



# THESE

présentée au Laboratoire de Commande des Processus  
en vue de l'obtention du titre de

## Docteur en Sciences

en Electrotechnique  
par

**Kaci GHEDAMSI**

Magister en Electrotechnique de l'EMP

### Thème

## Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone

Soutenue publiquement le 14 / 12 / 2008 devant le jury composé de :

MM.	M.O. MAHMOUDI	Professeur à l'ENP	Président
	E.M. BERKOUK	Professeur à l'ENP	Directeur de thèse
	T. REKIOUA	Professeur à l'université de Bejaia	Examineur
	L. NEZLI	Maître de conférences à l'ENP	Examineur
	K. ALIOUANE	Maître de conférences à l'EMP	Examineur
	F. BOUCHAFA	Maître de conférences à l'USTHB	Examineur
	D. AOUZELLAG	PhD à l'université de Bejaia	Invité

# Remerciements

# Remerciements

Je tiens particulièrement à remercier le Professeur E.M. Berkouk directeur de thèse dont les idées, les conseils, les critiques, mais aussi les encouragements, m'ont été d'une aide précieuse.

Je remercie Monsieur M.O. Mahmoudi, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, qui ma fait l'honneur de présider le jury.

Pour leur participation à l'évaluation scientifique de ces travaux, je tiens également à remercier Messieurs T. Rekioua, Professeur à l'université de Bejaia L. Nezli, Maître de conférences à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, , K. Aliouane, Maître de conférences à l'Ecole Militaire Polytechnique d'Alger et F. Bouchafa, Maître de conférences à l'USTHB de Bab-Ezzouar en tant que membre dans le jury.

Ma reconnaissance va également au Docteur D. Aouzellag, enseignant à l'université de Bejaia. C'est avec lui que j'ai réalisé la partie application. Ses encouragements ont beaucoup contribué à ma fermeté pour dépasser les obstacles rencontrés durant cette période de thèse.

Je remercie également Monsieur B. Francois, Maître de conférences habilité à diriger des recherche à l'école centrale de Lille, de m'avoir accueilli au sein de son laboratoire lors d'un stage mais aussi pour son amabilité et ses orientations.

J'exprime aussi ma reconnaissance envers Monsieur S. Hadji, Maître de conférences à l'université de Bejaia, dont les conseils et les encouragements mais aussi le temps qui ma consacré pour m'aider dans la rédaction de mes articles, m'ont été d'un apport certain.

Je tiens aussi à remercier Madame D. Rekioua, Professeur à l'université de Bejaia pour l'opportunité qu'elle ma accordé en m'intégrant dans deux projets de recherche mais aussi pour ses encouragements.

Je remercie Mes parents pour tout ce qu'ils ont fait. Ils se son beaucoup sacrifiés pour m'offrir les conditions nécessaires afin que je puisse devenir ce que je suis. Qu'ils trouvent dans ce manuscrit toute ma reconnaissance et le signe que je suis enfin arrivé au bout.

Un grand merci à Ma femme, pour son soutien, ses encouragements et la patience dont elle a su s'armer tout au long de ces années de thèse. Ma reconnaissance envers elle est inexprimable.

Pour leur soutien et leurs encouragements, je remercie toute ma grande famille (frères et sœurs, beaux-parents, beaux-frères et belles sœurs). Je pense bien entendu à leurs familles respectives aussi.

Enfin, si j'ai oublié quelqu'un, je le prie de me pardonner. Il y a tant de personne qui sont intervenues, je les remercie tous.

.....A mon fils **Youcef**,...mais **yoyo**.

# **Table des matières**

# Table des matières

Table de matières.....	i
Liste des figures.....	ii
Liste des Tableaux.....	iii
Nomenclature.....	iv
Abréviations.....	v

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

## Chapitre 1 : Modélisation du convertisseur matriciel

1.1 Introduction .....	4
1.2 Modélisation du convertisseur matriciel triphasé/triphasé.....	5
1.2.1Présentation.....	5
1.2.2 Modélisation du filtre d'entrée.....	5
1.2.3 Fonctionnement du convertisseur matriciel.....	7
1.2.3.1 Fonctionnement d'une cellule de commutation.....	8
1.2.3.2 Réseau de Petri d'une cellule de commutation.....	10
1.2.4 Fonctions de connexion des interrupteurs.....	10
1.2.5 Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs.....	11
1.2.6 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel.....	11
1.2.7 Modèle de commande du convertisseur matriciel.....	13
1.3 Conclusion.....	14

## Chapitre 2 : Stratégies de commande du convertisseur matriciel

2.1 Introduction.....	16
2.2 Méthode de modulation de Venturini.....	16
2.2.1. Principe de la méthode.....	16
2.2.2. Résultats de simulation et interprétation.....	19
2.3 Modulation vectorielle.....	22
2.3.1 Principe.....	22
2.3.2. Commande de l'étage onduleur.....	23
2.3.3 Commande de l'étage redresseur.....	27
2.3.4 Commande du convertisseur matriciel .....	31

2.3.5 Résultats et interprétations .....	32
2.4 Conclusion.....	37

## **Chapitre 3 : Commutations dans le convertisseur matriciel**

3.1 Introduction.....	38
3.2 Différentes configurations des commutateurs.....	39
3.2.1 Choix de la topologie des commutateurs de puissance.....	39
3.2.2 Commutateurs encadrés de diodes.....	40
3.2.3 Commutateurs antiparallèles.....	40
3.3 Etude des commutations.....	41
3.3.1 Formulation du problème.....	41
3.3.2 Stratégie de commutation à quatre étapes basée sur le signe du courant.....	42
3.3.3 Stratégie de commutation à quatre étapes basée sur le signe de la tension.....	43
3.3.4 Stratégie de commutation à trois étapes basée sur le signe du courant et de la tension.....	45
3.4 Protection lors de l'enclenchement et du déclenchement du convertisseur matriciel.....	48
3.5 Contraintes sur les commutateurs de puissance.....	49
3.6 Conclusion.....	51

