Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source Converters for Renewable Energy Systems: Modeling, Operation and Control," Master's Thesis in Electrical Engineering, Milano, 2016.
- [9] B. Wu. , "High-Power Converters and AC Drives", Wiley-IEEE Press. John Wiley & Sons, 2006.
- [10] N. Celanovic, and D. Boroyevich , "A Comprehensive Study of Neutral-Point Voltage Balancing Problem in Three-Level Neutral-Point-Clamped Voltage Source Pwm Inverters", IEEE Transactions On Power Electronics, vol. 15, no. 2, pp. 242–249.March 2000,
- [11] M.Y. Lee , "Three-Level Neutral-Point-Clamped Matrix Converter Topology ", Thesis University for degree of Doctor of Philosophy, Nottingham, March 2009.
- [12] A. H. Bhat and P. Agarwal, "A Generalized Space Vector Modulation With Simple Control Technique for Balancing DC-Bus Capacitor Voltages of a Three-Phase, Neutral- Point Clamped Converter," International Conference on Power Electronics, Drivers and Energy System, 2006.
- [13] Y. C. Zhang, Z. M. Zhao, M. Eltawil, and L. Q. Yuan, "Performance Evaluation of Three Control Strategies for Three-Level Neutral Point Clamped PWM Rectifier," in Proc. IEEE APEC'08, pp. 259-264, 2008.
- [14] Y. Zhang et al., "TABLE-BASED Direct Power Control for Three-Level Neutral Point-Clamped Pulse-Width Modulated Rectifier," IET Power Electronics , vol. 30, no. 8, pp. 1555-1562, 2013.
- [15] C. Hu, X. Yu, D. G. Holmes, " An Improved Virtual Space Vector Modulation Scheme for Three-Level Active Neutral-Point- Clamped Inverter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 10, PP. 7419 – 7434, Oct 2017.
- [16] A. A. G. M. Gebreel, "Simulation and Implementation of Two Level and Three-Level Inverters by Matlab and Rt-Lab", Master Thesis, Ohio State University, 2011.
- [17] V. Q. B. Ngo, "Algorithmes de Conception de Lois de Commande Prédictives pour les Systèmes de Production D'énergie," Thèse de doctorat de L'Université Paris-Saclay, 2017

- [18] J. Rodriguez and P. Cortes, "Predictive Control Of Power Converters And Electrical Drives", John Wiley, 2012.
- [19] R. Vargas, P. Cortés, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, "Predictive Control of a Three Phase Neutral-Point-Clamped Inverter" , IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 5, pp. 2697-2706, Oct 2007.
- [20] J. Rodriguez, S. Bernet, K. Peter, "A Survey On Neutral-Point-Clamped Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics", Vol. 57, No. 7, pp. 2219-2230, July 2010.
- [21] H. Rashid, Power electronics: circuits, devices, and applications: Pearson/Prentice Hall, 2011.
- [22] J. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel Converters a New Breed of Power Converters", IEEE Transactions on Industry Applications", Vol. 32, No. 3, pp. 509-517, May/June 1996.
- [23] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, "Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter," Industrial Electronics, IEEE Transactions on, vol. 54, no. 5, pp. 2697 –2705, oct. 2007.

# **CHAPITRE IV**

## **APPLICATION DES CONVERTISSEURS AC/DC/AC POUR CONTRÔLER UN GÉNÉRATEUR À ÉNERGIE ÉOLIENNE À DOUBLE ALIMENTATION**



## **IV.1 Introduction**

Les éoliennes à vitesse variable sont plus utilisées que celle à vitesse fixe, en raison de leurs capacités de maximiser la puissance du vent et de réduire les contraintes mécaniques sur l'éolienne.

L'une des génératrices les plus fréquemment utilisées avec les éoliennes à vitesse variable est la génératrice à double alimentation « GADA » [1]. Cette machine présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones à cage et un rotor contenant également un bobinage triphasé connecté à trois bagues séparées, sur lesquelles frottent des balais en charbon. Le stator de cette machine est directement lié au réseau de transmission par l'intermédiaire d'un transformateur ; tandis que le rotor et grâce au système balais-bagues est également relié au réseau via deux convertisseurs de puissance bidirectionnels. Ces derniers sont connectés en série par l'intermédiaire d'un étage à tension continue. Vu que le convertisseur est traversé seulement par la puissance de glissement, il est donc dimensionné que pour un taux de 30% de la puissance nominale. Ainsi, ils sont économiques. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. [1] [2] [3] [4].

Dans ce chapitre nous présenterons une étude approfondie sur le générateur à double alimentation, et afin de garantir son bon fonctionnement, différentes techniques de contrôle sont proposées, dont le contrôle direct de puissance et le contrôle direct de puissance basé sur le modèle prédictif. À noter que le côté redresseur était déjà étudié dans le chapitre II afin de séparer les sous-systèmes.

## **IV.2 Machine à double alimentation pour conversion d'énergie éolienne**

Le système d'énergie éolienne est montré à la figure (I.6), comme mentionné précédemment, le rotor possède un enroulement triphasé relié à trois bagues séparées sur lesquelles frottent des balais en charbon. Le circuit rotorique est alors relié à un convertisseur de fréquence qui est un convertisseur à base de transistors bipolaires à circuit intermédiaire à tension continue. Il est composé d'un redresseur et onduleur. Ce convertisseur travaille dans les quatre quadrants. Le redresseur MLI est connecté à un deuxième enroulement secondaire du transformateur. Ce dernier travaille donc avec une fréquence fondamentale imposée par le réseau de distribution. Ainsi que, il maintient une tension continue  $v_{dc}$  au circuit intermédiaire et contrôle la puissance réactive. Grâce au fonctionnement à modulation de la largeur d'impulsion, il provoque des faibles harmoniques de courant et de fréquence assez élevée (selon la fréquence de modulation). Par contre, l'onduleur MLI travaille à tension et fréquence variables, selon la fréquence rotorique, égale à la fréquence de glissement. Pour une fréquence statorique constante, la fréquence rotorique, doit s'adapter à la vitesse de rotation de la machine, selon le signe de la fréquence de glissement l'onduleur MLI doit alors injecter ou absorber

de la puissance de glissement au circuit rotorique. Il faut donc travailler dans les quatre quadrants. La puissance active passe au travers du redresseur MLI et de deuxième enroulement secondaire du transformateur où il est fourni ou absorbée par le réseau de transmission. Cette puissance est en général faible. Elle est proportionnelle à la fréquence de glissement. Par contre, il y a le désavantage que la machine asynchrone à bague est de construction plus compliquée que celle de la machine à cage.

### IV.3. Mode de fonctionnement de la machine à vitesse variable

Les enroulements du stator sont connectés au réseau. Celui-ci impose la fréquence de courant du stator,  $f_s$ , et conduit à la création d'un champ magnétique tournant dans l'entrefer. La relation entre la vitesse de rotation de ce champ,  $\omega_s$  et  $f_s$ , est proportionnelle [5] [6] [7].

$$\omega_s = 2\pi f_s \quad (IV.1)$$

Le rotor d'une machine asynchrone tourne à la vitesse  $\Omega_m$  qui est donné par la relation suivante :

$$\Omega_m = \omega_m / P \quad (IV.2)$$

Où:

$\Omega_m$  : est la vitesse mécanique du rotor (tours/sec).

$\omega_m$  : est la rotation angulaire de la machine électrique du rotor (radian/sec)

Le glissement  $g$  du moteur est défini par :

$$g = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (IV.3)$$

La pulsation des courants induits  $\omega_r$  au rotor s'exprime comme suit :

$$\omega_r = \omega_s - \omega_m \quad (IV.4)$$

La relation entre les fréquences angulaires du stator et du rotor est donné par :

$$\omega_r = \omega_s \cdot g \quad (IV.5)$$

Les fréquences du stator et du rotor en fonction du glissement sont

$$f_r = f_s \cdot g \quad (IV.6)$$

Dépendamment du signe de glissement, il est possible de distinguer trois modes de fonctionnements de la machine :

$g > 0 \Rightarrow$  *Mode hyposynchrone*

$g < 0 \Rightarrow$  *Mode hypersynchrone*

$g = 0 \Rightarrow$  *Mode synchrone*

La machine asynchrone classique fonctionne en moteur en dessous de la vitesse de synchronisme et ne peut fonctionner en génératrice qu'au-dessus de celle-ci. Par contre, la MADA offre la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants (Figure. IV.1). C'est-à-dire que ce n'est plus la vitesse de rotation qui définit le mode de fonctionnement en moteur ou en générateur. Mais, la

commande des tensions rotoriques permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine, offrant ainsi la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou en hypo synchronisme aussi bien en mode moteur qu'en mode générateur.

➤ Pour un fonctionnement en génératrice, la GADA nécessite un couple sur l'arbre de la machine dans le même sens que le sens de rotation du champ tournant du stator. L'effet de ce couple provoque un décalage en avant des pôles du rotor par rapport aux pôles du stator, par conséquent la force magnétomotrice du rotor est en avance sur les forces magnétomotrices du stator. Le couple électromagnétique de la machine qui s'exerce sur le rotor devient un couple résistant dans le sens contraire du sens de rotation de la machine.

➤ Pour un fonctionnement en moteur, la force magnétomotrice résultante est en avance sur la force magnétomotrice. Le couple sur l'arbre de la machine est un couple résistant dans le sens contraire de la vitesse de rotation du champ tournant statorique. Le couple électromagnétique de la machine est un couple moteur dans le même sens que le sens de rotation.

Chaque mode de fonctionnement requiert une commande appropriée des tensions rotoriques. Ce qui permet de gérer le champ magnétique à l'intérieur de la machine. Et ainsi, avoir la possibilité de fonctionner en hyper synchronisme ou hypo synchronisme [8].

➤ Fonctionnement en mode moteur hypo synchrone :

- La vitesse de rotation est inférieure à la vitesse synchronisme.
- La puissance est fournie par le réseau au stator créant la puissance mécanique et la puissance de glissement est renvoyée sur le réseau via les convertisseurs connectés au rotor

➤ Fonctionnement en mode moteur hyper synchrone :

- La vitesse de la machine est peut varier au-delà de la vitesse de synchronisme
- Une partie de la puissance fournie par le réseau va au rotor via les convertisseurs statiques et est convertie en puissance mécanique.

➤ Fonctionnement en mode génératrice hypo synchrone :

C'est surtout le mode de fonctionnement en génératrice qui nous intéresse car il correspond parfaitement dans notre cas, à la MADA utilisée dans une éolienne.

- la puissance est fournie par le dispositif d'entraînement, dans notre cas la turbine éolienne ; une partie de la puissance transmise par le stator est réabsorbée par le rotor.

➤ Fonctionnement en mode génératrice hyper synchrone :

La vitesse de la machine est au-dessus de la vitesse de synchronisme et la totalité de puissance (statorique et glissement) est fournie au réseau de transmission.

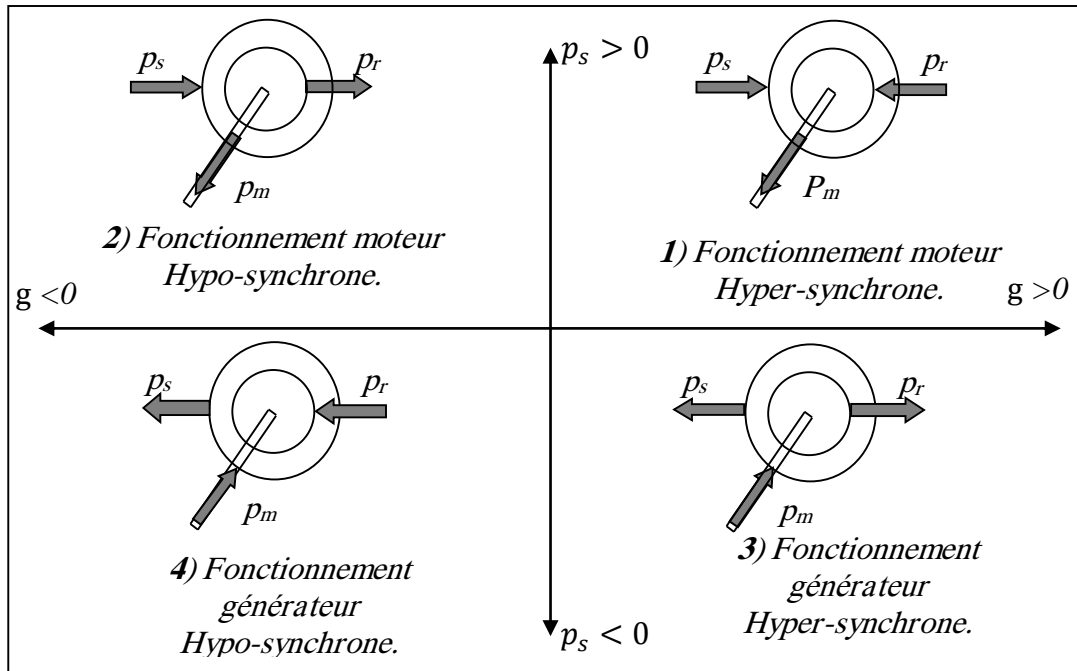


Figure. IV. 1 Quadrants de fonctionnement de la machine asynchrone à double Alimentation.

#### IV.4. Etat de l'art des stratégies de contrôle de la GADA

Les stratégies de commande des machines asynchrones à double alimentation (commande du rotor) sont une adaptation de celles appliquées aux machines à rotor court-circuité (commande du stator). Il suffit seulement de changer le référentiel.

Plusieurs méthodes ont été proposées pour contrôler la GADA. La plus populaire est la technique de contrôle à flux orienté, également connu sous le nom contrôle vectoriel, Elle a été introduite par Blaschke 1972 [9], Au début des années 1990, était la méthode de contrôle la plus représentative en raison de développement de microprocesseur. Puis, elle été appliqué sur la GADA [2]. Le contrôle à flux orienté (FOC) donne une réponse de couple presque aussi rapide qu'une machine à courant continu [10], cependant, pour déterminer les paramètres du contrôleur PI, la précision des paramètres de la machine tels que les résistances et l'inductances ou l'inductance mutuelle, etc., sont requises. La performance se dégrade lorsque les paramètres réels de la machine sont différents des valeurs utilisées dans le système FOC en raison de la saturation magnétique.

Le concept de DTC est proposé en 1986 dans un article [11]. Et plus tard étaient développés pour la MADA par [12]. Il nécessite moins de dépendance aux paramètres de la machine et entraîne une réduction de la complexité du contrôle. Le couple de la machine est contrôlé directement par une sélection appropriée du vecteur de tension à partir d'une table de commutation en utilisant les informations sur le flux et le couple électromagnétique [13] [14]. Le flux du stator/rotor est

généralement estimé en intégrant la tension du stator/rotor. La variation de la fréquence de commutation du convertisseur est un autre inconvénient pour le DTC.

[15] et auparavant [16] proposent la technique DPC appliquée au GADA. Le contrôle a été réalisé sur le convertisseur côté rotor et proposée comme une amélioration de la technique DTC, dans ce cas les variables à directement contrôler sont les puissances active et réactive étant directement calculées à partir des courants et tension mesurées statorique. Donc les paramètres de la machine ne seront plus requis. L'auteur de [15] a estimé le flux du stator dans le repère lié au rotor et fait suivre la validation par des résultats obtenus à partir des simulations. Son article est très répandu et utilisé comme base pour d'autres études relatives à la DPC appliquée dans le GADA [7] [17]. Cependant, comme un DTC conventionnel, elle présente une fréquence de commutation variable

Au cours de la dernière décennie, le contrôle à modèle prédictif (MPC) a été une technique de contrôle alternative appliquée dans les entraînements et les convertisseurs de puissance. Plusieurs approches telles que le contrôle prédictif du courant [18], le contrôle prédictif direct du couple / puissance basé sur les séquences de commutation [7] ont été appliquées pour contrôler le GADA. Les MPC pour GADA ont été présentées dans [19] [20] [21] [22] [23], cette technique de contrôle prédictif à modèle fini consiste à utiliser un modèle de prédiction discret et une fonction de coût pour sélectionner le vecteur de commutation et réaliser le contrôle de suivi optimal. De cette manière, l'optimisation peut facilement être obtenue en sélectionnant différentes fonctions de coût, de telle sorte qu'elle n'a pas besoin d'utiliser la transformation de coordonnées et un modulateur. Cependant, cette méthode présente toujours des inconvénients, tels qu'une fréquence variable de commutation.

#### **IV.5. Modélisation d'un générateur asynchrone à double alimentation**

L'éolienne basée sur une GADA connectée au réseau, incluant différentes grandeurs mécaniques et électriques servant à la modélisation de la chaîne de conversion électromécanique. Dans un premier temps, le GADA sera modélisé, puis dans les sections qui suivent nous présentons le modèle aérodynamique de la turbine, et la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique.

Cette paragraphe nous permet la modélisation d'une machine asynchrone à l'aide de la notion de vecteur complexe ou phasor spatial et conduira à un modèle adéquat aux stratégies de contrôle proposés dans ce chapitre.

##### **IV.5.1 Modélisation dans le plan « a b c »**

Le modèle de la machine idéal est représenté par trois enroulement statorique et trois enroulement rotorique comme montré à la figure (IV.2). D'après cette représentation on peut déduire les équations de tensions suivantes sous forme matricielle :

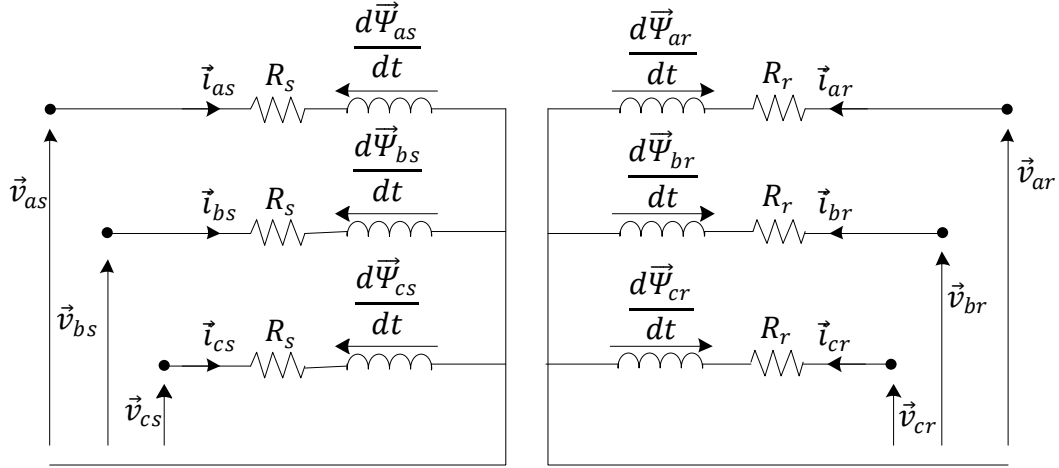


Figure IV.2. Schéma électrique équivalent de la MADA

Au stator :

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_{as} \\ \vec{v}_{bs} \\ \vec{v}_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} \vec{i}_{as} \\ \vec{i}_{bs} \\ \vec{i}_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{as} \\ \vec{\Psi}_{bs} \\ \vec{\Psi}_{cs} \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

Où  $R_s$  est la résistance statorique ;

$\vec{i}_{as}$ ,  $\vec{i}_{bs}$  et  $\vec{i}_{cs}$  sont les courants statorique des phases  $a$ ,  $b$ , et  $c$  ;

$\vec{v}_{as}$ ,  $\vec{v}_{bs}$  et  $\vec{v}_{cs}$  sont les tensions statorique appliquées ;

$\vec{\Psi}_{as}$ ,  $\vec{\Psi}_{bs}$  et  $\vec{\Psi}_{cs}$  sont les flux statorique.