## **Chapitre 4 : Convertisseur matriciel indirect**

4.1 Introduction.....	52
4.2 Les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect.....	53
4.2.1 Introduction.....	53
4.2.2 Différentes Topologies de l'IMC.....	53
4.2.3 Circuit clamp pour les structures IMC.....	57
4.3 Commande par MLI vectorielle de l'IMC.....	58
4.3.1 Introduction.....	58
4.3.2 Vecteurs spatiaux de l'IMC.....	60
4.3.3 Méthode de commutation.....	61
4.3.3.1 Les six secteurs de fonctionnement.....	61
4.3.3.2 Deux portions et le circuit équivalent pour chaque portion.....	62
4.3.5 Résultats et interprétation.....	69
4.4 Convertisseur matriciel indirect multi-niveaux.....	70
4.4.1 Etage redresseur.....	71
4.4.2 Etage onduleur.....	72

4.4.2.1 La SVM pour l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC .....	72
4.4.2.2 La SVM pour l'étage onduleur.....	75
4.4.2.3 Modulation complète du l'IMC3n.....	76
4.4.3 Résultats de simulation et interprétations .....	77
4.5 Conclusion.....	78

## **Chapitre 5 : Application du convertisseur matriciel dans un générateur éolien**

5.1 Introduction.....	80
5.2 Description du système étudié .....	81
5.3 Modélisation du système éolien.....	82
5.3.1 Modélisation et principes de contrôle de la turbine .....	82
5.3.2 Modélisation de la MADA et sa commande.....	85
5.3.2.1 Modèle de la MADA .....	85
5.3.2.2 Transformation de Park.....	87
5.3.2.3 Application de la transformation de Park a la MADA.....	87
5.3.2.4 Stratégie de commande de la MADA .....	88
5.3.2.5 Commande vectorielle en puissance de la MADA.....	90
5.4 Système inertiel de stockage d'énergie.....	91
5.4.1 Principe de contrôle du SISE associé au générateur éolien.....	91
5.4.2 Contrôle en vitesse pour le SISE et contrôle vectoriel pour la MAS.....	92
5.4.2.1 Calcul de la vitesse de référence du volant.....	92
5.4.2.2 Modèle de la machine asynchrone avec orientation du flux.....	93
5.4.2.3 Calcul du flux de référence de la MAS.....	93
5.4.2.4 Calcul du courant de référence de la MAS.....	93
5.5 Résultats et interprétations.....	94
5.6 Conclusion.....	99
Conclusion générale .....	100

### Bibliographie

- Annexe A
- Annexe B
- Annexe C
- Annexe D
- Annexe E

# Liste des figures

# Liste des figures

N° de la Figure	Titre	Page
Fig.1.1	Schéma électrique du convertisseur matriciel	5
Fig.1.2	Fig.1.2 Schéma équivalent monophasé du filtre avec une résistance d'amortissement	5
Fig.1.3	Schéma bloc pour la modélisation du filtre	7
Fig.1.4	Interrupteur bidirectionnel équivalent	7
Fig.1.5	Représentation d'un convertisseur matriciel triphasé	8
Fig.1.6	Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du MC	9
Fig.1.7	Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation	10
Fig.1.8	Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel en mode commandable	11
Fig.1.9	Modèle de connaissance du convertisseur matriciel	13
Fig.1.10	Modèle de commande du convertisseur matriciel	14
Fig.2.1.a	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour $q=0.7$ , $f_s=25\text{Hz}$	20
Fig.2.1.b	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour $m=21$ , $f_s=25\text{Hz}$	20
Fig.2.2.a	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour $q=0.7$ , $f_s=50\text{Hz}$	21
Fig.2.2.b	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour $m=21$ , $f_s=50\text{Hz}$	21
Fig.2.3.a	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour $q=0.7$ , $f_s=75\text{Hz}$	22
Fig.2.3.b	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour $m=21$ , $f_s=75\text{Hz}$	22
Fig.2.4	Circuit équivalent du convertisseur matriciel	23
Fig.2.5	Le rapport entre le circuit équivalent et le convertisseur matriciel dans la phase A	24
Fig.2.6	L'onduleur du circuit équivalent	24
Fig.2.7	Représentation du polygone de commutation des tensions	27
Fig.2.8	La position du vecteur de tension de sortie	27
Fig.2.9	Redresseur du circuit équivalent	29
Fig.2.10	Représentation du polygone des courants d'entrée	31
Fig.2.11	La position du vecteur de courant d'entrée	31
Fig.2.12.a	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour $m_v=0.7$ , $f_0=25\text{Hz}$	34
Fig.2.12.b	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour $m=21$ , $f_0=25\text{Hz}$	34
Fig.2.13.a	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour $m_v=0.7$ , $f_0=50\text{Hz}$	35
Fig.2.13.b	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour $m=21$ , $f_0=50\text{Hz}$	35
Fig.2.14.a	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour $m_v=0.7$ , $f_0=75\text{Hz}$	36
Fig.2.14.b	Caractéristiques de la tension simple de sortie $v_{su}$ du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour $m=21$ , $f_0=75\text{Hz}$	36
Fig.2.15.a	Tension et courant d'entrée, le spectre harmonique du courant du MC commandé par la modulation vectorielle pour $m_v=0.7$ , $m=21$ et $f_0=25\text{Hz}$	37
Fig.2.15.b	Tension et courant d'entrée et le spectre harmonique du courant du MC commandé par la modulation vectorielle pour $m_v=0.7$ , $m=21$ et $f_0=50\text{Hz}$	37

Liste des figures

Fig.2.15.c	Tension et courant d'entrée ainsi que le spectre harmonique du courant du MC commandé par la modulation vectorielle pour $m_v=0.7, m=21$ et $f_0=75\text{Hz}$	37
Fig.3.1	Différentes topologies pour les commutateurs de puissance	39
Fig.3.2	Commutation des deux commutateurs de puissance au et bu	41
Fig.3.3	Principe de commutation du courant de la phase A à la phase B basée sur le signe du courant	42
Fig.3.4	Diagramme à quatre étapes de la commutation, de deux commutateurs, basée sur le signe du courant	43
Fig.3.5	Principe de commutation du courant de la phase B à la phase A avec la tension de commutation $u_{ab} > 0$ , pour $u_{ab} < 0$ le chemin de roue libre s'inverse	44
Fig.3.6	Diagramme à quatre étapes de la commutation, basée sur le signe de la tension, de deux commutateurs bidirectionnels en commutation	45
Fig.3.7	Diagramme de commutation à trois étapes (au $\square$ cu) basée sur le signe de la tension de ligne $v_{ca}$ et du courant de phase $i_{su}$	47
Fig.3.8	Principe de commutation du courant de la phase A à la phase C avec la tension de commutation $u_{ca} > 0$ et $i_{su} > 0$	48
Fig.3.9	Circuit clamp associé à un convertisseur matriciel	49
Fig.3.10	Groupe de trois commutateurs connectés à la même phase de sortie	49
Fig.4.1	Topologie IMC à 18-interrupteurs	54
Fig.4.2	Topologie IMC à 15-interrupteurs	55
Fig.4.3	Topologie IMC à 12-interrupteurs	55
Fig.4.4	Topologie IMC à 9-interrupteurs	56
Fig.4.5	Circuit clamp pour la topologie IMC à 9-interrupteurs	57
Fig.4.6	Diagramme vectoriel des vecteurs de sortie	59
Fig.4.7	Les secteurs de fonctionnement pour un facteur de puissance unitaire	61
Fig.4.8.a	Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 1, secteur 2	62
Fig.4.8.b	Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 2, secteur 2	62
Fig.4.9.a	Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 1, secteur 5	63
Fig.4.9.b	Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 2, secteur 5	63
Fig.4.10	Chronogramme des fonctions de modulation des interrupteurs de l'étage redresseur	64
Fig.4.11	Chronogrammes des fonctions de connexion des interrupteurs de l'étage redresseur	65
Fig.4.12	Vecteur spatial de tensions de sortie de l'étage onduleur dans le secteur 2	66
Fig.4.13	Séquences MLI de l'IMC dans le secteur 2	68
Fig.4.14	Tension du bus continu	69
Fig.4.15	Courant du bus continu	69
Fig.4.16	Tension simple de sortie et son spectre harmonique	69
Fig.4.17	Tension Composée de sortie et son spectre harmonique	69
Fig.4.18	Courant de phase de sortie et son spectre harmonique	69
Fig.4.19	Tension simple et courant d'entrée ainsi que le spectre harmonique du courant	69
Fig.4.20	Caractéristiques d'une tension simple de sortie pour $m=21, f_0=25\text{Hz}$	70
Fig.4.21	Topologie de l'IMC à trois niveaux	70
Fig.4.22	Représentation du polygone des courants d'entrée	71
Fig.4.23	Topologie de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC	72
Fig.4.24	Représentation du polygone des tensions de sortie pour un NPC VSI	74
Fig.4.25	Diagramme vectoriel des tensions de sortie dans le secteur 1 basé sur NTV SVM	74
Fig.4.26	Représentation du polygone des tensions de sortie pour l'étage onduleur basé sur NTV SVM	75
Fig.4.27	Séquences MLI de l'IMC3n dans le secteur 2	77

Liste des figures

Fig.4.28	Tension simple de sortie et son spectre harmonique	78
Fig.4.29	Tension composée de sortie et son spectre harmonique	78
Fig.4.30	Courants de charge et leur spectre harmonique	78
Fig.5.1	Schéma global du système étudié	81
Fig.5.2	Coefficient de puissance $C_P$ en fonction de rapport de vitesse $\lambda$	82
Fig.5.3	Schéma bloc fonctionnel du modèle de turbine	83
Fig.5.4	Schéma bloc fonctionnel avec asservissement de la vitesse mécanique	84
Fig.5.5	Représentation schématique de la MADA	85
Fig.5.6	Schéma bloc de la commande en puissance de la MADA	91
Fig.5.7	Principe du contrôle de SISE associé au générateur éolien	92
Fig.5.8	Schéma de contrôle en puissance pour le SISE et contrôle vectoriel pour la MAS	94
Fig.5.9	Vitesse de rotation de la MADA	96
Fig.5.10	Glissement de la MADA	96
Fig.5.11	Puissance mécanique de la turbine	96
Fig.5.12	Puissance active et réactive du réseau	96
Fig.5.13	Puissance active et réactive statoriques	96
Fig.5.14	Puissance active et réactive rotorique	96
Fig. 5.15.a	Tension et courant du réseau	97
Fig.5.15.b	Tension et courant du réseau sur deux périodes	97
Fig.5.16.a	Tension et courant rotorique	97
Fig.5.16.b	Tension et courant rotorique pour $g>0$	97
Fig.5.16.c	Tension et courant rotoriques pour $g=0$	97
Fig.5.16.d	Tension et courant rotoriques pour $g<0$	97
Fig.5.17.a	Tension et courant statoriques de la MAS	98
Fig.5.17.b	Tension et courant de la MAS pendant une phase de déstockage	98
Fig.5.17.c	Tension et courant de la MAS pendant une phase de stockage	98
Fig.5.18	Vitesse du volant d'inertie	98
Fig.5.19	Puissance $P_w$ et la Puissance de référence $P_{w\_réf}$ de la MAS	98
Fig.5.20	Composantes directe et quadratique du flux de la MAS	98

# Liste des tableaux

## Liste des tableaux

<b>N° du tableau</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
Tableau 1.1	<i>Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'une cellule</i>	5
Tableau 2.1	<i>Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation</i>	25
Tableau 2.2	<i>Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur</i>	29
Tableau 2.3	<i>Séquences de commutation pour la modulation double sens</i>	32
Tableau 3.1	<i>Evaluation des différentes configurations des commutateurs de puissance</i>	39
Tableau 4.1	<i>Caractéristiques principales de différentes topologies IMC</i>	56
Tableau 4.2	<i>Etats possibles du l'IMC et vecteurs de sortie (<math>v_{sa} &gt; v_{sb} &gt; v_{sc}</math>)</i>	60
Tableau 4.3	<i>Les interrupteurs en conduction de l'étage redresseur et la tension du bus continu fictif pour chaque secteur</i>	64
Tableau 4.4	<i>La table d'excitation associée à la commande complémentaire proposée</i>	73
Tableau 4.5	<i>Les rapports cycles des vecteurs fictifs sélectionnés dans chaque triangle</i>	74