Au rotor :

$$\begin{bmatrix} \vec{v}_{ar} \\ \vec{v}_{br} \\ \vec{v}_{cr} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} \vec{i}_{ar} \\ \vec{i}_{br} \\ \vec{i}_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \vec{\Psi}_{ar} \\ \vec{\Psi}_{br} \\ \vec{\Psi}_{cr} \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Avec :

$R_r$  est la résistance rotorique ;

$\vec{v}_{ar}$ ,  $\vec{v}_{br}$  et  $\vec{v}_{cr}$  sont les trois tensions rotoriques.

$\vec{i}_{ar}$ ,  $\vec{i}_{br}$  et  $\vec{i}_{cr}$  sont les trois courants rotoriques.

$\vec{\Psi}_{ar}$ ,  $\vec{\Psi}_{br}$  et  $\vec{\Psi}_{cr}$  les flux à travers les trois phases du rotor.

A noter que, les variables rotoriques (tensions, courants et flux) présentent une pulsation  $\omega_r$  qui varie avec la vitesse de rotation.

Le vecteur flux magnétique de chaque enroulement est composé de six composants générés par l'interaction électromagnétique entre les trois enroulements du rotor et du stator :

Au stator :

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{as} = \bar{\Psi}_{asas} + \bar{\Psi}_{asbs} + \bar{\Psi}_{ascs} + \bar{\Psi}_{asar} + \bar{\Psi}_{asbr} + \bar{\Psi}_{ascr} \\ \bar{\Psi}_{bs} = \bar{\Psi}_{bsas} + \bar{\Psi}_{bsbs} + \bar{\Psi}_{bscs} + \bar{\Psi}_{bsar} + \bar{\Psi}_{bsbr} + \bar{\Psi}_{bscr} \\ \bar{\Psi}_{cs} = \bar{\Psi}_{csas} + \bar{\Psi}_{csbs} + \bar{\Psi}_{cscs} + \bar{\Psi}_{csar} + \bar{\Psi}_{csbr} + \bar{\Psi}_{cscr} \end{cases} \quad (IV.9)$$

Au rotor :

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{ar} = \bar{\Psi}_{arar} + \bar{\Psi}_{arbr} + \bar{\Psi}_{arcr} + \bar{\Psi}_{aras} + \bar{\Psi}_{arbs} + \bar{\Psi}_{arcs} \\ \bar{\Psi}_{br} = \bar{\Psi}_{brar} + \bar{\Psi}_{brbr} + \bar{\Psi}_{brcr} + \bar{\Psi}_{bras} + \bar{\Psi}_{brbs} + \bar{\Psi}_{brcs} \\ \bar{\Psi}_{cr} = \bar{\Psi}_{crar} + \bar{\Psi}_{crbr} + \bar{\Psi}_{cr cr} + \bar{\Psi}_{cras} + \bar{\Psi}_{crbs} + \bar{\Psi}_{cr cs} \end{cases} \quad (IV.10)$$

Cela conduit aux:

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{as} = l_s \vec{i}_{as} + l_{ss} i_{bs} + l_{ss} \vec{i}_{cs} + M_{sr} \cos \theta_m \vec{i}_{ar} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \vec{i}_{br} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) \vec{i}_{cr} \\ \bar{\Psi}_{bs} = l_{ss} \vec{i}_{as} + l_s \vec{i}_{bs} + l_{ss} \vec{i}_{cs} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) \vec{i}_{ar} + M_{sr} \cos \theta_m \vec{i}_{br} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \vec{i}_{cr} \\ \bar{\Psi}_{cs} = l_{ss} \vec{i}_{as} + l_{ss} \vec{i}_{bs} + l_s \vec{i}_{cs} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \vec{i}_{ar} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) \vec{i}_{br} + M_{sr} \cos \theta_m \vec{i}_{cr} \end{cases} \quad (IV.11)$$

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_{ar} = l_r \vec{i}_{ar} + l_{rr} \vec{i}_{br} + l_{rr} \vec{i}_{cr} + M_{sr} \cos \theta_m \vec{i}_{as} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \vec{i}_{bs} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) \vec{i}_{cs} \\ \bar{\Psi}_{br} = l_{rr} \vec{i}_{ar} + l_r \vec{i}_{br} + l_{rr} \vec{i}_{cr} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) \vec{i}_{as} + M_{sr} \cos \theta_m \vec{i}_{bs} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \vec{i}_{cs} \\ \bar{\Psi}_{cr} = l_{rr} \vec{i}_{ar} + l_{rr} i_{br} + l_r \vec{i}_{cr} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{2\pi}{3} \right) \vec{i}_{as} + M_{sr} \cos \left( \theta_m + \frac{4\pi}{3} \right) \vec{i}_{bs} + M_{sr} \cos \theta_m \vec{i}_{cs} \end{cases} \quad (IV.12)$$

Sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{as} \\ \bar{\Psi}_{bs} \\ \bar{\Psi}_{cs} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} \vec{i}_{as} \\ \vec{i}_{bs} \\ \vec{i}_{cs} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} \vec{i}_{as} \\ \vec{i}_{bs} \\ \vec{i}_{cs} \end{bmatrix} \quad (IV.13)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{\Psi}_{ar} \\ \bar{\Psi}_{br} \\ \bar{\Psi}_{cr} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} \vec{i}_{ar} \\ \vec{i}_{br} \\ \vec{i}_{cr} \end{bmatrix} + [M_{rs}] \begin{bmatrix} \vec{i}_{as} \\ \vec{i}_{bs} \\ \vec{i}_{cs} \end{bmatrix} \quad (IV.14)$$

avec

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ss} & l_{ss} \\ l_{ss} & l_s & l_{ss} \\ l_{ss} & l_{ss} & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & l_{rr} & l_{rr} \\ l_{rr} & l_r & l_{rr} \\ l_{rr} & l_{rr} & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_r] = [M_{sr}] \begin{bmatrix} \cos\theta_m & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\theta_m & \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\theta_m \end{bmatrix}$$

et  $[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$

Où :  $l_s, l_r$  : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique,

$l_{ss}$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques,

$l_{rr}$  : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

La matrice des inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor  $[M_{sr}]$  dépend de la position angulaire  $\theta_m$  entre l'axe du stator et celui du rotor.

#### IV.5.2 Application de la théorie des phraseurs spatiaux

A tout système de grandeurs triphasées  $x_a(t), x_b(t), x_c(t)$  (tels que les courants, les tensions et les flux), on peut associer un vecteur tournant (annexe) [24], [25].

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est facile d'étendre la notion de vecteur spaciaux à tout ensemble de grandeurs triphasées :

$$\begin{cases} \vec{v}_s^s = \vec{v}_{as} + a \cdot \vec{v}_{bs} + a^2 \cdot \vec{v}_{cs} \\ \vec{i}_s^s = \vec{i}_{as} + a \cdot \vec{i}_{bs} + a^2 \cdot \vec{i}_{cs} \\ \vec{\Psi}_s^s = \vec{\Psi}_{as} + a \cdot \vec{\Psi}_{bs} + a^2 \cdot \vec{\Psi}_{cs} \end{cases} \quad (IV.15)$$

Remplaçant l'équation de tension statorique (IV.7) par notation spaciaux de l'expression (A.1) on trouve :

$$\begin{aligned} \vec{v}_s^s &= \frac{2}{3} (1 \cdot \vec{v}_{sa} + a \cdot \vec{v}_{bs} + a^2 \cdot \vec{v}_{cs}) \\ &= \frac{2}{3} (\vec{i}_{as} + a \cdot \vec{i}_{bs} + a^2 \cdot \vec{i}_{cs}) \cdot R_s + \frac{2}{3} \cdot \frac{d}{dt} (\vec{\Psi}_{as} + a \cdot \vec{\Psi}_{bs} + a^2 \cdot \vec{\Psi}_{cs}) \end{aligned} \quad (IV.16)$$

Sous forme condensée:

$$\vec{v}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt} \quad (IV.17)$$

La relation (IV.17) est exprimée dans le système de référence fixe au stator, où l'indice  $s$  superposé indique au système lie au stator.

Où

$\vec{v}_s^s$  est le vecteur de tension statorique ;

$\vec{i}_s^s$  est le vecteur du courant statorique ;

$\vec{\Psi}_s^s$  est le vecteur du flux statorique ;



Et pour le circuit rotorique, on obtient dans le système de coordonnées fixe au rotor, indique par l'indice superposé  $r$  :

$$\vec{v}_r^r = R_r \vec{i}_r^r + \frac{d\vec{\Psi}_r^r}{dt} \quad (IV.18)$$

Après quelques calculs, les vecteurs  $\vec{\Psi}_s^s$  et  $\vec{\Psi}_r^r$  peuvent s'écrire

$$\begin{cases} \vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m e^{j\theta_m} \vec{i}_r^r = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \\ \vec{\Psi}_r^r = L_r \vec{i}_r^r + L_m e^{-j\theta_m} \vec{i}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^r \end{cases} \quad (IV.19)$$

$L_s = l_s - l_{ss}$       Inductance cyclique statorique ;

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$       Inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor ;

$\vec{i}_r^s = \vec{i}_r^r e^{j\theta_m}$       Courant rotorique dans le référentiel statorique ;

$L_r = l_r - l_{rr}$       Inductance cyclique rotorique ;

$\vec{i}_s^r = \vec{i}_s^s e^{j\theta_m}$       Courant statorique dans la référentiel rotorique ;

Finalement, on peut résumer les équations de tension et de flux de la machine, comme suit :

$$\begin{cases} \vec{v}_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt} \\ \vec{v}_r^r = R_r \vec{i}_r^r + \frac{d\vec{\Psi}_r^r}{dt} \\ \vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \\ \vec{\Psi}_r^r = L_r \vec{i}_r^r + L_m \vec{i}_s^r \end{cases} \quad (IV.20)$$

#### IV.5.2.1 Changement de référentiel des vecteur spaciaux

La représentation vectorielle d'une grandeur triphasée peut s'exprimer dans différents référentiels : ( $s$ ) lié au stator, ( $r$ ) lié au rotor, ( $k$ ) lié au champ tournant (Figure. IV.3).

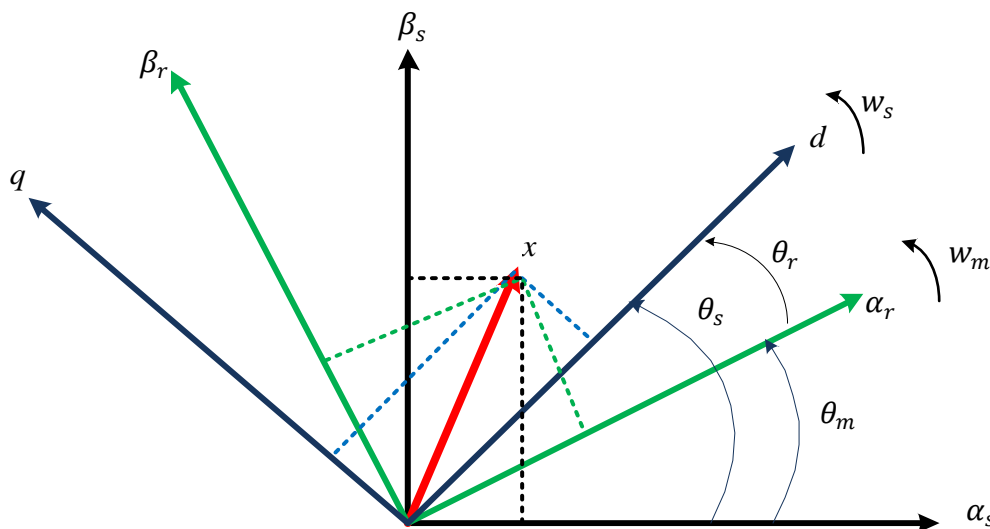


Figure IV.3 : Représentation vectorielle de différents repères de références.

A partir de la position angulaire de chaque référentiel par rapport à un autre, on déduit l'expression de changement du référentiel.

$$\begin{aligned}\vec{x}_s^k &= \vec{x}_s^s e^{-j\theta_s} && \text{Changement de } (\alpha_s, \beta_s) \text{ vers } (d, q) \\ \vec{x}_r^k &= \vec{x}_r^r e^{-j\theta_r} && \text{Changement de } (\alpha_r, \beta_r) \text{ vers } (d, q) \\ \vec{x}_s^r &= \vec{x}_s^s e^{-j\theta_m} && \text{Changement de } (\alpha_s, \beta_s) \text{ vers } (\alpha_r, \beta_r)\end{aligned}$$

#### IV.5.2.1.1 Modèle exprimé dans repère lié au champ tournant :

Pour la transformation au système de coordonnées lié au champ tournant dont l'axe réel fait un angle électrique ( $\theta_k = \theta_s$ ), par rapport à l'axe (a) de la phase du stator, on fait appel aux relations de base pour le passage au système de coordonnées lié au champ tournant :

$$\begin{cases} \vec{i}_s^s = \vec{i}_s^k e^{j\theta_k} \\ \vec{v}_s^s = \vec{v}_s^k e^{j\theta_k} \\ \vec{\Psi}_s^s = \vec{\Psi}_s^k e^{j\theta_k} \end{cases} \quad (IV.21)$$

De l'équation de tension, on obtient d'abord

$$\begin{aligned}\vec{v}_s^k e^{j\theta_k} &= R_s \vec{i}_s^k e^{j\theta_k} + \frac{d\vec{\Psi}_s^k e^{j\theta_k}}{dt} \\ &= R_s \vec{i}_s^k e^{j\theta_k} + e^{j\theta_k} \frac{d\vec{\Psi}_s^k}{dt} + j \frac{d\theta_k}{dt} \vec{\Psi}_s^k e^{j\theta_k}\end{aligned} \quad (IV.22)$$

En divisant cette relation par  $e^{j\theta_k}$ , il en résulte :

$$\vec{v}_s^k = R_s \vec{i}_s^k + \frac{d\vec{\Psi}_s^k}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s^k \quad (IV.23)$$

De la même manière, on peut aussi faire la transformation pour la tension et le flux rotorique. afin de transformer des grandeurs exprimées dans le système de coordonnées  $r$  du rotor, on doit observer que ce dernier est décalé de l'angle  $(\theta_k - \theta_m)$  par rapport au système de coordonnées  $k$  (figure.IV.3). et par analogie, on obtient pour le circuit rotorique:

$$\vec{v}_r^k = R_s \vec{i}_r^k + \frac{d\vec{\Psi}_r^k}{dt} + j(\omega_k - \omega_m) \vec{\Psi}_r^k \quad (IV.24)$$

De l'équation (IV.19), on obtient pour le flux statorique

$$\vec{\Psi}_s^k e^{j\theta_k} = L_s \vec{i}_s^k e^{j\theta_k} + L_m \vec{i}_r^k e^{j(\theta_k - \theta_m)} \quad (IV.25)$$

D'où résulte, division de cette relation par  $e^{j\theta_k}$

$$\vec{\Psi}_s^k = L_s \vec{i}_s^k + L_m \vec{i}_r^k \quad (IV.26)$$

Par analogie, on tire de (IV.19)

$$\vec{\Psi}_r^k = L_m \vec{i}_s^k + L_r \vec{i}_r^k \quad (IV.27)$$

Dans le dernier cas où le repère est lié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent pour le stator et le rotor :

$$\begin{cases} \vec{v}_s^k = R_s \vec{i}_s^k + \frac{d\vec{\Psi}_s^k}{dt} + j\omega_k \vec{\Psi}_s^k \\ \vec{v}_r^k = R_s \vec{i}_r^k + \frac{d\vec{\Psi}_r^k}{dt} + j(\omega_k - \omega_m) \vec{\Psi}_s^k \\ \vec{\Psi}_s^k = L_s \vec{i}_s^k + L_m \vec{i}_r^k \\ \vec{\Psi}_r^k = L_m \vec{i}_s^k + L_r \vec{i}_r^k \end{cases} \quad (\text{IV.28})$$

#### IV.5.2.1.2 Modèle exprimé dans le repère $(\alpha_s, \beta_s)$ lié au stator

Le système est aligné avec le stator, la vitesse de rotation du repère est zéro, dans ce cas les vecteurs référencié à ce repère, tourne à vitesse synchrone  $\omega_s$ .

Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à double alimentation dans le repère fixe devient alors:

$$\begin{cases} v_s^s = R_s \vec{i}_s^s + \frac{d\vec{\Psi}_s^s}{dt} \\ \vec{v}_r^s = R_s \vec{i}_r^s + \frac{d\vec{\Psi}_r^s}{dt} - j\omega_r \vec{\Psi}_s^s \\ \vec{\Psi}_s^s = L_s \vec{i}_s^s + L_m \vec{i}_r^s \\ \vec{\Psi}_r^s = L_m \vec{i}_s^s + L_r \vec{i}_r^s \end{cases} \quad (\text{IV.29})$$

#### IV.5.2.1.3 Modèle exprimé dans le repère $(\alpha_r, \beta_r)$ lié au rotor

Le système est aligné avec le rotor, la vitesse de rotation du repère est  $\omega_m$ , dans ce cas, les vecteurs se référencié à ce repère, qui tourne à vitesse de glissement  $\omega_r$ .

$$\vec{x}^r = x_{\alpha r} + jx_{\beta r} = \vec{x}^s e^{-j\theta_m}. \quad (\text{IV.30})$$

$$\theta_m = \int \omega_m dt \quad (\text{IV.31})$$

Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone dans le repère fixe au rotor devient alors:

$$\begin{cases} \vec{v}_s^r = R_s \vec{i}_s^r + \frac{d\vec{\Psi}_s^r}{dt} + j\omega_s \vec{\Psi}_s^r \\ \vec{v}_r^r = R_s \vec{i}_r^r + \frac{d\vec{\Psi}_r^r}{dt} \\ \vec{\Psi}_s^r = L_s \vec{i}_s^r + L_m \vec{i}_r^r \\ \vec{\Psi}_r^r = L_m \vec{i}_s^r + L_r \vec{i}_r^r \end{cases} \quad (\text{IV.32})$$

### IV. 5. 3 Couple électromagnétique et puissances

Les puissances active et réactive, coté rotor et stator, sont calculées dans le repère fixe au stator comme suit:

$$p_s = \frac{3}{2} \text{Re}\{\vec{v}_s^s \cdot \vec{i}_s^{s*}\} = \frac{3}{2} (v_{\alpha s}^s i_{\alpha s}^s + v_{\beta s}^s i_{\beta s}^s) \quad (\text{IV.33})$$

$$p_r = \frac{3}{2} \text{Re}\{\vec{v}_r^s \cdot \vec{i}_r^{s*}\} = \frac{3}{2} (v_{\alpha r}^s i_{\alpha r}^s + v_{\beta r}^s i_{\beta r}^s) \quad (\text{IV.34})$$

$$q_s = \frac{3}{2} \text{Im}\{\vec{v}_s^s \cdot \vec{i}_s^{s*}\} = \frac{3}{2} (v_{\beta s}^s i_{\alpha s}^s + v_{\alpha s}^s i_{\beta s}^s) \quad (\text{IV.35})$$

$$q_r = \frac{3}{2} \text{Im}\{\vec{v}_r^s \cdot \vec{i}_r^{s*}\} = \frac{3}{2} (v_{\beta r}^s i_{\alpha r}^s + v_{\alpha r}^s i_{\beta r}^s) \quad (\text{IV.36})$$

Où l'indice \* représente le conjugué complexe du vecteur courant.

Le couple électromagnétique  $T_{em}$  développé par la machine est proportionnel au produit vectoriel du flux  $\vec{\Psi}_r^s$  et du courant  $\vec{i}_r^s$ , et s'exprime par :

$$T_{em} = P \text{Im}\{\vec{\Psi}_r^s \cdot \vec{i}_r^{s*}\} = \frac{3}{2} P (\Psi_{\beta r}^s i_{\alpha r}^s - \Psi_{\alpha r}^s i_{\beta r}^s) \quad (\text{IV.37})$$

Où  $P$  est la paire de pôles de la machine.

Il y a d'autres expressions du couple sont possible, cependant, le choix dépend de la stratégie de commande adoptée.

## IV.6 Stratégies de commande de la MADA

On introduit trois stratégies de contrôle la première est le contrôle direct de couple et le deuxième le contrôle direct de puissance et finalement le contrôle direct de puissance prédictive

### IV.6.1 Principe de contrôle direct du couple

L'enroulement du stator d'une machine à double alimentation est connecté aux lignes électriques. Son enroulement du rotor est connecté à l'onduleur. Ce qui permet à la commande du couple, de la vitesse et de la puissance du stator en changeant la fréquence et l'amplitude des tensions du rotor. Le convertisseur constitué de trois bras avec deux transistors bipolaires antiparallèle avec des diodes (figure IV.4) qui sont présentées comme des interrupteurs peuvent être commandés en ouverture '1' et en fermeture '0', et la tension de sortie  $v_r$  est en fonction des états de ces interrupteurs.

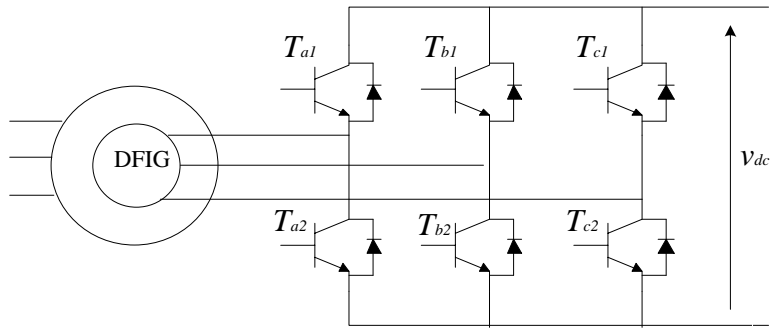


Figure VI.4. Onduleur triphasé alimente le rotor d'un générateur à double alimentation

Selon la combinaison des états de commutation, huit vecteurs de tension d'espace peuvent être générés dont deux vecteurs ont une valeur nulle nommée vecteur nul ( $V_0$  et  $V_7$ ) et six sont des vecteurs actifs ( $V_1 - V_6$ ).

Le vecteur de tension de sortie de l'onduleur qui combine les états de commutation est donné par :

$$\vec{v}_r = \frac{2}{3} v_{dc} (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \tag{IV.38}$$

Les huit états possibles des interrupteurs sont résumés dans le tableau IV.1

$\vec{v}_r$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$v_{ab}$	$v_{bc}$	$v_{ca}$
$V_0$	1	0	0	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$
$V_1$	1	1	0	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$
$V_2$	0	1	0	$-v_{dc}$	$v_{dc}$	0
$V_3$	0	1	1	$-v_{dc}$	0	$v_{dc}$
$V_4$	0	0	1	0	$-v_{dc}$	$v_{dc}$
$V_5$	1	0	1	$v_{dc}$	$-v_{dc}$	0
$V_6$	0	0	0	0	0	0
$V_7$	1	1	1	0	0	0

Tableau VI.1. Les états possibles des interrupteurs d'un onduleur

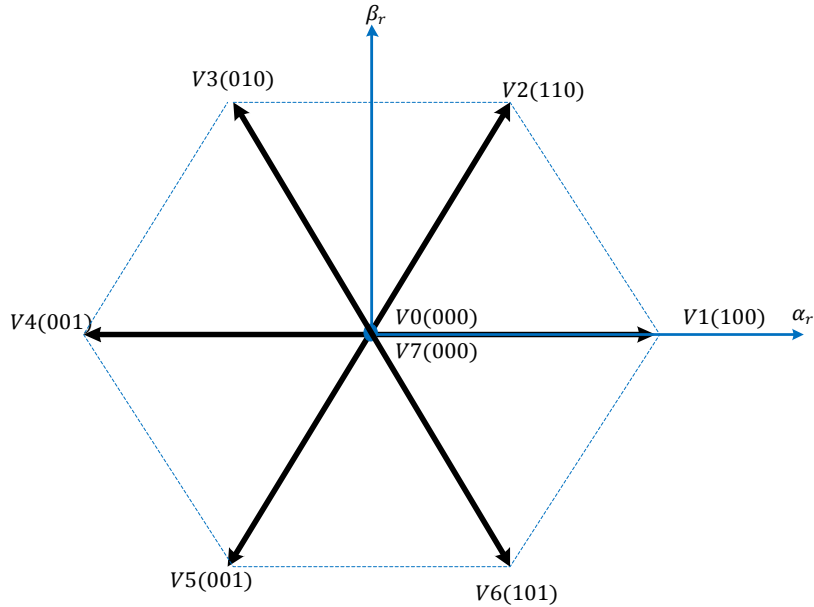


Figure IV. 5. Présentation des vecteurs de tension  $v_k$ .

Le couple électromagnétique développé par la machine peut être exprimé en fonction du produit vectoriel des flux statorique  $\vec{\Psi}_s^r$  et rotorique  $\vec{\Psi}_r^r$ , et s'écrit :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma_{LR}L_S} \vec{\Psi}_s^r \cdot \vec{\Psi}_r^r \tag{IV.39}$$

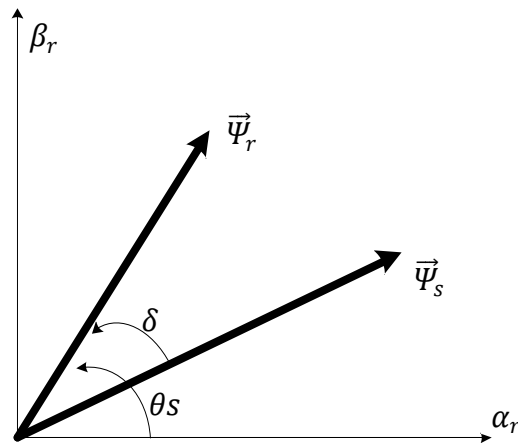


Figure IV.6. Evolution des flux rotorique et statorique

En désignant par  $\delta$  l'angle entre les deux flux (figure IV.6), l'expression du couple devient :

$$T_{em} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma_{LR}L_S} |\vec{\Psi}_s^r| \cdot |\vec{\Psi}_r^r| \sin\delta \tag{IV.40}$$

On peut considérer que le flux du stator est constant et tourne à une vitesse synchrone [7]. Par conséquent, selon l'équation (IV.40), nous savons que le contrôle de couple des machines à double

alimentation peut être réalisé en ajustant le vecteur de flux du rotor. De plus, dans le cas où ce flux a une trajectoire circulaire, le couple  $T_{em}$  devient en fonction de l'angle  $\delta$ . Donc, le couple  $T_{em}$  augmente au fur et à mesure que l'angle  $\delta$  augmente. Et quand,  $T_{em}$  diminue implique que l'angle  $\delta$  décroît. Par conséquent, le contrôle du couple peut être réalisé en ajustant l'angle  $\delta$ .

Ainsi, pour créer le flux rotorique désiré, une tension rotorique approprié doit être appliquée à la machine. Nous utilisons l'équation de tension rotorique (IV.19) exprimée dans le référence  $(\alpha_r, \beta_r)$  pour calculer le flux rotorique:

$$\vec{\Psi}_r^r = \int (\vec{v}_r^r - R_r \vec{i}_r^r) \quad (IV.41)$$

Avec  $\vec{\Psi}_r^r = \vec{\Psi}_{\alpha_r}^r + j\vec{\Psi}_{\beta_r}^r$  est le vecteur du flux rotorique  $\vec{v}_r^r = \vec{v}_{\alpha_r}^r + j\vec{v}_{\beta_r}^r$  et  $\vec{i}_r^r = \vec{i}_{\alpha_r}^r + j\vec{i}_{\beta_r}^r$  : Sont respectivement les vecteurs de tension et de courant rotorique dans le repère  $(\alpha_r, \beta_r)$  lié au rotor.

Cette dernière expression montre clairement, si on applique le vecteur de tension adéquat au rotor, il est possible de modifier directement le flux rotorique. La relation entre l'amplitude initiale et finale du flux rotorique devient :

$$|\vec{\Psi}_r^r|_{fin} = |\vec{\Psi}_r^r|_{ini} + \int_0^{T_s} \vec{v}_r^r dt \quad (IV.42)$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué est constant, on peut écrire alors:

$$|\vec{\Psi}_r^r|_{fin} = |\vec{\Psi}_r^r|_{ini} + \vec{v}_r^r \cdot T_s \quad (IV.43)$$

Pour que le mouvement du flux du rotor décrive une trajectoire circulaire, on divise le plan  $(\alpha_r, \beta_r)$  en six secteur, comme montré à la figure IV.7 où chaque secteur est définit par la zone s'étendant de part et d'autre part de 60 degré ce qui permet de profité de tous les vecteur

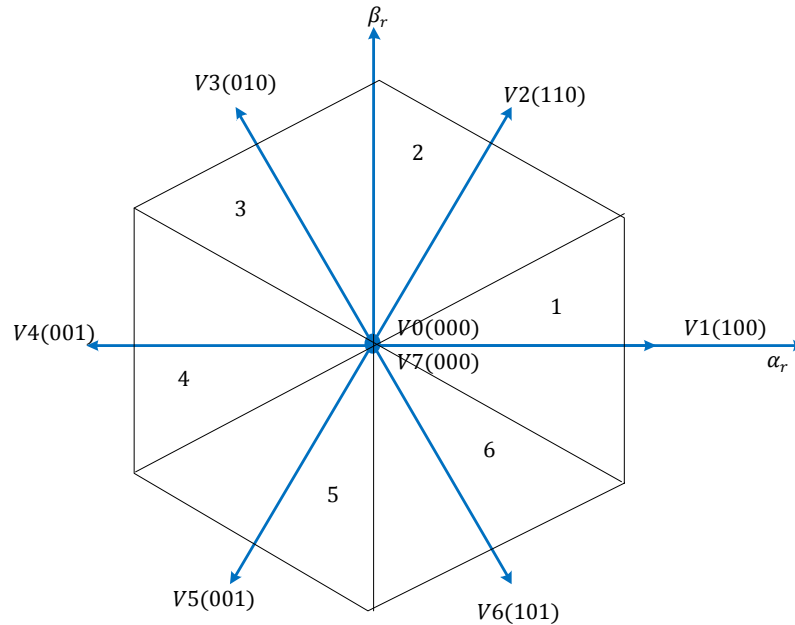


Figure IV.7 division du plan  $(\alpha_r, \beta_r)$  en six secteur

Supposons, à titre d'exemple, qu'à un instant donné le vecteur flux rotorique se trouve dans le secteur angulaire 1, son angle est compris entre  $-30^\circ$  et  $30^\circ$  (Figure IV.8). D'après les règles de comportement du flux rotorique établies, l'application des vecteurs tensions  $V_3$  contribuent à son diminution, D'autre part, il amène à l'augmentation du couple électromagnétique (augmentation de l'angle  $\delta$  ).

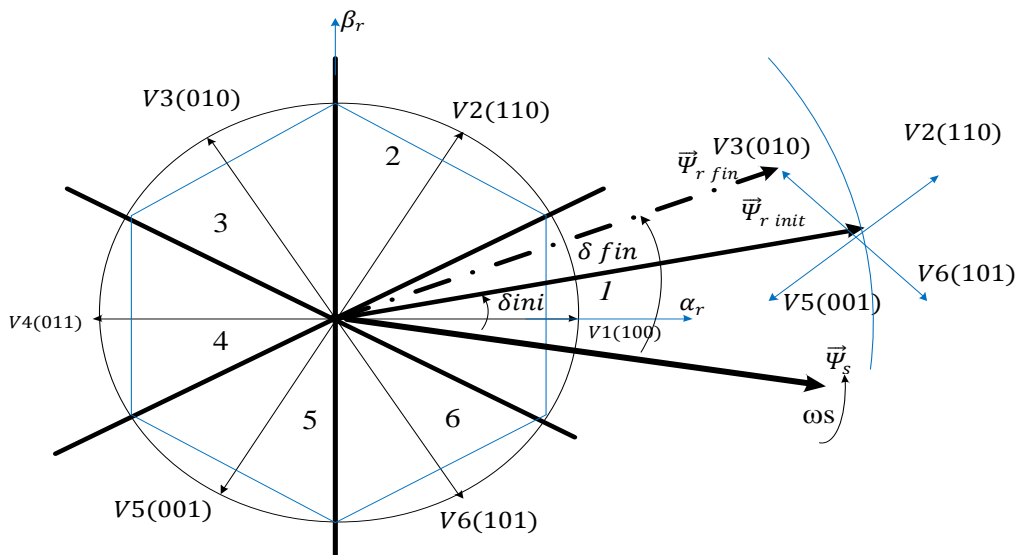


Figure IV.8. Représentation des quatre vecteurs qui peut modifier la position du flux rotorique, et l'influence du vecteur de tension  $V_3$  sur le flux rotorique et le couple.



IV.5.1.1 Schéma de contrôle direct de couple

Le diagramme de la stratégie de commande directe du couple (DTC) est illustré à la figure IV.9. Les variables à contrôlées sont le couple électromagnétique et l'amplitude du flux rotorique. A partir des références du couple et du flux, la stratégie de contrôle calcule les états de commutations ( $S_a, S_b, S_c$ ) pour les semi-conducteurs de l'onduleur. Selon la philosophie de trajectoire du flux introduite dans le paragraphe précédent, cette technique de contrôle choisit les vecteurs de tension appropriés afin de garder la machine pilotée. La stratégie de contrôle est divisée en quatre différentes tâches, schématiquement représentées dans quatre différents blocs :

1. Bloc d'estimation du couple électromagnétique et du flux rotorique
2. le régulateur à hystérésis pour le couple électromagnétique.
3. le régulateur à hystérésis pour le flux rotorique.
4. tableaux de commutation.

Chaque bloc sera expliqué dans les sections suivantes en détail.

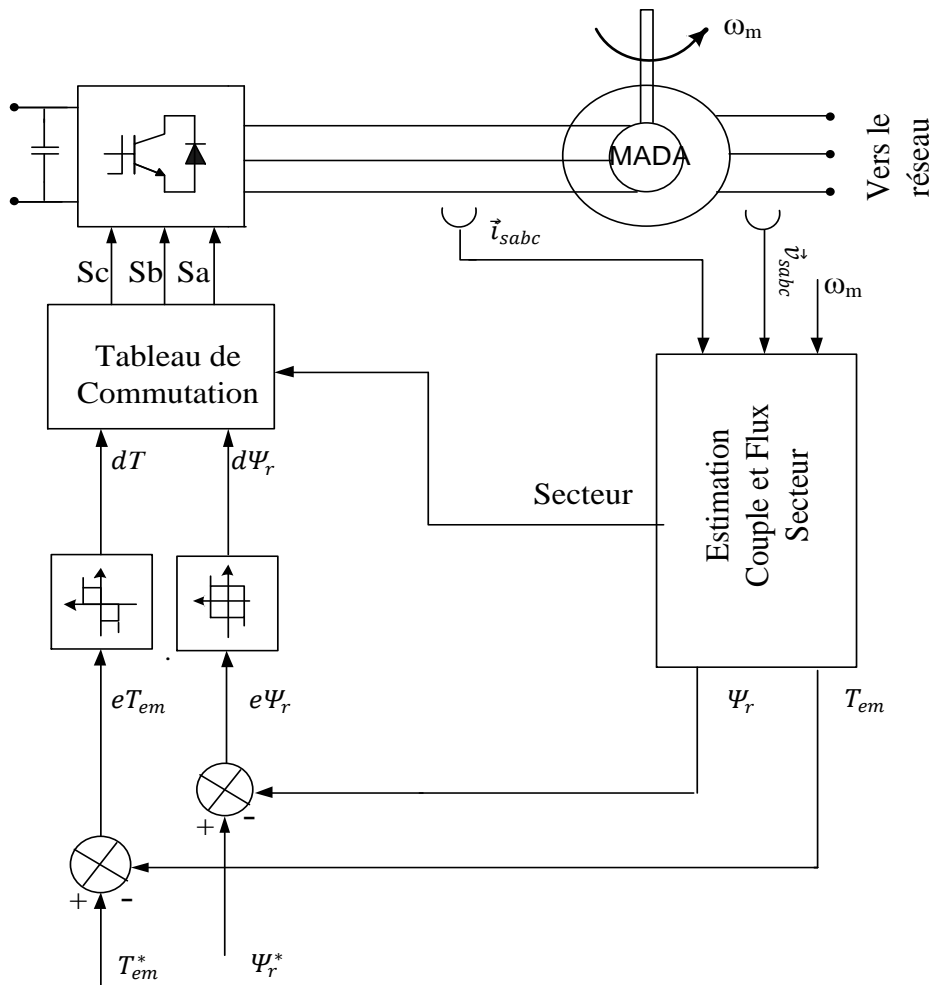


Figure. IV.9. Structure de contrôle direct du couple de la MADA

**IV.6.1.2.1 Estimation du couple électromagnétique et du flux rotorique :**

L'estimation des composantes des flux du rotor sont nécessaires pour la mise en œuvre de la stratégie du contrôle direct du couple. Ces composantes du flux du rotor peuvent être calculées dans le référentiel lié au rotor comme suit :

$$\begin{cases} \vec{\Psi}_{\alpha r}^r = \int (\vec{v}_{\alpha r}^r - R_r \vec{i}_{\alpha r}^r) dt \\ \vec{\Psi}_{\beta r}^r = \int (\vec{v}_{\beta r}^r - R_r \vec{i}_{\beta r}^r) dt \end{cases} \quad (IV.44)$$

L'amplitude du flux du rotor est donné par

$$\Psi_r^r = \sqrt{(\vec{\Psi}_{\alpha r}^r)^2 + (\vec{\Psi}_{\beta r}^r)^2} \quad (IV.45)$$

La position angulaire du flux du rotor est donnée par :

$$\theta_r^r = \tan^{-1} \frac{\vec{\Psi}_{\beta r}^r}{\vec{\Psi}_{\alpha r}^r} \quad (IV.46)$$

Le couple électromagnétique est calculé par :

$$T_{em} = -\frac{3P}{2} (\vec{\Psi}_{\alpha r}^r \cdot \vec{i}_{\beta r}^r - \vec{\Psi}_{\beta r}^r \cdot \vec{i}_{\alpha r}^r) \quad (IV.47)$$

**IV.6.1.2.2 Régulateurs à hystérésis :**

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur de flux rotorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure.IV.10, la sortie de ce comparateur prend la valeur (**I**) lorsque l'erreur du flux est positive et (**0**) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques. [14] [26].