# **Nomenclature**

## Nomenclature

### A

A : Première phase d'entrée

### B

B : Deuxième phase d'entrée

### C

$C_p$  : Coefficient de puissance

$C_c$  : Condensateur du circuit clamp

$C_f$  : Condensateur du filtre d'entrée

$C_{emM}$  : Couple électromagnétique de la MAS

$C_{aéro}$  : Couple aérodynamique

$C_{arbre}$  : Couple sur l'arbre issue du multiplicateur

$C_{méc}$  : Couple mécanique total

$C_{em}$  : Couple électromagnétique de la MADA

$C_{visq}$  : Couple des frottements visqueux

$C_s$  : Couple de frottement sec de l'unité de stockage

C : Troisième phase d'entrée

### D

$D_c$  : Diode du circuit clamp

$d_\alpha$  : Rapport cyclique du vecteur tension de sortie  $V_\alpha$

$d_\beta$  : Rapport cyclique du vecteur tension de sortie  $V_\beta$

$d_{ov}$  : Rapport cyclique du vecteur tension de sortie nulle  $V_o$

$d_\gamma$  : Rapport cyclique du vecteur courant d'entrée  $I_\gamma$

$d_\delta$  : Rapport cyclique du vecteur courant d'entrée  $I_\delta$

$d_{oc}$  : Rapport cyclique du vecteur courant d'entrée nul  $I_o$

### E

$E_M$  : Configuration  $M$  d'une cellule de commutation, avec  $M \in \{0,1,2,3\}$

$E_N$  : Configuration  $N$  d'une cellule de commutation, avec  $N \in \{0,1,2,3\}$

$E_c$  : L'énergie du volant d'inertie

### F

$f$  : Coefficient de frottement visqueux de la MADA

$f_b$  : Coefficient de frottement visqueux de l'unité de stockage

$f_s$  : Fréquence des grandeurs de sortie du convertisseur matriciel

$f_e$  : Fréquence des grandeurs d'entrée du convertisseur matriciel

## Nomenclature

$F_{ij}(t)$  : Fonction de connexion des interrupteurs  $S_{ij}$ , avec  $i \in \{a, b, c\}$  et  $j \in \{u, v, w\}$

$F_{ij}^g(t)$  : Fonction génératrice de connexion des interrupteurs  $S_{ij}$

$[F(t)]$  : Matrice de connexion du convertisseur matriciel

## G

$G$  : Gain du multiplicateur

## I

$I_{sm}$  : Amplitude maximale du courant de phase de sortie

$i_i$  : Courant de ligne de la phase d'entrée  $i$ ,  $i \in \{a, b, c\}$

$i_{sq_{IM}}$  : Courant statorique sur l'axe en quadrature de la MAS

$i_{dc}$  : Courant continu fictif

$i_{sd}$  : Courant statorique sur l'axe d de la MADA

$i_{sq}$  : Courant statorique sur l'axe q de la MADA

$i_{rd}$  : Courant rotorique sur l'axe d de la MADA

$i_{rq}$  : Courant rotorique sur l'axe q de la MADA

$i_{rd_{IM}}$  : Courant rotorique sur l'axe d de la MAS

$i_{rq_{IM}}$  : Courant rotorique sur l'axe q de la MAS

$i_{su}, i_{sv}, i_{sw}$  : Vecteurs instantanés des courants commutés issus des sources de courant

$i_a, i_b, i_c$  : Vecteurs instantanés des courants modulés

$I_e^*$  : Vecteur de référence des courants d'entrée

$I_e$  : Vecteur instantané des courants d'entrée

$I_s$  : Vecteur instantané des courants de sortie

$I_\gamma$  : Vecteur des courants d'entrée sur l'axe  $\gamma$

$I_\delta$  : Vecteur des courants d'entrée sur l'axe  $\delta$

$I_o$  : Vecteur des courants d'entrée nul

$[I]$  : Matrice de transfert de l'onduleur

## J

$J$  : Moment d'inertie de l'aérogénérateur ramène sur l'arbre de la MADA

$J_g$  : Moment d'inertie de la MADA

$J_{turbine}$  : Moment d'inertie de la turbine

$J_{vol}$  : Moment d'inertie du volant

$J_{IM}$  : Moment d'inertie de la MAS

## L

$L_f$  : Inductance d'une phase du filtre d'entrée

$L_s$  : Inductance cyclique statorique de la MADA

$L_r$  : Inductance cyclique rotorique de la MADA

$L_{s_{IM}}$  : Inductance cyclique statorique de la MAS

$L_{r_{IM}}$  : Inductance cyclique rotorique de la MAS

## Nomenclature

$L_{ch}$  : Inductance de la charge

### M

$m_v$  : Indice de réglage de tension

$m_c$  : Indice de réglage de courant qui est souvent fixé à l'unité

$m$  : Indice de modulation, rapport entre la fréquence de grandeurs de sortie et d'entrée

$M_{IM}$  : Inductance mutuelle de la MAS

$M$  : Inductance mutuelle de la MADA

$m_{vol}$  : Masse du volant d'inertie

### N

$[N(t)]$  : Matrice de conversion du convertisseur matriciel

$[N_g(t)]$  : Matrice génératrice de conversion du convertisseur matriciel

### R

$R$  : Rayon des pales

$R_{vol}$  : Rayon du volant d'inertie

$R_{MN}$  : Réceptivité de transition de la configuration  $E_M$  à la configuration  $E_N$

$R_s$  : Résistance d'une phase statorique de la MADA

$R_r$  : Résistance d'une phase rotorique de la MADA

$R_{sIM}$  : Résistance d'une phase statorique de la MAS

$R_{rIM}$  : Résistance d'une phase rotorique de la MAS

$[R]$  : Matrice de transfert du redresseur

$R_{ch}$  : Résistance de la charge

### P

$P_{dfig}$  : Nombre de paires de pôles de la MADA

$p_{im}$  : Nombre de paires de pôles de la MAS

$P_{IM}$  : Puissance électromagnétique de la MAS

$P_g$  : Puissance active du réseau

$P_s$  : Puissance active statorique de la MADA

$P_r$  : Puissance active rotorique de la MADA

$P_D$  : Puissance active de l'aérogénérateur

$P_w$  : Puissance active échangée avec l'unité de stockage

$P_{méc-opt}$  : Puissance mécanique optimale de l'aérogénérateur

### Q

$q$  : Rapport de transformation entre la tension d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel.

$Q_g$  : Puissance réactive du réseau

$Q_s$  : Puissance réactive statorique de la MADA

$Q_r$  : Puissance réactive rotorique de la MADA

$Q_D$  : Puissance réactive de l'aérogénérateur

## Nomenclature

### S

$S_{ij}$  : Désigne le commutateur liant la phase d'entrée  $i$  à la phase de sortie  $j$ , avec  
 $i \in \{a, b, c\}$  et  $j \in \{u, v, w\}$

$S_{ijp}$  : Désigne l'interrupteur du commutateur  $S_{ij}$  qui conduit un courant positif

$S_{ijn}$  : Désigne l'interrupteur du commutateur  $S_{ij}$  qui conduit un courant négatif

$S$  : Surface balayée par la turbine

### T

$T_{au}$  : Commande externe des transistors  $S_{aup}$  et  $S_{aun}$  de l'interrupteur  $S_{au}$

$[T]$  : Matrice de transfert du convertisseur matriciel

$T_{seq}$  : Période de commutation du convertisseur matriciel

### U

$u_{su}, u_{sv}$  et  $u_{sw}$  : Tensions simples des phases U,V,W par rapport au neutre N de la source de tension

$u_{ab}, u_{bc}$  : Tensions composées d'entrée

U: Première phase de sortie

### V

$V_{em}$  : Amplitude maximale de la tension de phase d'entrée

V : Deuxième phase de sortie

$v_a, v_b$  et  $v_c$  : Tensions simples des phases A,B,C par rapport au neutre N de la source de tension.

$v_{su}, v_{sv}$  et  $v_{sw}$  : Tensions simples des phases U,V,W par rapport au neutre N de la source de courant.

$v_i$  : Tension simple de la phase d'entrée  $i$ ,  $i \in \{a, b, c\}$

$V_{dc}$  : Tension continue intermédiaire fictive

$V_{clamp}$  : Tension aux bornes du condensateur du circuit clamp

$V_s$  : Vecteur instantané des tensions de sortie

$V_e$  : Vecteur instantané des courants d'entrée

$V_g$  : Valeur efficace de la tension du réseau

$V_{s\alpha}$  : Vecteur des tensions de sortie sur l'axe  $\alpha$

$V_{s\beta}$  : Vecteur des tensions de sortie sur l'axe  $\beta$

$V_o$  : Vecteur des tensions de sortie nulle

$v_{vent}$  : Vitesse du vent

### W

W : Troisième phase de sortie

### $\Phi$

$\Phi_s$  : Vecteur flux statorique de la MADA

$\phi_{ds}$  : Flux statorique sur l'axe direct de la MADA

$\phi_{qs}$  : Flux Statorique sur l'axe quadratique de la MADA

## Nomenclature

$\Phi_r$  : Vecteur flux rotorique de la MAS  
 $\phi_{rd}$  : Flux rotorique sur l'axe direct de la MAS  
 $\phi_{rq}$  : Flux rotorique sur l'axe quadratique de la MAS  
 $\varphi_s$  : Phase initiale du courant de sortie

### $\Delta$

$\delta$  : Coefficient de forme du volant d'inertie

### $\Theta$

$\theta_c$  : Angle du vecteur spatial de courant de référence dans le secteur où celui-ci se trouve  
 $\theta_{av}$ ,  $\theta_{bv}$  et  $\theta_{cv}$  : Angles électriques des tensions des phases A, B et C, respectivement  
 $\theta_a$ ,  $\theta_b$  et  $\theta_c$  : Angles électriques des courants des phases A, B et C, respectivement  
 $\theta_{su}$ ,  $\theta_{sv}$  et  $\theta_{sw}$  : Angles électriques des tensions des phases U, V et W, respectivement

### $\eta$

$\eta$  : Rendement de l'aérogénérateur

### $\Omega$

$\Omega_{vol}$  : Vitesse de rotation du volant d'inertie  
 $\Omega_{IM}$  : Vitesse mécanique de la MAS  
 $\Omega_t$  : Vitesse mécanique de la turbine  
 $\Omega_{méc}$  : Vitesse mécanique de la MADA  
 $\omega_e$  : Pulsation des grandeurs d'entrée du convertisseur matriciel  
 $\omega_s$  : Pulsation des grandeurs de sortie du convertisseur matriciel  
 $\omega_{sg}$  : Pulsation des grandeurs statorique de la MADA  
 $\omega_r$  : Pulsation des grandeurs rotorique de la MADA  
 $\omega_{sIM}$  : Pulsation des grandeurs statorique de la MAS

### $\Psi$

$\psi_e$  : Déphasage tension-courant d'entrée  
 $\psi_s$  : Déphasage tension-courant de sortie

### $\rho$

$\rho$  : Densité de l'air

### $\beta$

$\beta$  : Angle de calage des pales

### $\lambda$

$\lambda$  : Rapport de vitesse de la turbine

# **Abréviations**

## **Abréviations**

AC/DC/AC : Alternative/Continue/Alternative  
AC/AC : Alternative/Alternative  
CSC : Redresseur de courant  
DC\AC : Continue/Alternative  
FP: Facteur de puissance  
IGBT : Transistor bipolaire à grille isolée  
IMC : Convertisseur matriciel indirect  
IMC3n : Convertisseur matriciel indirect à trois niveaux  
LVV : Vecteurs tensions grands  
MADA : Machine asynchrone à double alimentation  
MAS : Machine asynchrone  
MC : Convertisseur matriciel  
MLI : Modulation de largeur d'impulsions  
MPPT : Technique d'extraction du maximum de la puissance  
MVV : Vecteurs tensions moyens  
NPC VSI : Onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC  
NPC : Point neutre flottant  
NTV SVM : Modulation vectorielle des trois vecteurs fictifs les plus près  
RBIGBT: IGBT à blocage inverse  
SISE : Système inertiel de stockage d'énergie  
SVM : Modulation vectorielle  
SVV : Vecteurs tensions petits  
VSI : Onduleur de tension  
ZVV : Vecteurs tensions nuls

# **Introduction générale**

## **Introduction générale**

Bien que la conversion indirecte de fréquence en utilisant une cascade Redresseur-Filtre-Onduleur soit une technique bien établie, la conversion directe est toujours peu connue, même si dans beaucoup d'applications d'entraînements à courant alternatif, il est souhaitable de remplacer le convertisseur de tension conventionnel AC/DC/AC par un convertisseur plus compact, tout en gardant de bonnes formes d'ondes entrée/sortie et la possibilité de réglage du facteur de puissance à l'entrée.