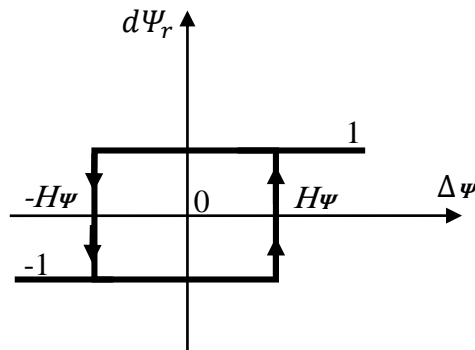
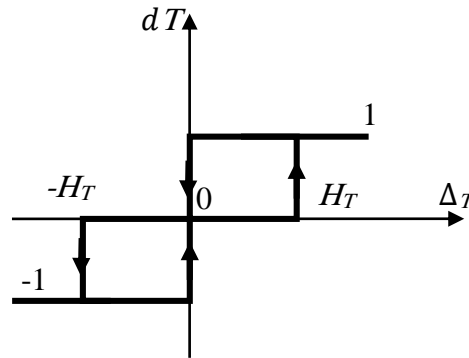


Figure. IV.10. Comparateur à hystérésis pour contrôler le module de vecteur de flux rotorique.

On peut écrire ainsi:

$$\begin{cases} \Delta\Psi > H_\Psi & \Rightarrow d\Psi = 1 \\ 0 \leq \Delta\Psi \leq H_\Psi \text{ et } \frac{d\Delta\Psi}{dt} > 0 & \Rightarrow d\Psi = 0 \\ 0 \leq \Delta\Psi \leq H_\Psi \text{ et } \frac{d\Delta\Psi}{dt} < 0 & \Rightarrow d\Psi = 1 \\ \Delta\Psi < -H_\Psi & \Rightarrow d\Psi = -1 \end{cases} \quad (\text{IV.48})$$

Pour la correction de couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation IV.49, tels que  $dT$  représente l'état de sortie du comparateur et  $H_T$  la limite de la bande d'hystérésis.



*Figure. IV.11 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique.*

On peut écrire alors [17] :

$$\begin{cases} \Delta T > H_T & \Rightarrow dT = 1 \\ 0 \leq \Delta T \leq H_T \text{ et } \frac{d\Delta T}{dt} > 0 & \Rightarrow dT = 0 \\ 0 \leq \Delta T \leq H_T \text{ et } \frac{d\Delta T}{dt} < 0 & \Rightarrow dT = 1 \\ \Delta T < -H_T & \Rightarrow dT = -1 \\ -H_T \leq \Delta T \leq 0 \text{ et } \frac{d\Delta T}{dt} > 0 & \Rightarrow dT = 0 \\ -H_T \leq \Delta T \leq H_T \text{ et } \frac{d\Delta T}{dt} < 0 & \Rightarrow dT = -1 \end{cases} \quad (\text{IV.49})$$

En Introduisant l'écart  $\Delta T$ , entre le couple électromagnétique de référence  $T_{em}^*$  et celui estimé  $T_{em}$  dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur  $dT=1$  pour augmenter le couple,  $dT=-1$  pour le réduire et  $dT=0$  pour le maintenir constant dans une bande  $\Delta T$  autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

IV.6.1.2.3 Tableau de commutation

D'une manière générale, pour augmenter ou diminuer le flux ou le couple dans chaque secteur du plan  $(\alpha_r, \beta_r)$ , on s'inspire de la représentation généralisée de la figure IV.12 .

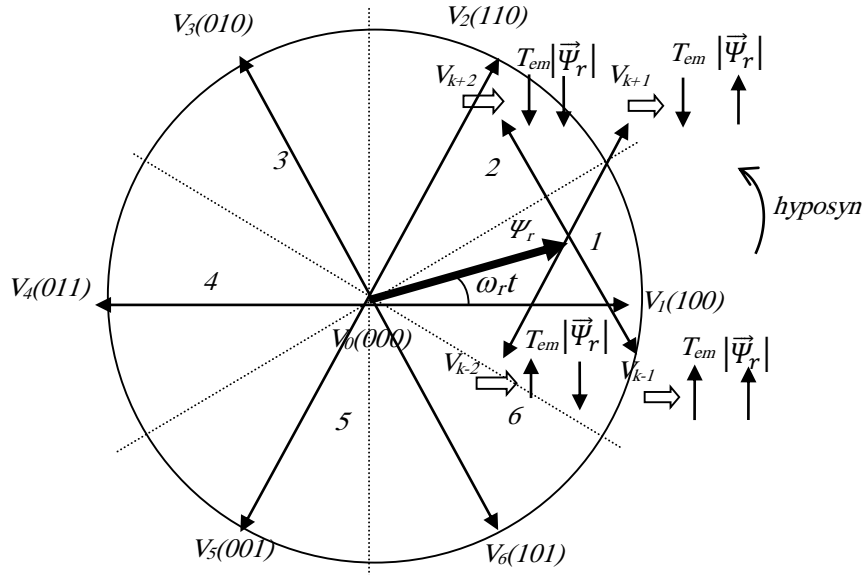


Figure. IV.12 : Découpage du plan  $(\alpha_r, \beta_r)$  en six secteurs angulaires avec l'influence des vecteurs tension appliqués

Dans le secteur  $k$  et pour un fonctionnement hypo synchrone :

- Pour augmenter l'amplitude du flux rotorique , on peut appliquer  $V_{k+1}$  ou  $V_{k-1}$
- Pour diminuer l'amplitude du flux statorique , on peut appliquer  $V_{k+2}$ , ou  $V_{k-2}$
- Pour augmenter le couple électromagnétique , on peut appliquer  $V_{k+1}$  ou  $V_{k+2}$
- Pour diminuer le couple électromagnétique , on peut appliquer  $V_{k-1}$ , ou  $V_{k-2}$

A noter que la rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliqué. En général, les vecteurs de tension en direction tangentielle ( $V_k$  et  $V_{k+3}$ ) ont une très grande influence sur le couple. Pour limiter les fréquences de commutation, certains travaux choisissent généralement les vecteurs qui modifient lentement le flux ou le couple. Par conséquent, selon la position du vecteur flux dans le plan  $(\alpha_r, \beta_r)$ , on déduit une table définissant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables  $dT$  et  $d\Psi$ . (Tableau.IV.2).

Tableau IV.2 Table de commutation de contrôle direct de couple

		$dT$		
		1	0	-1
$d\Psi$	1	$V(k-1)$	$V_0, V_7$	$V(k+1)$
	-1	$V(k-2)$	$V_0, V_7$	$V(k+2)$

### IV.6.2 Contrôle directe des puissances

Le principe de contrôle direct de puissance a été développé après le contrôle direct du couple. La différence unique est les variables à contrôler. Dans le cas de DTC, le couple électromagnétique et le flux du rotor sont directement contrôlés, tandis que dans le cas de DPC, les puissances statorique active et réactive sont les variables à directement contrôler.

#### IV.6.2.1 Principe de contrôle direct des puissances [7, 15,27]

Comme mentionné précédemment, la technique DPC est basée sur le contrôle direct des puissances statorique active et réactive de la machine. Comme présenté dans les chapitres précédents, la puissance statorique active et réactive sont calculées directement par les tensions et les courants statorique comme suit :

$$\begin{cases} p_s = \frac{3}{2} R_e \{ \vec{v}_s \cdot \vec{i}_s \} \\ q_s = \frac{3}{2} R I_m \{ \vec{v}_s \cdot \vec{i}_s \} \end{cases} \quad (IV.50)$$

Sous une forme plus générale, par injection de différents vecteurs de tension du rotor, les puissances active et réactive du stator sont contrôlées. Cependant, cette injection doit être plus claire, car les deux dernières expressions ne fournissent pas suffisamment d'informations. À cet égard, l'équation (IV.50) peut être réécrite comme suit [27]:

$$\begin{cases} p_s = \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_s |\vec{\Psi}_s^r| |\vec{\Psi}_r^r| \sin \delta \\ q_s = \frac{3}{2} \frac{\omega_s}{\sigma L_s} |\vec{\Psi}_s^r| \left\{ \frac{L_m}{L_r} |\vec{\Psi}_r^r| - |\vec{\Psi}_r^r| \cos \delta \right\} \end{cases} \quad (IV.51)$$

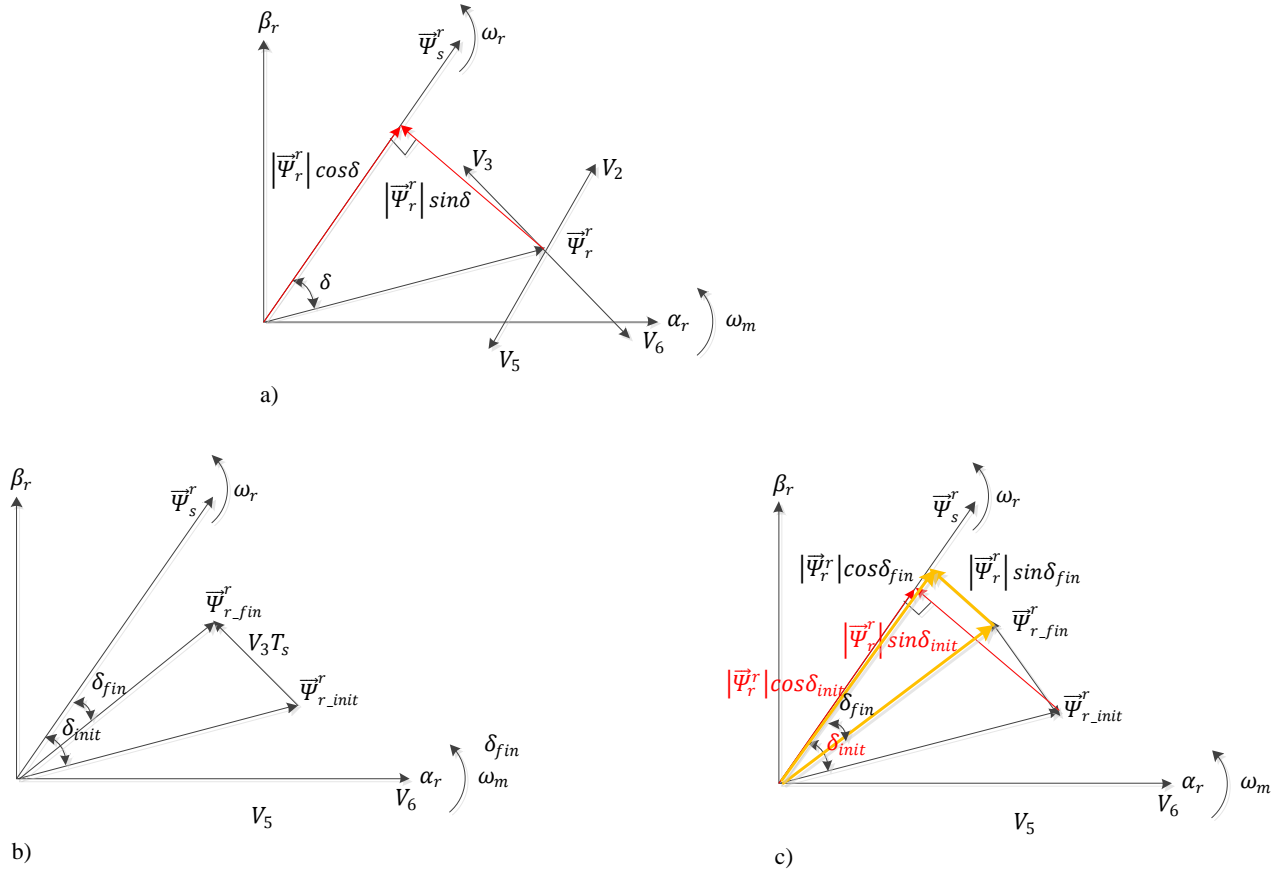
Où  $\delta$  est le déphasage entre les vecteurs flux statorique et rotorique. La résistance du stator a été négligée. En supposant que la tension statorique est constante, il y a plusieurs termes constants qui peuvent être groupés afin de simplifier les expressions (IV.51).

$$\begin{cases} p_s = K_1 |\vec{\Psi}_r^r| \sin \delta \\ q_s = K_2 \{ K_3 - |\vec{\Psi}_r^r| \cos \delta \} \end{cases} \quad (IV.52)$$

Avec

$$\begin{cases} K_1 = \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega_s |\vec{\Psi}_r^s| \\ K_2 = \frac{\omega_s}{\sigma L_s} |\vec{\Psi}_r^s| \\ K_3 = \frac{M_{sr}}{L_r} |\vec{\Psi}_r^s| \end{cases}$$

L'équation (IV.52) indique que les variations des puissances active et réactive peuvent être contrôlées en faisant varier les composantes du flux du rotor  $|\vec{\Psi}_r^r| \sin \delta$  et  $|\vec{\Psi}_r^r| \cos \delta$  respectivement. La figure IV.13 illustre les positions de ces termes.



*Figure. IV.13. L'influence des vecteurs de tension rotorique sur les puissances active et réactive*

Nous savons que l'onduleur à deux niveaux peut produire huit combinaisons différentes, produisant huit vecteurs de tension qui peuvent être appliqués aux bornes du rotor de la GADA, il y a plusieurs possibilités d'appliquer ces vecteurs de tension, Si le vecteur  $V_3$  est appliqué pendant un intervalle de temps  $T_s$ , la figure IV.13.b montre le mouvement du vecteur flux rotorique de sa position initiale à la position finale. A noter que pendant l'intervalle de temps  $T_s$ , en négligeant le déplacement du vecteur flux statorique. la figure IV.13c illustre les variations produites par l'application de vecteur de tension  $V_3$  sur le terme  $|\vec{\Psi}_r^r| \sin \delta$  et  $|\vec{\Psi}_r^r| \cos \delta$ , comme montré par la suite :

$$V_3 \Rightarrow \begin{cases} |\vec{\Psi}_r^r| \cos \delta & \uparrow & q_s \downarrow \\ |\vec{\Psi}_r^r| \sin \delta & \downarrow & p_s \downarrow \end{cases}$$

Donc, le vecteur de tension rotorique  $V_3$  va diminuer les puissances active et réactive en même temps.

IV.6.2.2. Schéma de contrôle direct de puissance :

Le diagramme bloc de la stratégie de contrôle direct de puissance (DPC) est illustré à la figure IV.14. Il suit exactement la même philosophie de contrôle direct du couple DTC présenté dans la section précédente. La stratégie de contrôle calcule les états de commutation ( $S_a, S_b, S_c$ ) pour les semi-conducteurs à partir d'un tableau de commutation approprié. La structure de contrôle est représentée par les blocs suivant :

1. Bloc d'estimation
2. Régulateur à hystérise de la puissance statorique active.
3. Régulateur à hystérise de la puissance statorique réactive.
4. Bloc de génération des états de commutation.