En effet, les récentes avancées en électronique de puissance ont permis l'émergence du convertisseur matriciel (MC) permettant une conversion directe AC/AC. Dans la variété de publication, le convertisseur matriciel a été appelé aussi « Venturini-Converter », « Forced Commutated Cycloconverter », « Unrestricted Frequency Changer » ou « Direct Frequency Changer ». Jusqu'à présent, l'intérêt pour ce convertisseur était d'une nature plutôt académique et ainsi il existe très peu de produit commercialisé du convertisseur matriciel en adéquation aux efforts fournis dans de nombreux laboratoires de recherche.

Les raisons de cette évolution sont d'une part la complexité élevée de la commande et d'autre part la tension de sortie réduite par rapport aux solutions conventionnelles. Néanmoins, on peut considérer les difficultés posées par une réalisation pratique d'un tel convertisseur, notamment par la commutation du courant et par la protection du circuit de puissance, comme raisons principales pour l'intérêt relativement faible que l'on a témoigné pour le convertisseur matriciel dans le passé.

En revanche, le convertisseur matriciel possède plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs conventionnels. Etant donné qu'il s'agit d'un convertisseur de fréquence direct, le circuit intermédiaire continu caractérisant les convertisseurs conventionnels n'est pas nécessaire. Les éléments passifs de stockage d'énergie qui forment le circuit intermédiaire sont éliminés. Il est ainsi possible de réduire considérablement l'effort constructif et le volume du convertisseur.

Mis à part le filtre d'entrée, il est donc possible d'intégrer tout le circuit de puissance dans un module à semiconducteurs. La durée de vie du convertisseur, qui est déterminée essentiellement par la durée de vie des condensateurs électrolytiques, n'est pratiquement pas limitée. Les valeurs des condensateurs du filtre d'entrée restant seuls indispensables pour le fonctionnement donc les valeurs restent relativement faibles.

La topologie matricielle d'un convertisseur de fréquence a été mentionnée en 1976 par L.Gyugyi et B.R.Pelly [Gyu 76]. Ensuite, en 1980, M.Venturini a présenté une étude théorique détaillée sur le sujet [Ven 80\_1]. En 1988, le même auteur a présenté des résultats d'une première réalisation d'un convertisseur matriciel. Comme résultat significatif théorique de son travail, il a obtenu la preuve analytique que le rapport maximum de tension entre la tension de sortie et la tension d'entrée est limité à 0.866. En plus, il a proposé une topologie anti-parallèle des commutateurs bidirectionnels et une stratégie de commande adaptée afin de rendre la commutation du courant moins critique.

Toujours en 1988, C.Neft et C.D.Schauder ont publié des résultats sur une réalisation d'un système d'entraînement par moteur asynchrone alimenté par un convertisseur matriciel [Nef 92]. Dans le cadre de ce travail, le principe d'une conversion de fréquence par une tension intermédiaire fictive a été introduit. Bien que le rapport de tensions n'ait pas

été optimisé, ce principe a permis de moduler le courant d'entrée d'une forme sinusoïdale en imposant un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur.

En 1993, P.Wheeler et D.A.Grant ont analysé le convertisseur matriciel par rapport aux aspects pratiques d'une réalisation en reprenant la topologie des commutateurs anti-parallèles et en développant une stratégie pour la commutation sûre du courant en régime permanent de fonctionnement du convertisseur [Whe 93].

La modulation par phaseurs spatiaux avec un rapport de tension optimisé a été étudiée par L.Huber et D.Borojevic en 1995 [Hub 95].

A partir de 1996, le nombre de travaux de recherche qui ont été édités pour imposer ce convertisseur dans le secteur industriel ne cesse d'augmenter. Ces derniers se concentrent principalement sur la commutation sûre des commutateurs bi-directionnels [Kol 02][Wei 01], les techniques de commande [Jus 03] et les applications du convertisseur matriciel [Nik 05][Wei 03]. Cependant, ce convertisseur n'a pas été largement accepté par l'industrie. Ceci est lié certainement aux problèmes de commutation rencontrés dans cette structure, ce qui exige un circuit de commande complexe aussi bien qu'un circuit snubber bipolaire pour protéger la structure contre la commutation fautive. Plusieurs solutions ont été publiées pour résoudre ce problème [Klu 02], mais elles présentent généralement un procédé de commutation multi-étapes ou un circuit additionnel de protection, qui augmente en grande partie la complexité du convertisseur. Une autre solution s'est distinguée par la modification de la topologie du convertisseur tout en gardant les mêmes caractéristiques originales du convertisseur matriciel [Kol 02]. La topologie en question a été appelée « Indirect Matrix Converter », « Dual Bridge Matrix Converter », « Sparse Matrix Converter ». Le terme adopté avec la notation française pour désigner cette structure tout au long de cette étude est Convertisseur matriciel indirect (IMC).

Le but du présent travail est premièrement la modélisation et la commande du convertisseur direct AC/AC et deuxièmement l'analyse des problèmes de commutation dans cette structure et d'éventuelles solutions qui permettent d'y remédier. Enfin, une application attractive du convertisseur matriciel à la conduite de la machine asynchrone dans un système de production d'énergie électrique d'origine éolienne est proposée.

Au chapitre 1 du présent rapport de thèse, nous présenterons la modélisation du convertisseur matriciel, en élaborant son modèle de connaissance sans a priori sur la commande en utilisant le réseau de Petri, et son modèle de commande au sens des valeurs moyennes en vue de la commande.

Au chapitre 2 quelques stratégies de commande du convertisseur seront exposées et analysées. L'étude par simulation est effectuée sous l'environnement Simulink du Matlab.

Le chapitre 3 introduira les commutations dans le convertisseur matriciel, après une description des différentes configurations possibles des commutateurs bidirectionnels, une attention particulière sera portée sur le problème de commutation dans le convertisseur matriciel réalisé par des commutateurs à deux interrupteurs en antiparallèle. Nous terminons, ce chapitre, par les différentes techniques adoptées pour remédier au problème de commutations dans le MC.

Le chapitre 4 présente quelques topologies du convertisseur matriciel indirect, nous commencerons par examiner les différentes topologies possibles pour réaliser le convertisseur IMC. Un algorithme de commande MLI adapté sera ensuite implémenté. Afin de vérifier sa faisabilité, des simulations numériques sont prévues. Nous terminerons, dans la perspective de développement des structures multi-niveaux du convertisseur matriciel, nous présenterons la topologie IMC à trois niveaux et son algorithme de commande.

## *Introduction générale*

L'objectif du chapitre 5 concernera, dans un premier temps, l'étude et la modélisation de diverses parties du système éolien à vitesse variable munie d'un dispositif de stockage inertiel. Dans un second temps, les différentes approches de commande pour chaque partie sont fournies. Enfin, la présentation des simulations numériques du comportement dynamique du système global étudié ainsi qu'une interprétation des résultats obtenus avec un accent particulier sur les performances du système grâce à l'introduction du convertisseur matriciel.

On terminera par une conclusion du travail réalisé ainsi que quelques idées en perspectives.

# **Chapitre 1**

## **Modélisation du convertisseur matriciel**

## Modélisation du convertisseur matriciel

### 1.1 Introduction

Le convertisseur matriciel est une nouvelle topologie de convertisseurs de fréquence directe. Il permet d'obtenir un système de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice d'interrupteurs de puissance bidirectionnels, en courant et en tension, reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie.

On parle d'une conversion directe de fréquence parce que la conversion est réalisée sans circuit intermédiaire servant à un stockage d'énergie.

Les principaux avantages de ce convertisseur sont :

- Une large gamme de fréquence de sortie ;
- le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge ;
- un spectre de harmoniques bas rang faible aussi bien que pour les courants de sortie que d'entrée ;
- le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande, ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de la sortie qui diminue avec le cosinus du déphasage ;
- possibilité de travail dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension–courant.

Le convertisseur direct de fréquence utilisé, est composé de neuf interrupteurs, cela conduit à avoir  $2^9 = 512$  différentes combinaisons possibles d'états des commutateurs de la topologie. Néanmoins, il est pratiquement impossible d'appliquer toutes ces différentes combinaisons, et ce à cause des deux contraintes suivantes :

- On ne doit jamais fermer plus d'un seul commutateur par groupe d'une phase de sortie. Cela évite la mise en court-circuit deux tensions d'alimentation.
- Il ne faut pas ouvrir tous les commutateurs d'un groupe d'une phase de sortie, autrement le courant serait interrompu dans cette phase ; à cause de la charge inductive, la continuité du courant de sortie doit être assurée à chaque instant.

En respectant les règles précédentes, cela nous conduit à réduire le nombre de combinaisons à  $3^3 = 27$  réalisables.

Le présent chapitre est consacré au convertisseur matriciel. En premier lieu, on présentera le schéma électrique du convertisseur matriciel. En second, la modélisation du filtre d'entrée sera exposée. En troisième lieu, le modèle de fonctionnement du convertisseur, en mode complètement commandable, en utilisant les réseaux de Petri sera développé. Enfin, on aboutira au modèle de connaissance et de commande du convertisseur.

## 1.2 Modélisation du convertisseur matriciel triphasé/triphasé

### 1.2.1 Présentation

Le convertisseur matriciel triphasé/triphasé, permet d'obtenir un système triphasé de tensions variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes de réseau d'alimentation industriel. Ceci est réalisé par une matrice de neuf (3x3) interrupteurs reliant chaque phase d'entrée (A, B, C) à chaque phase de sortie (U, V, W). Le schéma électrique du convertisseur matriciel est montré sur la figure 1.1.

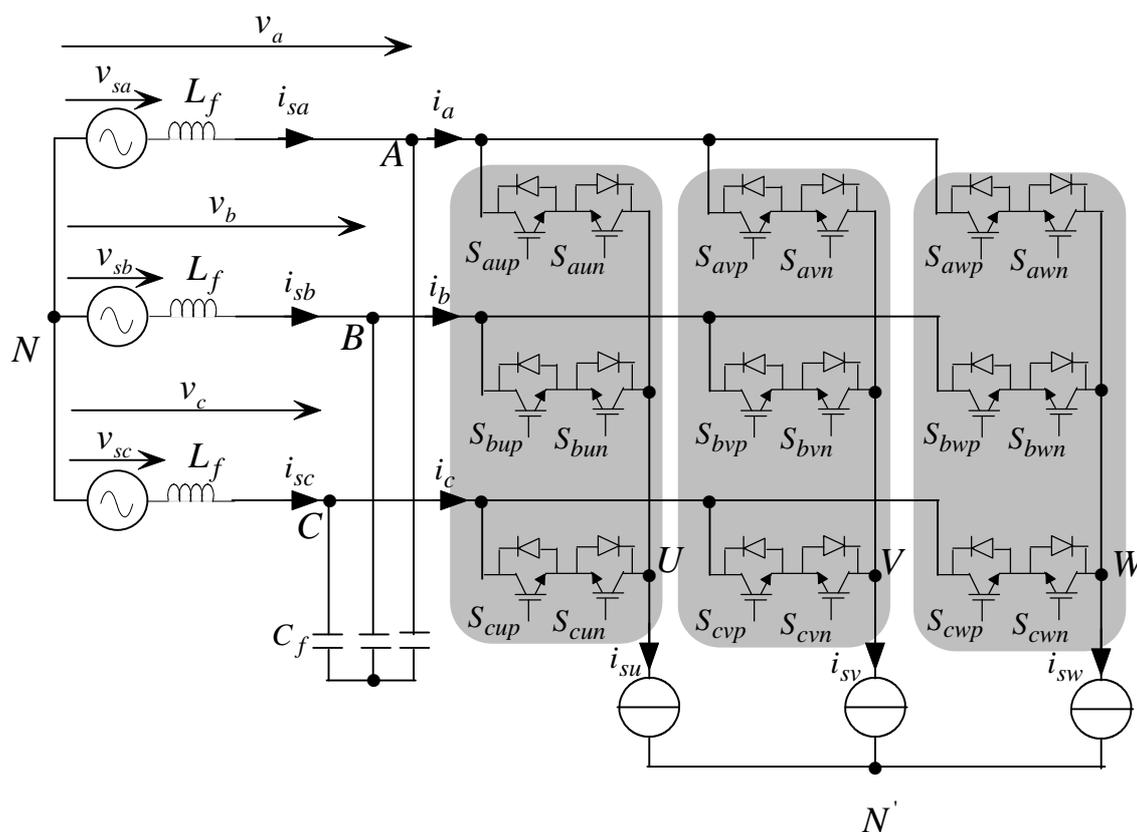


Fig.1.1 Schéma électrique du convertisseur matriciel

### 1.2.2 Modélisation du filtre d'entrée

Pour l'analyse du filtre, on utilisera au schéma équivalent monophasé qui est montré par la figure 1.2.