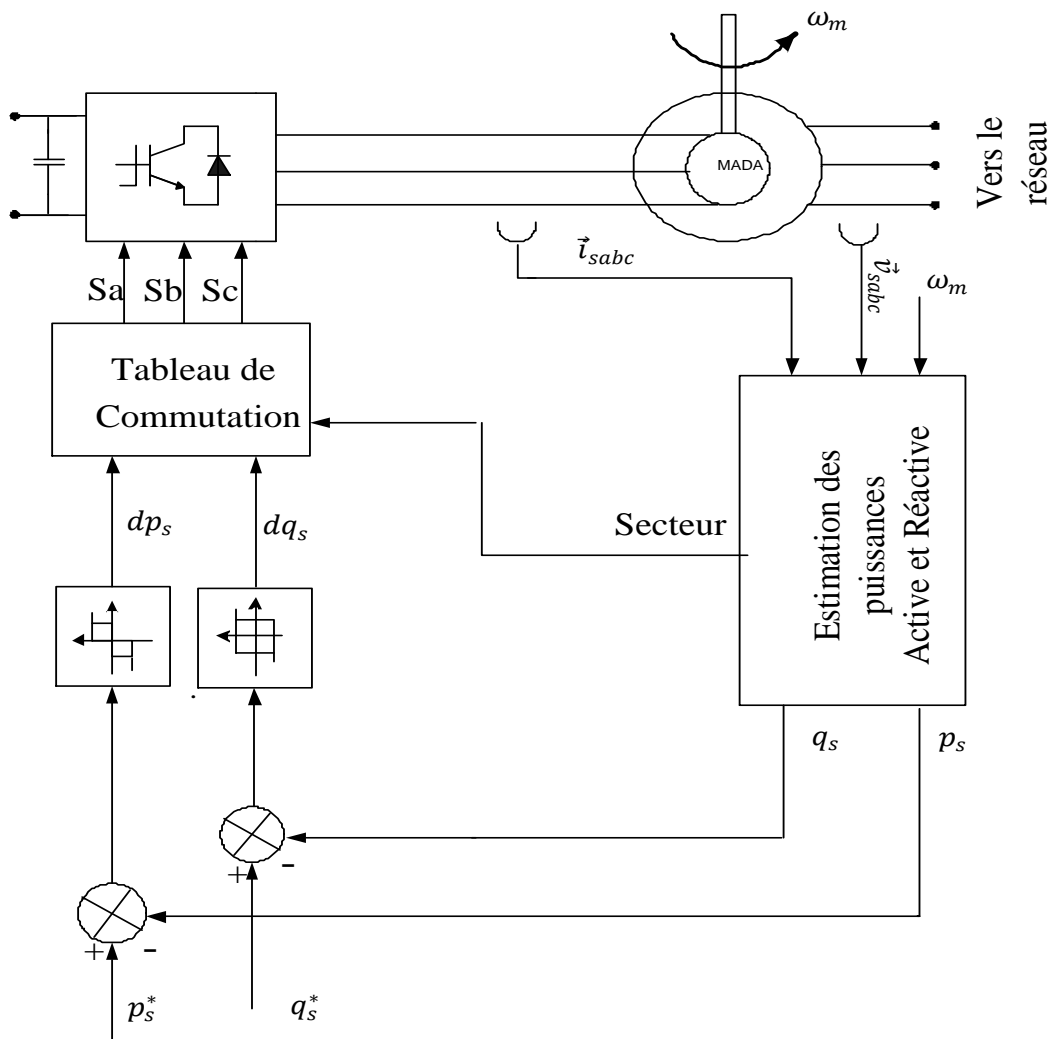


Figure IV.14. Schéma de principe de contrôle direct de puissance.

**IV.6.2.2.1. Estimation des puissances et du secteur.**

Le calcul des puissances peut être effectué directement à partir des valeurs connues de la tension et du courant du stator, dans le repère fixe au rotor  $(\alpha_r, \beta_r)$ , à partir des expressions suivantes :

$$\begin{cases} p_s = \frac{3}{2}(v_{\alpha s}^r i_{\alpha s}^r + v_{\beta s}^r i_{\beta s}^r) \\ q_s = \frac{3}{2}(v_{\beta s}^r i_{\alpha s}^r - v_{\alpha s}^r i_{\beta s}^r) \end{cases} \quad (IV.53)$$

D'autre part, pour l'estimation du secteur on fait appel à l'équation (IV.45).

**IV.6.2.2.2. Régulateurs à Hystérésis**

La technique de commande DPC choisit aussi le vecteur de tension rotorique appropriée directement à partir des erreurs  $p_s$  et  $q_s$ , en utilisant des contrôleurs à hystérésis (comme montré à la figure IV.15). La structure du régulateur à hystérésis est équivalente à celui utilisé dans le contrôle direct de couple. Le contrôle de  $q_s$  est basé sur un comparateur à hystérésis à deux niveaux avec une bande d'hystérésis  $H_q$ , tandis que, le contrôle de  $p_s$  utilise un comparateur à hystérésis à trois niveaux avec une bande d'hystérésis  $H_p$ . La représentation schématique de ces deux contrôleurs est montrée à la figure IV.15.

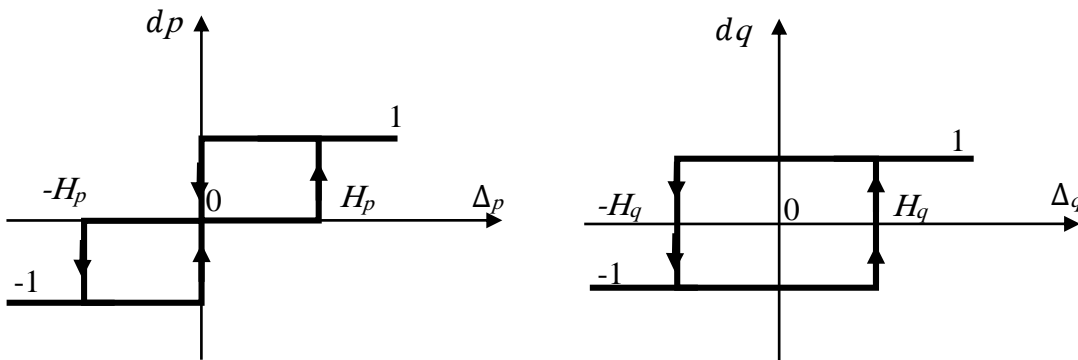


Figure IV.15. Régulateurs à hystérésis pour les puissances active et réactive.

**IV.6.2.2.3. Tableaux de commutation**

Dès que les signaux  $dp_s$  et  $dq_s$  sont déterminés au moyen des contrôleurs à hystérésis d'une part, et avec l'information sur la position du vecteur flux rotorique (c'est-à-dire, le secteur), il est possible de choisir le vecteur de tension rotorique en basant sur la figure IV.16. Ce vecteur sera choisi l'aide de la Table IV.3. Pour chaque secteur seulement quatre vecteurs actifs sont permis ( $V_{(k-2)}, V_{(k-1)}, V_{(k+1)}, V_{(k+2)}$ ) et le vecteur zéro ( $V_0, V_7$ ).



Tableau IVI.2 Table de commutation classique de contrôle de puissance

		$dp$		
		$1$	$0$	$-1$
$dq$	$1$	$V_{(k-2)}$	$V_0, V_7$	$V_{(k+2)}$
	$-1$	$V_{(k-1)}$	$V_0, V_7$	$V_{(k+1)}$

Pour augmenter la puissance réactive, on peut appliquer  $V_{k-2}$  ou  $V_{k+2}$ .

Pour diminuer la puissance réactive, on peut appliquer  $V_{k-1}$ , ou  $V_{k+1}$ .

Pour augmenter la puissance active, on peut appliquer  $V_{k-1}$  ou  $V_{k-2}$ .

Pour diminuer la puissance réactive, on peut appliquer  $V_{k+1}$ , ou  $V_{k+2}$

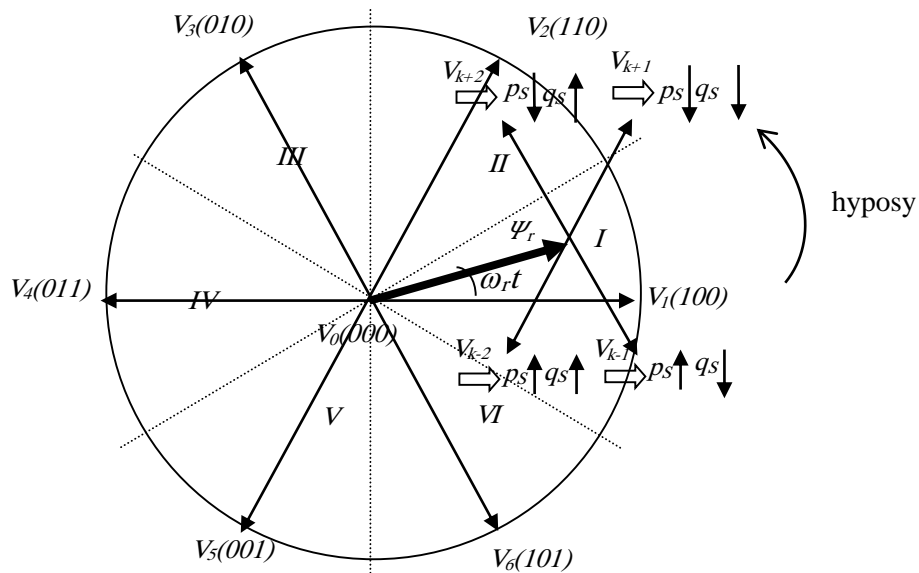
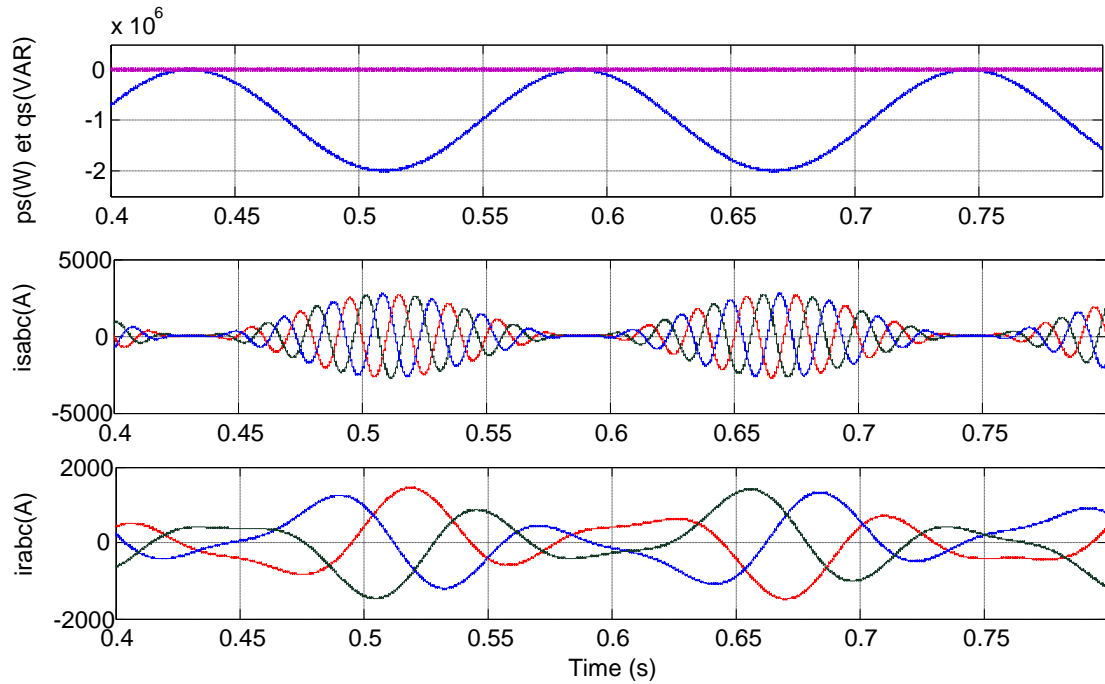


Figure IV.16. Influence des vecteurs de tension sur les puissances active et réactive

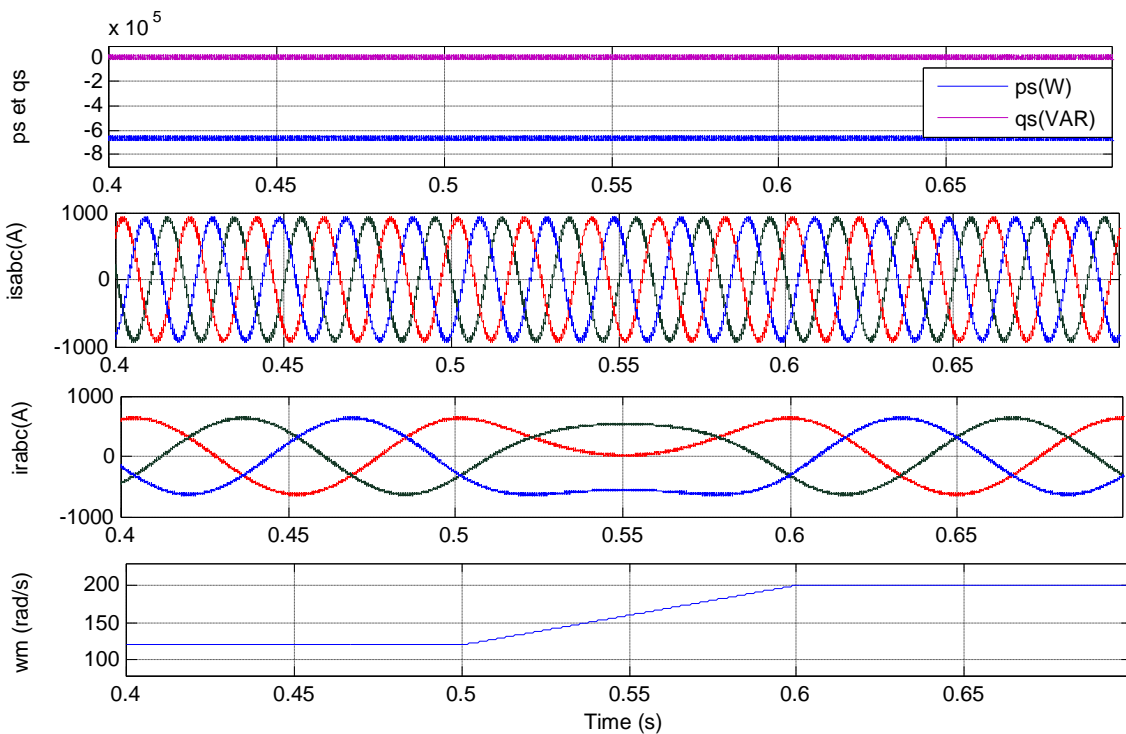
### IV.6.2.3. Simulation

L'étude en simulation de la commande directe de puissance de la MADA, est conduite avec l'outil de simulation Matlab/SimulinkTM. Les paramètres de la machine sont résumés dans le tableau I (annexe A.1). La technique de contrôle proposée est testée sous différentes conditions de fonctionnement



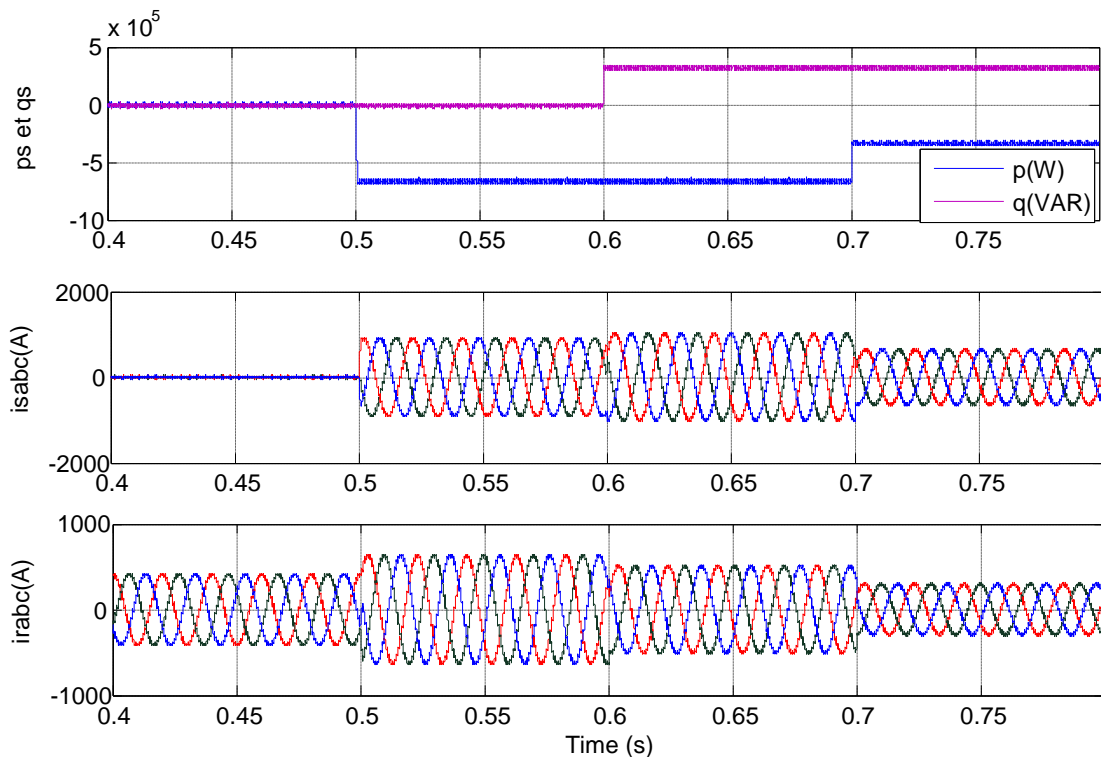
*Figure IV.17. Résultats de simulation à couple mécanique de forme sinusoïdale.*

Souvent la vitesse de vent est variable. Donc, la puissance de référence est variable et prend la forme du vent, ainsi, il est nécessaire de tester cette technique (DPC) dans de telles circonstances. La figure IV.17 montre la réponse du système avec une référence sinusoïdale de puissance active. On voit que cette puissance suit la commande sinusoïdale. La puissance réactive reste constante selon sa commande, alors que les courants statoriques varient avec la forme de puissance active à fréquence constante égal 50 Hz , et les courant rotorique varient aussi avec la puissance active.



*Figure IV.18. Réponse dynamique lors de changement de la vitesse du rotor*

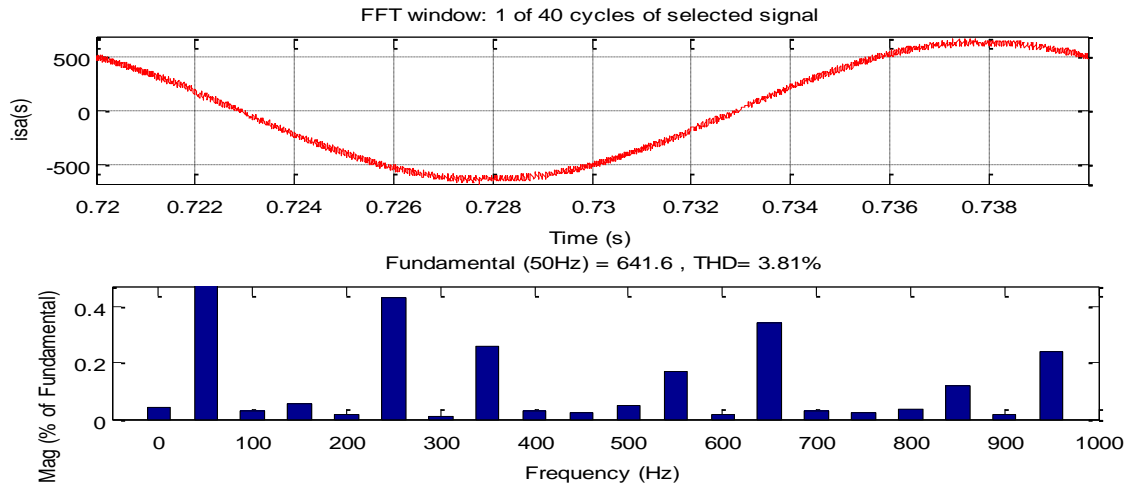
Pour des applications d'énergie éolienne, la GADA exige un fonctionnement à vitesse variable du rotor. Ainsi, le teste dans les conditions variable de la vitesse du rotor est nécessaire. La figure. IV.18 montre la réponse du DPC proposée avec une variation de la vitesse de 120 à 200 rad/s. On voit que les puissances active et réactive peuvent garder constantes dans l'état de la vitesse variable de rotor. Les courants statorique peuvent maintenir sinusoïdaux et leur fréquence est toujours de 50 hertz. Les courants du rotor changent leur fréquence pour maintenir les courants du stator inchangés avec l'augmentation de la vitesse de rotation.



*Figure IV.19. Résultats de simulation avec variation de puissance active et réactive.*

La figure IV.19 présente la simulation des variations successives de la puissance active et réactive. La vitesse du rotor est fixée à 80% de la vitesse de synchronisme. On fait des steps pour les puissances active et réactive, on constate que ces puissances suivent leurs références rapidement et avec précision.

Le spectre harmonique de courant statorique sous le régime permanent est donné par la figure. IV.20.



*Figure. IV.20. Spectre harmonique du courant statorique.*

### **IV.6.3. Contrôle direct des puissances prédictives**

Le principe de la commande prédictive étudiée dans les chapitres II et III sera appliqué au générateur à double alimentation à énergie éolienne [4] [14].

#### **IV.6.3.1. Principe de contrôle direct de puissances à modèle prédictif de la GADA [20].**

Le diagramme fonctionnel du contrôle direct de puissance à modèle prédictif MPDPC proposé pour la GADA est illustré à la figure. IV.21. Les paramètres du système sont d'abord mesurés, puis ils sont transmis au modèle du système avec en fonction des vecteurs de tension possibles pour prédire  $p_s(k+1)$  et  $q_s(k+1)$ . Après, ces puissances et leurs références seront envoyés à la fonction de coût pour l'élection d'un vecteur de tension du rotor optimal qui sera appliqué pendant la période d'échantillonnage suivante. Il est à noter que dans le DPC à table de commutation classique [7] [15], le vecteur de tension est déterminé selon une table de commutation prédéfinie. Ainsi, le vecteur sélectionné n'est pas nécessairement le meilleur en termes de réduction de la puissance active et réactive. Cependant, tous les vecteurs de tension possibles dans la méthode de contrôle direct de puissance à modèle prédictif sont évalués dans chaque période d'échantillonnage. Par conséquent, une meilleure performance en régime permanent et une meilleure réponse dynamique peuvent être obtenues.

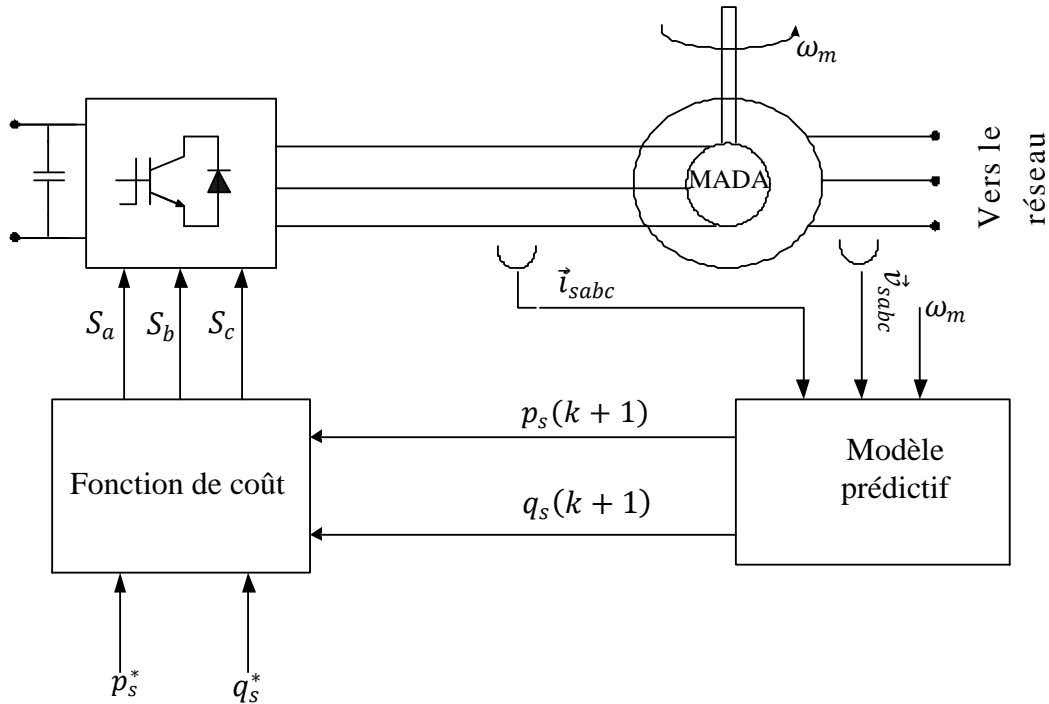


Figure. IV.21. Contrôle direct de puissances à modèle prédictif de la GADA

#### IV.6.3.1.1 Discrétisation des puissances active et réactive

Les équations des puissances active et réactive peuvent aussi être exprimées en fonction du flux statorique et rotorique comme suit :

$$\begin{cases} p_s = \frac{3}{2} \omega_s \lambda L_m \text{Im}(\bar{\Psi}_r^{r*} \bar{\Psi}_s^r) \\ q_s = \frac{3}{2} \omega_s \lambda [L_r |\bar{\Psi}_s^r|^2 - L_m \text{Re}(\bar{\Psi}_r^{r*} \bar{\Psi}_s^r)] \end{cases} \quad (\text{IV.54})$$

Où  $\omega_s$  est la vitesse synchrone,  $\lambda = 1/(L_s L_r - L_m^2)$

Les équations de temps discret sont tirées du modèle du système continu décrivant le comportement des variables à contrôler de la machine pour obtenir des prédictions de la puissance active et réactive. La transformation de temps discret est calculée simplement en considérant une approximation d'Euler du premier ordre. L'équation de temps discret pour le flux du stator et du rotor, sont :

$$\begin{cases} \bar{\Psi}_s^r(k+1) = \bar{\Psi}_s^r(k) + T_s [\bar{v}_s^r(k) + R_s \bar{i}_s^r(k) - j \omega_r \bar{\Psi}_s^r(k)] \\ \bar{\Psi}_r^r(k+1) = \bar{\Psi}_r^r(k) + T_s [\bar{v}_r^r(k) + R_r \bar{i}_r^r(k)] \end{cases} \quad (\text{IV.55})$$

Où  $T_s$  est la période de commutation.

Les puissances prédictives active et réactive en temps discret peuvent être calculées comme suit:

$$\begin{cases} p_s(k+1) = \frac{3}{2} \omega_s \lambda L_m \text{Im}[\vec{\Psi}_r^{r*}(k+1) \vec{\Psi}_s^r(k+1)] \\ q_s(k+1) = \frac{3}{2} \omega_s \lambda \left[ L_r |\vec{\Psi}_s^r|^2 - L_m \text{Re}[\vec{\Psi}_r^{r*}(k+1) \vec{\Psi}_s^r(k+1)] \right] \end{cases} \quad (\text{IV.56})$$

Les équations (IV.56) sont utilisées pour obtenir les prédictions des puissances active et réactive pour les huit combinaisons de vecteurs de tension rotorique.

#### IV.6.3.1.2. Fonction de coût

La fonction de coût est définie comme :

$$g = (|p_s^* - p_s(k+1)| + |q_s^* - q_s(k+1)|) \quad (\text{IV.57})$$

$$v_r \in \{V_0, V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6, V_7\}$$

#### IV.6.3.2. Simulation

L'étude en simulation de la commande directe de puissance a modèle prédictif de la MADA, basée sur la sélection du vecteur de commande optimal, est conduite avec l'outil de simulation Matlab/Simulink TM.

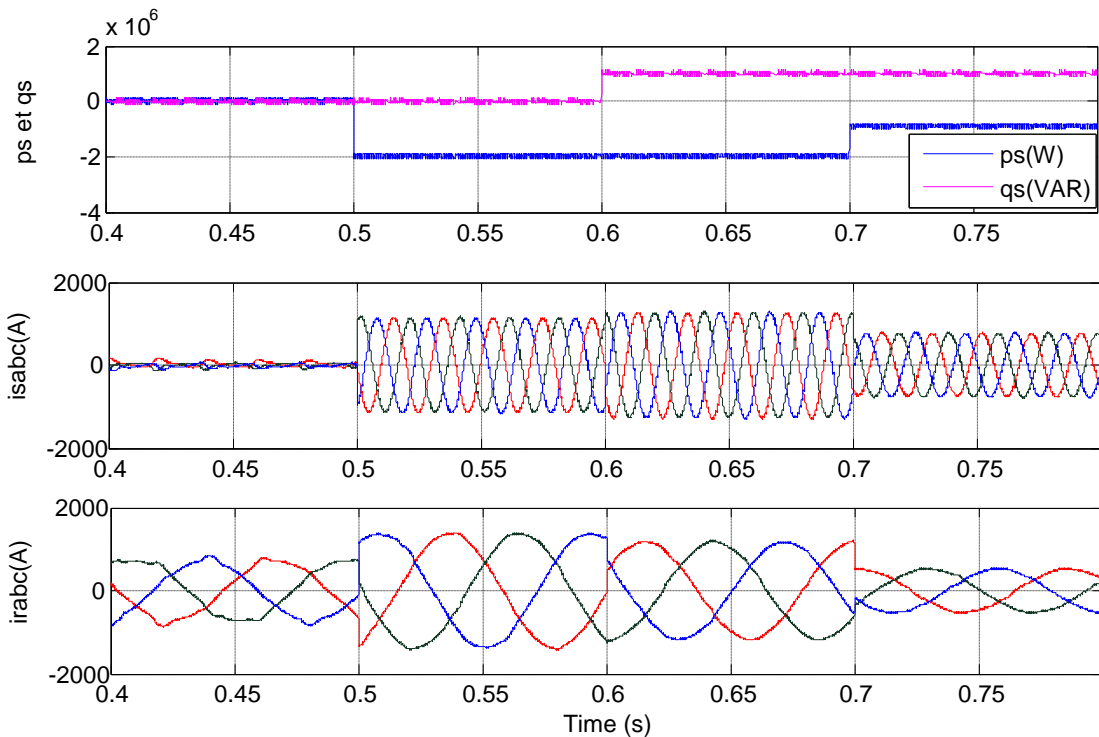
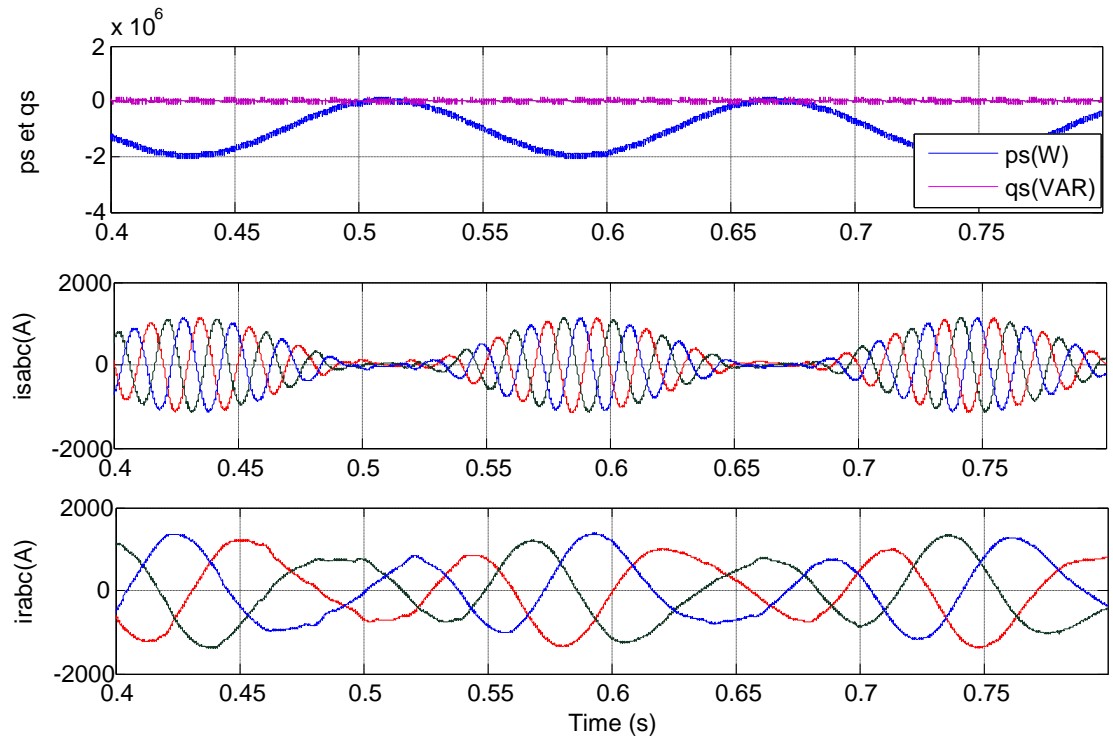
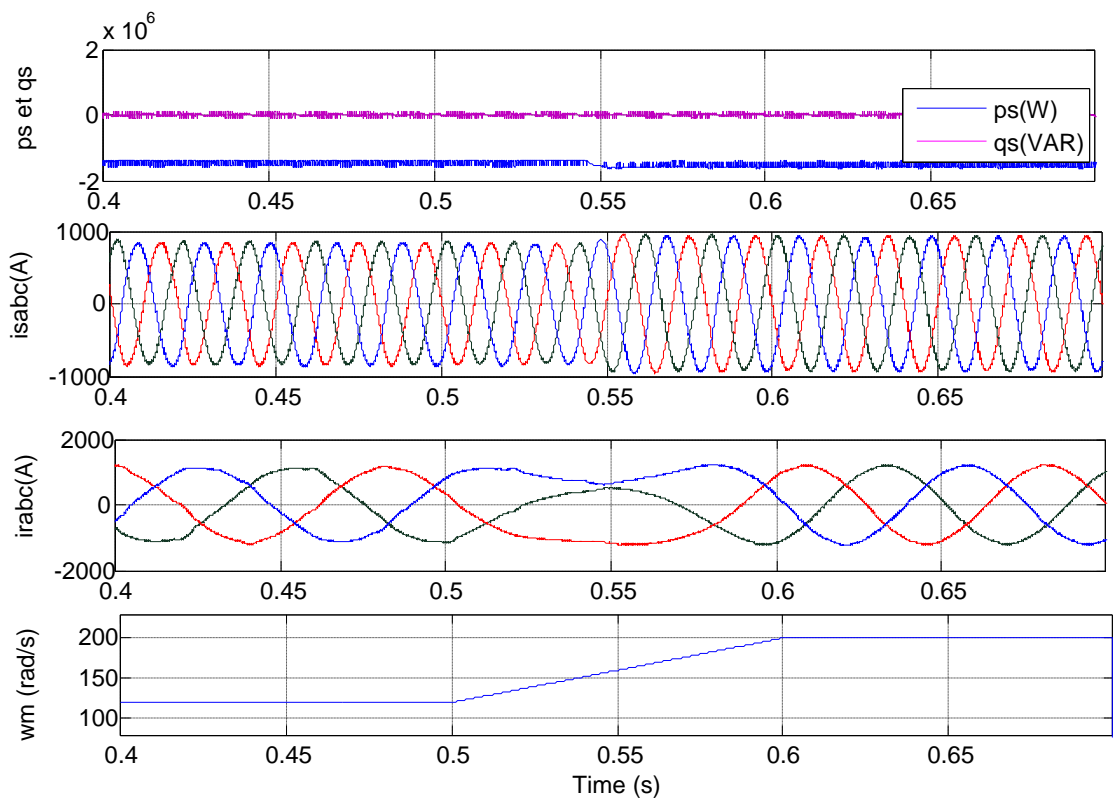


Figure. IV.22. Réponse des courants rotorique et statorique, puissances active et réactive, vis-à-vis de la variation de puissance active et réactive.



*Figure.IV.23. Résultats de simulation à couple mécanique de forme sinusoïdale.*



*Figure. IV.24. Réponse dynamique lors de changement de la vitesse du rotor.*

Après exposition de simulation ci-dessus, On constate que les puissances active et réactive suivent leurs références rapidement et avec précision.

Le spectre harmonique de courant statorique sous le régime permanent est donné par la figure. IV.24.

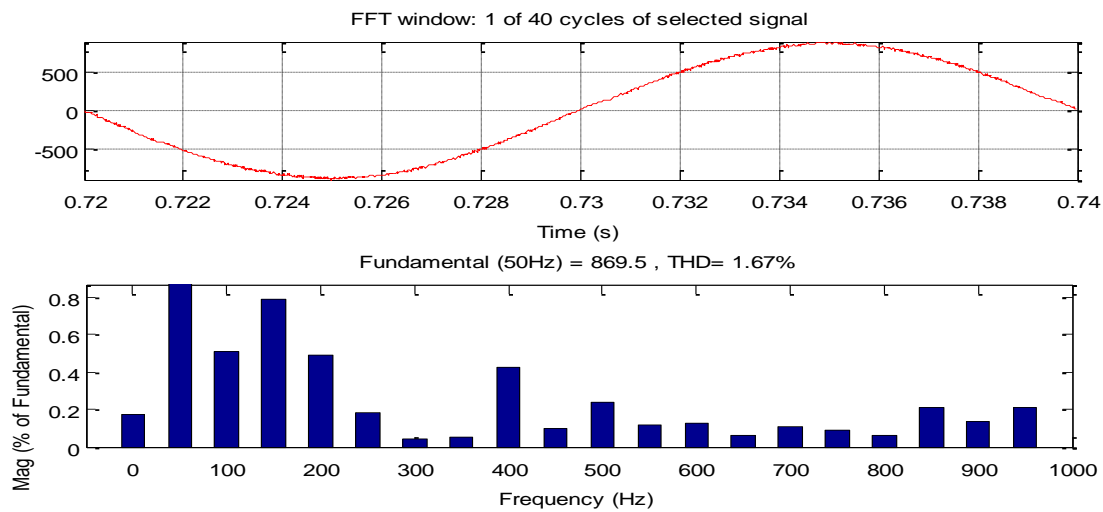


Figure. IV.25. Spectre harmonique du courant statorique.

#### IV.7. Performance du système sous vitesse variable

Il est à noter que les résultats précédents sont obtenus sans MPPT on faisant juste des "step" de variation au niveau de puissance active et réactive instantanée pour tester le fonctionnement de la génératrice. Par contre dans les résultats qui suivent l'intégralité de système sera prise en considération en ajoutant le modèle de la turbine, c'est-à-dire le système MPPT.

Le schéma synoptique de commande de la chaîne de conversion est donné par la figure IV.26. Il est composé d'une éolienne reliée à une machine asynchrone à double alimentation (MADA) d'une puissance de 2 MW, dont les paramètres sont données en Annexe A, avec la présence du multiplicateur de vitesse, des deux convertisseurs insérés entre le rotor et le réseau électrique, du système de stockage d'énergie de capacité dans le bus continu et le réseau dans laquelle l'énergie électrique produite est injectée [28]. Donc par la suite nous avons abordé trois stratégies de commande pour assurer le fonctionnement optimal de l'éolienne [28] :

- La technique d'extraction du maximum de puissance du vent par le contrôle "MPPT" (Maximum Power Point Tracking) pour capter le maximum de puissance avec asservissement de la vitesse.
- La commande du CCM en contrôlant séparément par la commande vectorielle (CV) la puissance active statorique et la puissance réactive statorique de la MADA,
- La commande du CCR en contrôlant par la commande directe de puissance (DPC) les puissances active et réactive échangées avec le réseau et la tension du bus continu.



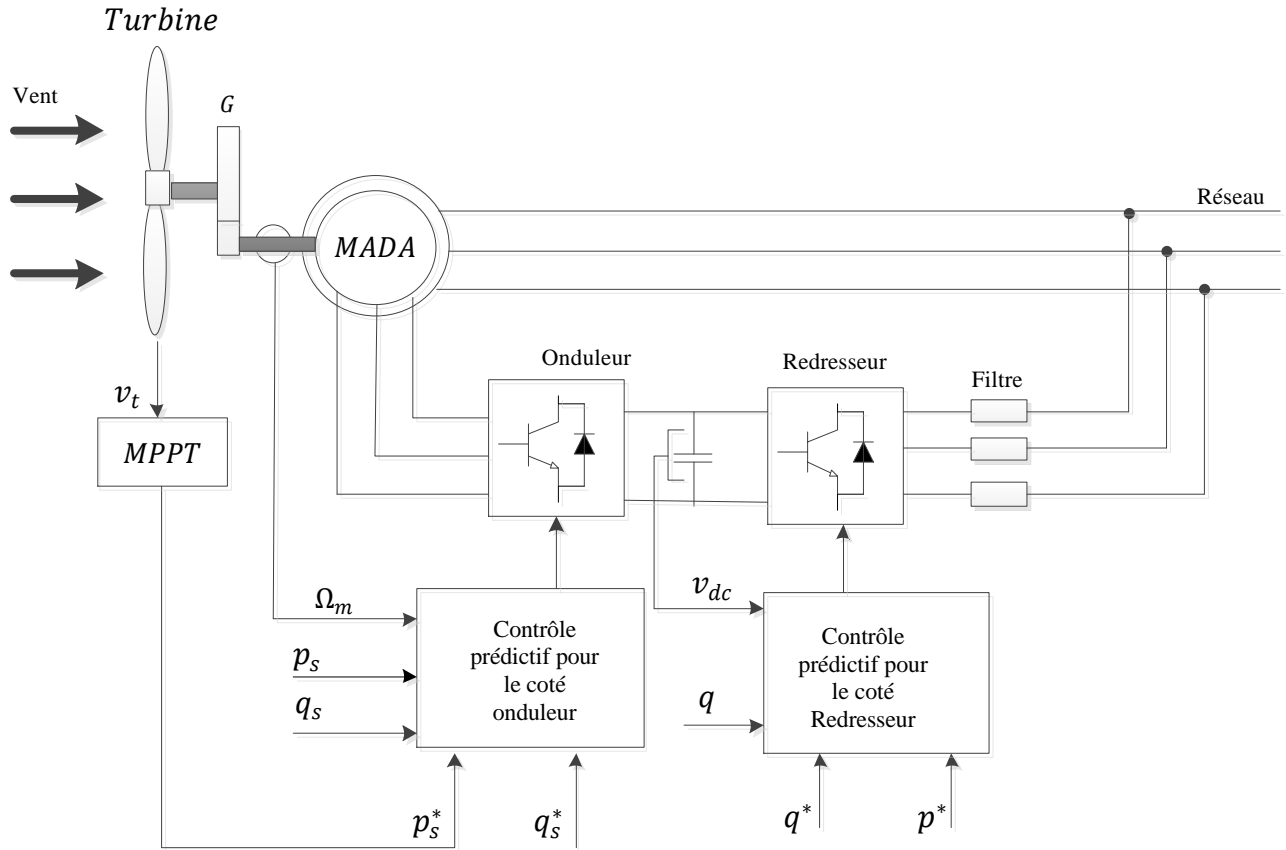


Figure IV.26. Schéma de commande du système éolien à vitesse variable basé sur une MADA.

### IV.7. 1. Modèle de la turbine éolienne

Le vent appliqué sur les pales de l'éolienne, entraîne sa mise en rotation et crée une puissance mécanique sur l'arbre de la turbine, notée  $p_m$ , s'exprimant par:

$$p_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda, \beta) \rho \pi R_t^2 v_w^3 \tag{IV.59}$$

Avec :

$\lambda$  : est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire de la turbine et la vitesse du vent, son expression est donnée par la formule suivante :

$$\lambda = \frac{\Omega_t R_t}{v_w} \tag{IV.60}$$

$\beta$  : l'angle de calage des pales.

$\rho$  : la masse volumique de l'air (approximativement  $1,225 \text{ kg/m}^3$  à la pression atmosphérique et à  $15^\circ\text{C}$ ),

$v_t$  : La vitesse de rotation de la turbine en (m/s),

$R_t$  : Le rayon de l'aérogénérateur ou la longueur d'une pale.

$C_p$  : Le coefficient de puissance représente le rendement aérodynamique de la turbine éolienne et dépend également de la caractéristique de la turbine. Ce coefficient présente une limite théorique, appelée limite de Betz, égale à 0,593 et qui n'est jamais atteinte en pratique .

Le coefficient de puissance  $C_p$  de la turbine de 2 MW utilisée en fonction de la vitesse relative  $\lambda$  et de l'angle de calage des pales  $\beta$  dont l'expression peut être exprimée comme [29]:

$$C_p(\lambda, \beta) = (0.35 - 0.00167)(\beta - 2)\sin\left[\frac{\pi(\lambda+0.1)}{(14.34-0.3(\beta+0.1))}\right] - 0.00184(\lambda - 3)(\beta - 2) \quad (IV.68)$$

**IV.7. 2. Méthodes de recherche du point maximum de puissance (MPPT)**

Un système de conversion d'énergie éolienne est composé de la turbine éolienne ayant une caractéristique qui dépend de paramètres de construction qui définissent son potentiel à prélever l'énergie de la masse d'air en mouvement. Parmi les méthodes d'optimisation énergétique nous avons choisi un système MPPT consiste à régler le couple électromagnétique sur l'arbre de la MADA de manière à fixer la vitesse de rotation de celle-ci à une vitesse de référence. Pour réaliser ceci, un asservissement de la vitesse de rotation de la MADA doit être utilisé.

Pour un point de fonctionnement donné (vitesse du vent fixe), on souhaite que la puissance mécanique soit maximale, ce qui correspond à la valeur maximale du coefficient  $C_p$ . Celle-ci est obtenue si la vitesse relative  $\lambda$  est égale à sa valeur optimale  $\lambda_{opt}$  (pour  $\beta$  constant et égal à  $2^\circ$ ), comme le montre la figure IV.27.

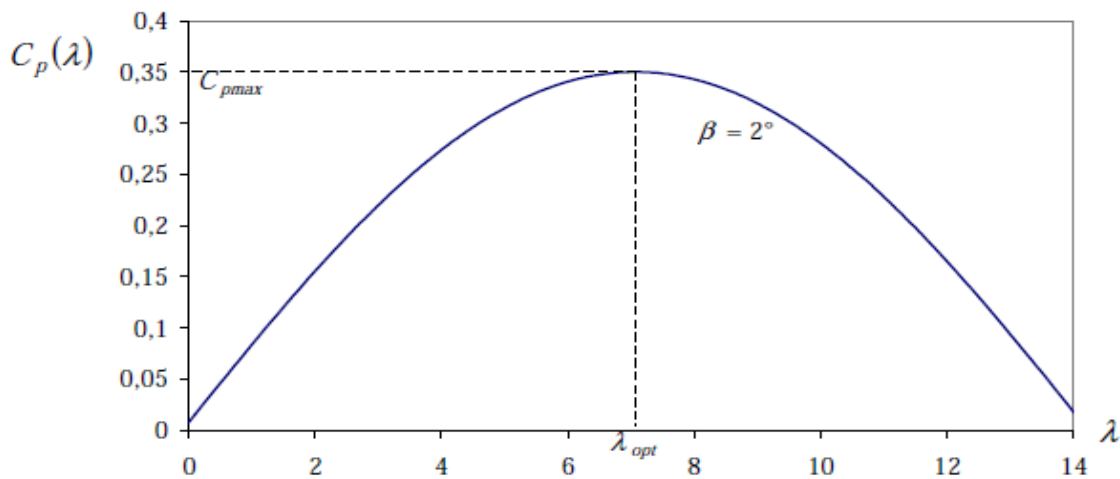


Figure IV.27 Coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de  $\lambda$  pour  $\beta = 2^\circ$ .

Le couple électromagnétique de référence  $T_{em}^*$  permettant d'obtenir une vitesse de rotation  $\Omega_m$  égale à sa valeur de référence  $\Omega_m^*$  est obtenu en sortie du régulateur de vitesse .Ce régulateur, de type Proportionnel Intégral (PI), permet ainsi d'asservir la vitesse de rotation et d'atténuer l'effet du couple mécanique  $T_m$  considéré comme une perturbation.

La vitesse de rotation de référence de la turbine  $\Omega_t^*$  est définie par :

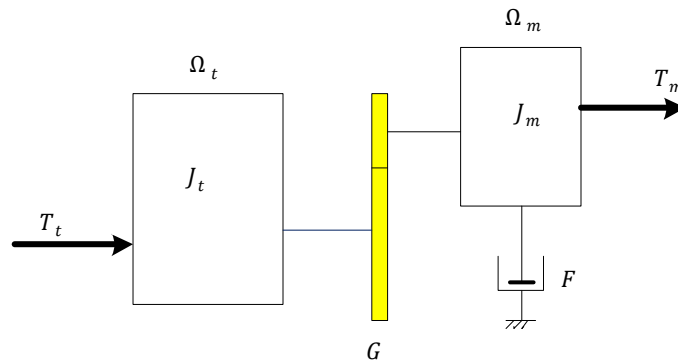
$$\Omega_t^* = \frac{\Omega_{opt} V_w}{R_t} \tag{IV.61}$$

On en déduit alors la vitesse de référence du générateur en prenant compte du gain du multiplicateur  $G$  (multiplicateur de boîte) par:

$$\Omega_m^* = G \cdot \Omega_t^* \tag{IV.62}$$

### IV.7. 3. Modèle de la partie mécanique

La partie mécanique de la turbine comprend trois pales orientables et de longueur  $R_t$ . Elles sont fixées sur un arbre d'entraînement tournant à une vitesse de rotation  $\Omega_t$ , relié à un multiplicateur de gain  $G$ . Ce multiplicateur entraîne la génératrice électrique. Les trois pales sont considérées identiques. De plus, on considère une répartition uniforme de la vitesse du vent sur toutes les pales et donc une égalité de toutes les forces de poussée. Ainsi, on peut modéliser l'ensemble des trois pales comme un seul et même système mécanique caractérisé par la somme de toutes les caractéristiques mécaniques. De part, la conception aérodynamique des pales, nous considérons que leur coefficient de frottement par rapport à l'air est très faible et peut être négligé. De même, la vitesse de la turbine étant très faible, les pertes par frottement seront négligeables devant les pertes par frottement du côté de la génératrice. Sur la base de ces hypothèses, on obtient alors un modèle mécanique constitué de deux masses comme illustre la Figure IV.28 dont la validité, par rapport au modèle complet de la turbine.



*Figure IV.28. Modèle mécanique de la turbine éolienne.*

Le multiplicateur adapte la vitesse de rotation de la turbine (arbre lent) à la vitesse de rotation de la MADA (arbre rapide) (Figure IV.28). En considérant que le multiplicateur est idéal, c'est-à-dire que les pertes mécaniques sont négligeables, il est alors modélisé par les deux équations suivantes:

$$T_m = \frac{T_t}{G} \tag{IV.63}$$

Le schéma bloc de la Figure IV.29 correspond aux modélisations aérodynamique et mécanique de la turbine éolienne. Ce schéma bloc montre que la vitesse de rotation  $\Omega_m$  de la MADA, donc de la

turbine, peut être contrôlée par action soit sur l'angle de calage des pales  $\beta$ , soit sur le couple électromagnétique  $T_{em}$  de la MADA. La vitesse du vent  $v$  est considérée comme une entrée perturbatrice au système.

La partie mécanique de la machine modélisée par les deux équations suivantes :

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (T_{em} - F\omega_m - T_m) \tag{IV.64}$$

Avec  $J = \frac{J_t}{G^2} + J_m$

$T_{em}$ : Couple électromagnétique.

$T_m$ : Couple résistant.

$F$ : Coefficient de frottements visqueux.

$\omega_m$ : Vitesse angulaire de rotation de la machine.

$J$ : Moment d'inertie du système.

$J_t$  : le moment d'inertie de la turbine équivalent aux inerties des trois pales de l'éolienne,

$J_m$  : le moment d'inertie de la MADA,

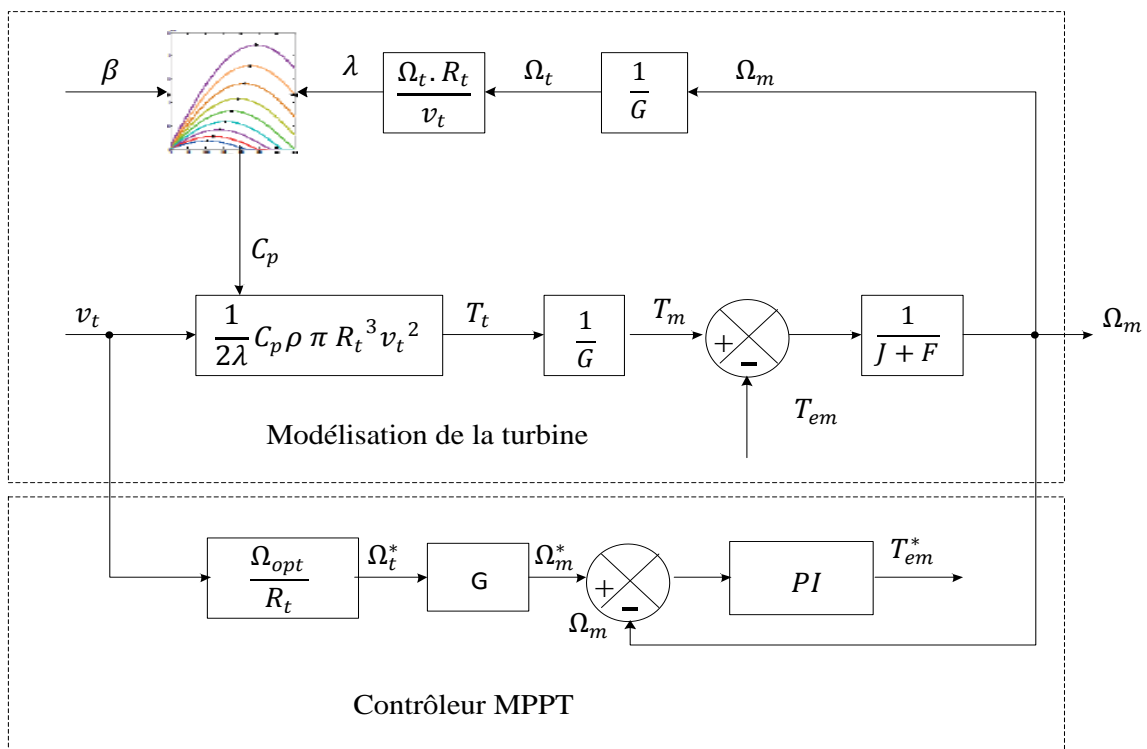


Figure IV.29 Modélisation de la partie mécanique de l'éolienne et Contrôle MPPT avec asservissement de la vitesse de rotation.

#### **IV.7.4. Simulation**

Nous présenterons dans cette section l'implémentation de la GADA contrôlée par la stratégie MP-DPC avec système MPPT d'extraction de maximum de puissance dans l'outil Matlab / Simulink. La figure IV.26 présente les comportements du système pour deux points de fonctionnement :

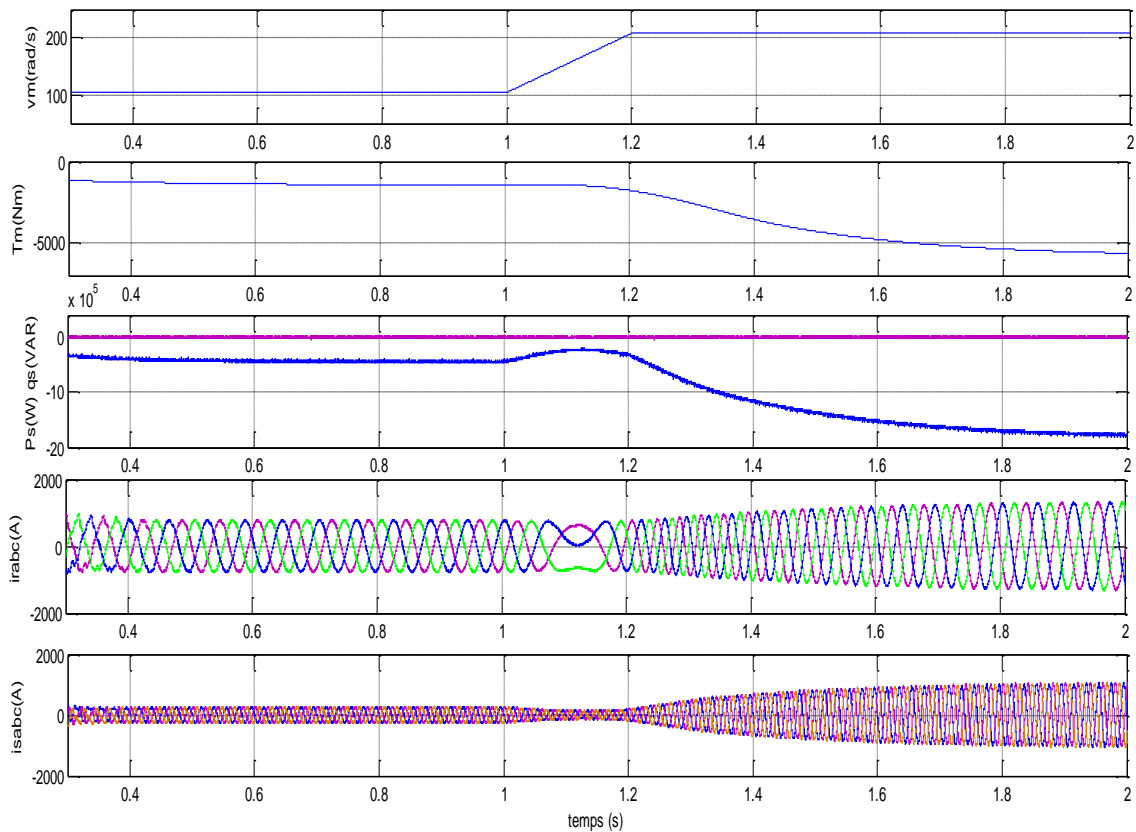
##### **Mode hypo synchrone**

Pour ce mode de fonctionnement, un vent d'une vitesse égale à 8 m/s appliqué sur les pales de l'éolienne, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT de 120 radian/s et la puissance active fournie au réseau correspondante à cette vitesse est d'environ 0.4 MW et prend la même forme du couple mécanique de la turbine. La puissance réactive suit sa référence fixée à 0 VAR, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire à la connexion avec le réseau électrique.

##### **Mode hypersynchrone**

Pour ce mode de fonctionnement, la vitesse du vent est varié à l'instant 1s de 8 à 12 m/s (correspondant au fonctionnement nominal de l'éolienne) est appliqué sur les pales de l'éolienne, ce qui correspond à une vitesse de la MADA en contrôle MPPT à environ 210 radian/s, la puissance réactive statorique appliquées reste nulle pour ce mode de fonctionnement que pour le mode précédent. La puissance active du stator fournie au réseau dépend du couple moteur de la turbine  $T_m$  (c'est le couple de référence extraire à partir de la MPPT) et atteint presque sa valeur nominale de 2MW. Cependant, sa repense est influencé par les paramètres de la boucle de régulateurs PI de vitesse utilisé par le système MPPT.

Par conséquent, Le mode de fonctionnement est donc validé ainsi que le contrôle indépendant des différentes puissances actives et réactives du système éolien.



*Figure IV.30 Performance du système sous vitesse variable.*

#### **IV.8. Conclusion**

Ce chapitre a traité la modélisation et la commande du générateur à double alimentations à énergie éolienne. Dans un premier temps, nous avons expliqué pourquoi cette machine est le plus intéressante dans le système éolien actuellement, notamment en raison des économies réalisées grâce au faible dimensionnement des convertisseurs statiques. Ensuite, nous nous sommes intéressés à la modélisation de la machine puis, dans le but d'établir les différentes commandes ; nous sommes traité trois techniques de commandes.

Enfin, afin de valider la modélisation et la commande du générateur, nous avons effectué des simulations dans divers circonstances: Les résultats obtenus ont montré que les puissances actives et réactives du système éolien pouvaient être contrôlées de façon indépendante tout en garantissant une puissance active optimale fournie au réseau électrique quel que soit le mode de fonctionnement. On peut ajouter aussi que la stratégie de contrôle direct de puissance prédictive appliquée pour contrôler la GADA, démunie l'ondulation de puissance. Par conséquent, on ne considère que le contrôle prédictif comme alternatif futur pour le contrôle des systèmes d'électronique de puissance.

#### **IV.9. References**

- [1] A. M.K. Mohamed, “Protection of Doubly Fed Induction Generator (DFIG),” Arab Academy for Science, Technology and Maritime Transport College of Engineering and Technology Cairo, 2013
- [2] R. Pena, J. Clare, and G. Asher, “Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-Back PWM Converters and its Application to Variable-Speed Wind-Energy Generation,” IEE Proceedings Electric Power Applications, vol. 143, pp. 231–241, May 1996.
- [3] H. S. Ali, “ Shaft Grid and Rotor Sides of Doubly-fed Induction Generator-based Wind Energy Conversion System Using Sliding Mode Control Approach,” thesis of Master, Saint Mary’s University, August 2017.
- [4] J. Hu, “Advanced Control in Smart Microgrids,” Thesis of Doctoral, University of Technology, Sydney, June 2013.
- [5] M. Hurajt, “Simulation of a Wind Energy Conversion System Utilizing a Vector Controlled Doubly Fed Induction Generator”, Thesis, Universty of Windsor, juillet. 2013.
- [6] X. Jing, “Modeling and Control of a Doubly-fed Induction Generator for Wind Turbine-generator Systems”, Phd thesis, Marquette University, December 2012.
- [7] G. Abad, L. Marroyo, G. Iwanski, “Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation”. Wiley-IEEE Press, 2011,
- [8] T. Ayoub , “Analyse et Commande Quatre Quadrants de la Machine Asynchrone a Double Alimentation”, these de doctorat, universite du quebec, janvier 2013.
- [9] F. Blaschke, “The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine”, Siemens Review, vol.39, N°4, pp.217-220, 1972.
- [10] S. Muller, M. Deicke, and R. D. Doncker, “Doubly Fed Induction Generator Systems for Wind Turbines,” IEEE Industry Applications Magazine, vol. 8, pp. 26–33, June 2002.
- [11] I. Takahashi and T. Noguchi, “A new Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor,” IEEE Transaction on Industrial Applications, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, Oct. 1986.
- [12] K. P. Gokhale, D.W. Karraker, and S. J. Heikkila, “Controller for a Wound Rotor Slip Ring Induction Machine,” U.S. Patent 6 448 735 B1, Sep. 2002.
- [13] W. Chen, “ Comparison of Doubly-Fed Induction Generator and Brushless Doubly-Fed Reluctance Generator for Wind Energy Applications,” thesis of Doctorate, Newcastle University, June 2014.
- [14] R. Toufouti, “ Contribution à la Commande Directe du Couple de la Machine Asynchrone ,” Thèse de doctorat en génie électrique, Université de Mentouri, Constantine, 2008.
- [15] L. Xu and P. Cartwright, “Direct Active and Reactive Power Control of DFIG for Wind Energy Generation,” IEEE Transaction Energy Conversion, vol. 21, no.3, pp. 750-758, Sept. 2006.
- [16] R. Datta and V.T. Ranganathan, “Direct Power Control of Grid-Connected Wound Rotor Induction Machine Without Rotor Position Sensors”, IEEE Transaction Power Electronics. Vol. 16, , No. 3, pp. 390–399, 2001.
- [17] E. Termblay, S. Atayde, A. Chandara A, “Direct power control of DFIG based WECS with active filter capabilities”, IEEE Electrical Power & Energy Conference, 2009.

- [18] L. Xu, D. Zhi, and B. W. Williams, “Predictive Current Control of Doubly Fed Induction Generators,” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, vol 56 no 10, pp 4143–4153, Oct 2009.
- [19] Y. Zhang, J. Zhu, and J. Hu, “Model predictive Direct Torque Control for Grid Synchronization of Doubly fed Induction Generator,” in *Proceedings. IEEE Industrial Electric Machines and Drives Conf. IEMDC '11*, pp. 775–780, 2011.
- [20] A. Boulahia, M. Adel, H. Benalla, “Predictive Power Control of Grid and Rotor Side converters in Doubly Fed Induction Generators Based Wind Turbine”, *Bulletin of Electrical Engineering and Informatics Vol. 2 No.4*, pp. 258~264, December 2013.
- [21] Z. Liu, O. Mohammed and S. Liu, “A Novel Direct Torque Control of Doubly-Fed Induction Generator used for Variable Speed Wind Power Generation,” *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, pp. 1-6, 2007.
- [22] D. Xu, F. Blaabjerg, W. Chen, and N. Zhu, “Advanced Control of Doubly Fed Induction Generator for Wind Power Systems,” *John Wiley & Sons*, 2018.
- [23] X. Liu and X. Kong, “Model-Based Predictive Control Applied to the Doubly Fed Induction Generator Direct Power Control,” *IEEE Transactions on Automation science and Engineering*, vol 11, no 4, pp 1046–1055, July 2014.
- [24] M.N. Cirstea, A. Dinu, J.G. Khor, M. M. Cormick, “Neural and Fuzzy Logic Control of Drives”, *Newnes*, 2002.
- [25] P. Vas, “Vector control of AC machines”, *Oxford University Press*, New York, 1990.
- [26] A. Benzaïoua, “Contribution à la Commande Directe de Couple d'une Machine Asynchrone Triphasée”, *Thèse de Doctorat, Université du Québec*, Avril 2014
- [27] A. Boulahia, H. Benalla, “Direct Power Control for AC/DC/AC Converters in Doubly Fed Induction Generators based Wind Turbine”, *International Journal of Electrical and Computer Engineering (IJECE)*. Vol. 2, No. 3, June 2012, pp. 425~432.
- [28] A. Gaillard, “Système Eolien Basé sur une MADA : Contribution à L'étude de la Qualité de l'Energie Electrique et de la Continuïte de Service,” *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France*, 2010.
- [29] E. A. Selma, “Modelling and Control Structures for Variable Speed Wind Turbine,” In: *Multimedia Computing and Systems (ICMCS)*, *International Conference, Ouarzazate, Morocco*, pp. 1-5. April 2011.
- [30] S. El Aimani, “Modélisation de Différentes Technologies D'éoliennes Intégrées dans un Réseau de Moyenne Tension”, *Thèse de Doctorat, L'Ecole Centrale de Lille, France*, 2004.
- [31] V. Yaramasu and B. Wu. “Model Predictive Control of Wind Energy Conversion Systems”. *John Wiley*, 2016.
- [32] J. Rodriguez and P. Cortes. “Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives”. *John Wiley*, 2012.
- [33] M. Aghasi, V. Faraji, D. A. Khaburi, M. Kalantar, “A Novel Direct Torque Control for Doubly Fed Induction Machine based on Indirect Matrix Converter,” *Electrical, Electronics and Computer Engineering (ELECO)*, 2010 National Conference on , vol2, no5, pp.303-308, Dec. 2010.
- [33] J. Sayritupac, E. Albanez, J. Rengifo, J. M. Aller, and J. Restrepo. Predictive Control Strategy for DFIG Wind Turbines with Maximum Power Point Tracking using Multilevel Converters. In



- Proceedings Power Electronics and Power Quality Applications PEPQA, pages 1–6, Bogota, 2015.
- [34] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, “Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems. Wiley-IEEE Press, 2011.
- [35] I. Takahashi and Y. Ohmori, “High-Performance Direct Torque Control Of An Induction Motor,” IEEE Transaction on Industrial Applications, vol. 25, pp. 257-264, Mar/Apr. 1989.
- [36] B. Hopfensperger, D. J. Atkinson, R. A. Lakin, “Stator-Flux-Oriented Control of a Doubly-Fed Induction Machine with and Without Position Encoder,” IEE Proceedings Electronics Power Applications, vol. 147, no. 4, pp. 241-250, July 2000.
- [37] B. Q. V. Ngo, P. R. Ayerbe, and S. Olaru, “Model Predictive Direct Power Control for Doubly Fed Induction Generator based Wind Turbines with Three-level Neutral-Point Clamped Inverter,” In 42nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp 3476–3481, Oct, 2016.
- [38] K. Fairouz, “Centrale Eolienne et Qualité de L’énergie Electrique,” Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2012.
- [39] A. Dida, “Contribution à la Commande Neuro-Floue de la Machine Asynchrone à Double Alimentation Utilisé dans un Système Eolien,” Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2017

## ***CONCLUSION GENARALE***

## **CONCLUSION GENARALE**

Le travail présenté dans cette thèse s'inscrit dans le cadre de recherche d'étude des redresseurs MLI destinés à l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique, pour but de dépollution harmonique du réseau électrique, plus particulièrement celui de la production d'énergie électrique. La simulation montre que l'application d'un redresseur est efficace pour commander un générateur à énergie éolienne. Il est réversible pour l'échange des puissances entre le réseau et le rotor du générateur éolien, ainsi que maintenir la tension du bus continu constante. De plus, sa topologie, est semblable à une machine électrique virtuelle par rapport au réseau d'alimentation. Cette propriété lui permet d'être commandé par des techniques similaires à celles des machines électriques. A cet effet, des approches de commande déjà appliqués sur les machines à induction sont développés pour appliquer sur un redresseur MLI. Parmi ces commandes modernes, nous nous sommes intéressés dans le cadre de ce travail à la commande prédictive, (la commande directe de puissance basée sur le modèle prédictif), elle consiste alors à chercher la distance minimale (optimisation). Cette technique réduit les ondulations de puissance par rapport à la commande DPC.

Les convertisseurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel : la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer. Ils possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage). Ainsi que le nombre de tension généré par un convertisseur multi-niveaux plus élevé que celui de 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique.

L'application du redresseur MLI pour une éolienne à base de machine asynchrone à Double Alimentation permet un fonctionnement à vitesse variable. Le dispositif pouvant fonctionner en hypo-synchrone (transit de la puissance du réseau vers le rotor) ou en hyper-synchrone (transit de puissance du rotor vers le réseau). Dans chacune des applications

présentées, l'étage convertisseur connecté du côté réseau de production puisse participer aux services systèmes. La puissance active passant par les convertisseurs de puissance est faible et on peut donc utiliser des convertisseurs de puissance ayant un faible coût. Le rendement de cette machine est élevé. Cette machine présente donc l'avantage d'être mieux adaptée à la variation de vitesse. Pour que ce système fonctionne correctement, un circuit de réglage est nécessaire pour piloter la machine asynchrone à double alimentation. Dans ce cas, nous avons contrôlé le convertisseur AC/DC/AC par deux techniques. La première est le contrôle direct de puissance et la deuxième est le contrôle direct des puissances prédictives, où celle-ci est développée pour réduire les ondulations de puissances.

On conclut que la commande directe de puissance prédictive, présente des performances pour être utilisée pour le contrôle des systèmes d'électroniques de puissances dû au fait qu'elle présente une dynamique élevée et réduction des ondulations de courant. Cette technique relativement simple et souple a occupé une bonne place dans la littérature. Malgré sa bonne dynamique et sa grande adaptabilité, elle possède un inconvénient aussi. Elle présente une fréquence de commutation variable et ses performances dépendent fortement aux paramètres de système.

Comme perspectives pour la suite de ces travaux on peut citer :

- ✎ Etude d'autres nouvelles stratégies développées récemment et n'a pas traité dans cette thèse telle que : Prédictive avec SVPWM, prédictive avec calcul des séquences de commutation et logique floue ainsi que réseaux de neurone.
- ✎ Notre travail ne serait complet sans la réalisation pratique de ces méthodes, ce que nous souhaitons le faire dans l'avenir.
- ✎ Améliorer les stratégies proposées dans cette thèse.

# ***ANNEXES***

# Annexes

## A-1 .Paramètres de la chaine de conversion éolienne basée sur une MADA [1].

Tableau A-1 : Paramètres mécaniques et électriques du système éolien.

Système	Paramètres
Turbine	Nombre de pales : 3 $R = 35$ m $v_n \approx 13$ m/s, $N_m = 19,5$ tr/min
Multiplicateur	$G = 80$
MADA	$v_s = 690$ V, $v_r = 2300$ V $P_n = 2$ MW, $f = 50$ Hz, $p = 2$ , $R_s = 4,45$ m $\Omega$ , $R_r = 55,44$ m $\Omega$ $L_{fs} = 134$ $\mu$ H, $L_{fr} = 1,6$ mH, $L_m = 4,41$ mH
Bus continu	$C = 38$ mF, $v_{dc} = 1200$ V
Filtre RL	$R = 0,1$ $\Omega$ , $L = 1$ mH
Réseau électrique	$e = 690$ V, $f = 50$ Hz

## A.2. Partie commande

Tableau A-2 : Paramètres des commandes du système éolien.

Commande	Paramètres
Contrôle MPPT	$\lambda_{opt} = 6,9$ $C_{pmax} = 0,4$
Contrôle de la tension du bus continu	Facteur d'amortissement : $\xi = 0,707$ Temps de réponse du système en boucle fermée : $t_{rv} = 0,1$ s Fréquence de coupure : $\omega_0 = 27$ rad/s. $K_{pv} = 2 \xi C \omega_0$ . $K_{iv} = C \omega_0$

## A-3. Vecteurs complexes

A tout système de grandeurs triphasées  $xa(t)$ ,  $xb(t)$ ,  $xc(t)$  (tels que les courants, les tensions et les flux), on peut associer un vecteur tournant donné par

$$\vec{x} = K[\vec{x} + a\vec{x} + a^2\vec{x}] \quad (\text{A.1})$$

Où :  $K$  est un coefficient défini comme suit :

$$K = \frac{2}{3} : \text{ Pour une représentation vectorielle conservant l'amplitude}$$

$$K = \sqrt{\frac{2}{3}} \text{ Pour une représentation vectorielle conservant la puissance.}$$

Mathématiquement parlant, le choix de la matrice normée de CONCORDIA est souvent privilégié pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse.

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} : \text{ Opérateur de position à } 120^\circ$$

Ce vecteur  $\vec{x}$  tourne avec une vitesse angulaire égale à la pulsation électrique des grandeurs du système triphasé.

#### A.4 . Transformation de coordonnees abc- $\alpha\beta$ et $\alpha\beta$ -dq

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

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.3})$$

#### A.5. Transformation de coordonnees dq- $\alpha\beta$ et $\alpha\beta$ -abc

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.4})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

#### A.6. Reference

- [1] A. Gaillard, "Système éolien basé sur une MADA : Contribution à L'étude de la Qualité de L'énergie Électrique et de la Continuité de Service," Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy 1, France, 2010.

**Résumé:** Cette thèse apporte une contribution sur la mise en œuvre de la commande directe de puissance prédictive appliquée pour les redresseurs MLI à deux niveaux et à trois niveaux à structure NPC et son réglage de tension du point milieu des condensateurs du bus continu ainsi que l'introduction de cette technique pour le contrôle d'un générateur asynchrone à double alimentation à base d'énergie éolienne. La simulation de ces méthodes a été effectuée à l'aide du logiciel Matlab/Simulink TM.

**Abstract:** This thesis is contribution to the implementation of the predictive direct power control applied for two-level and three-level NPC PWM rectifiers and its neutral voltage mid-point balancing of the DC bus capacitors as well as the introduction of this technique for the control of doubly fed induction generator based on wind energy. Simulation of these methods was performed using the Matlab / Simulink TM software.

**الخلاصة:** تقدم هذه الرسالة مساهمة في تنفيذ التحكم التنبؤي المباشر في القدرة المطبق على المقومات ذات التغيير في النبضة ثنائية وثلاثية المستوى وتوازن الجهد لنقطة الوسط لمكثفات المقوم ثلاثي المستوى بالإضافة إلى إدخال هذه التقنية للتحكم في مولد غير متزامن مزدوج التغذية يعتمد على طاقة الرياح. وقد تم تنفيذ محاكاة هذه التقنيات باستخدام برنامج ماطلاب / سيميلنك.