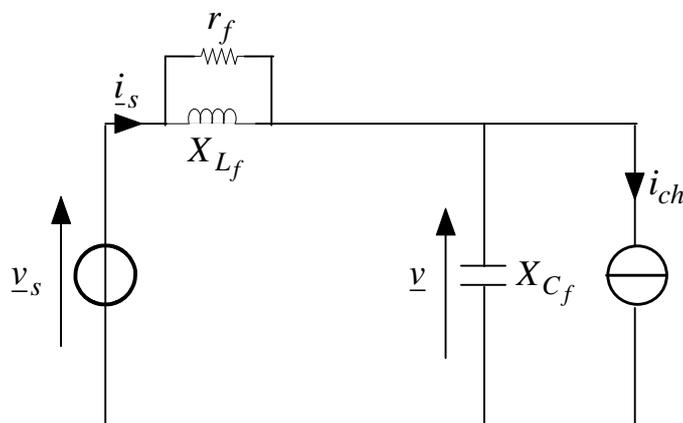


Fig.1.2 Schéma équivalent monophasé du filtre avec une résistance d'amortissement

Le calcul du courant  $\underline{i}_s$  est décomposé en deux parties :

La première partie est le calcul du courant  $\underline{i}_{s1}$  qui représente la composante de  $\underline{i}_s$  dû uniquement à la tension  $\underline{v}_s$ , on trouve

$$\underline{i}_{s1} = \underline{v}_s \frac{j \frac{r_f}{X_{Cf}} - \frac{X_{Lf}}{X_{Cf}}}{-\frac{X_{Lf}}{X_{Cf}} r_f + jX_{Lf} + r_f} \quad (1.1)$$

Ce courant circule aussi si le courant d'entrée du convertisseur est égal à zéro. Il peut être interprété alors comme le courant « à vide » du filtre. En introduisant la normalisation sur la fréquence de résonance  $\omega_o$  :

$$\frac{\omega}{\omega_o} = \sqrt{\frac{X_{Lf}}{X_{Cf}}} \quad (1.2)$$

ainsi que le facteur d'amortissement  $D$

$$D = \frac{1}{2r_f} \sqrt{X_{Lf} X_{Cf}} \quad (1.3)$$

On obtient finalement la fonction de transfert complexe

$$\underline{F}_{f1} = \frac{\underline{i}_{s1}}{\underline{v}_s} = \frac{P^2 + \frac{\omega_o}{2D} P}{r_f P^2 + 2D\omega_o r_f P + \omega_o^2 r_f} \quad (1.4)$$

La deuxième composante du courant  $\underline{i}_s$ ,  $\underline{i}_{s2}$  est le courant qui est causé par le courant de la charge  $\underline{i}_{ch}$ .

$$\underline{i}_{s2} = \underline{i}_{ch} \frac{r_f + jX_{Lf}}{-\frac{X_{Lf}}{X_{Cf}} r_f + jX_{Lf} + r_f} \quad (1.5)$$

En introduisant, comme avant, la fréquence de résonance  $\omega_o$  et le facteur d'amortissement  $D$ , on obtient après quelques transformations la fonction de transfert complexe :

$$\underline{F}_{f2} = \frac{\underline{i}_{s2}}{\underline{i}_{ch}} = \frac{2D\omega_o P + \omega_o^2}{P^2 + 2D\omega_o P + \omega_o^2} \quad (1.6)$$

Pour compléter la modélisation, il manque encore la tension  $\underline{v}$  à la sortie du filtre. Cette tension servira comme tension d'alimentation du convertisseur matriciel. Elle se détermine selon la relation :

$$\underline{v} = \underline{v}_s - \underline{i}_s \underbrace{\frac{r_f P}{P + \frac{\omega_o}{2D}}}_{\underline{E}_{f3}} \quad (1.7)$$

Le schéma bloc du modèle complet du filtre est montré dans la figure 1.3

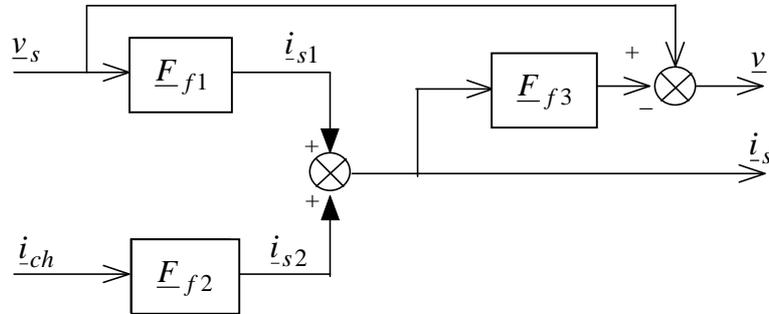


Fig.1.3 Schéma bloc pour la modélisation du filtre

Le calcul des paramètres du filtre est donné en [Annexe A](#).

### 1.2.3 Fonctionnement du convertisseur matriciel

Les commutateurs de puissance utilisés dans ce convertisseur sont bidirectionnels en courant et en tension (fig.1.4). C'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions des deux polarités. Dans notre étude, nous supposons que chaque commutateur est modélisé par un interrupteur bidirectionnel commandable à l'ouverture et à la fermeture (figure 1.4).

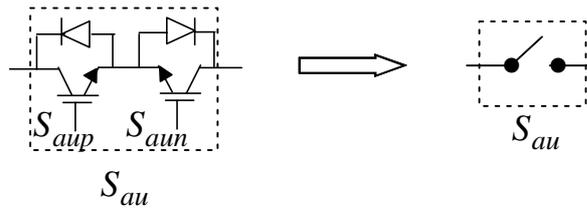


Fig.1.4 Interrupteur bidirectionnel équivalent

Nous supposons également que :

- La commutation des interrupteurs est supposée parfaite.
- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable devant la valeur des tensions d'alimentation.

Le convertisseur se simplifie à une matrice (3x3) de neuf interrupteurs de puissance. Le schéma de principe du convertisseur matriciel est montré à la figure 1.5 ; pour chaque cellule de commutation, il faut qu'à un instant donné, on ait un et un seul interrupteur qui soit fermé afin d'éviter le circuit ouvert pour la source de courant et le court-circuit pour la source de tension.

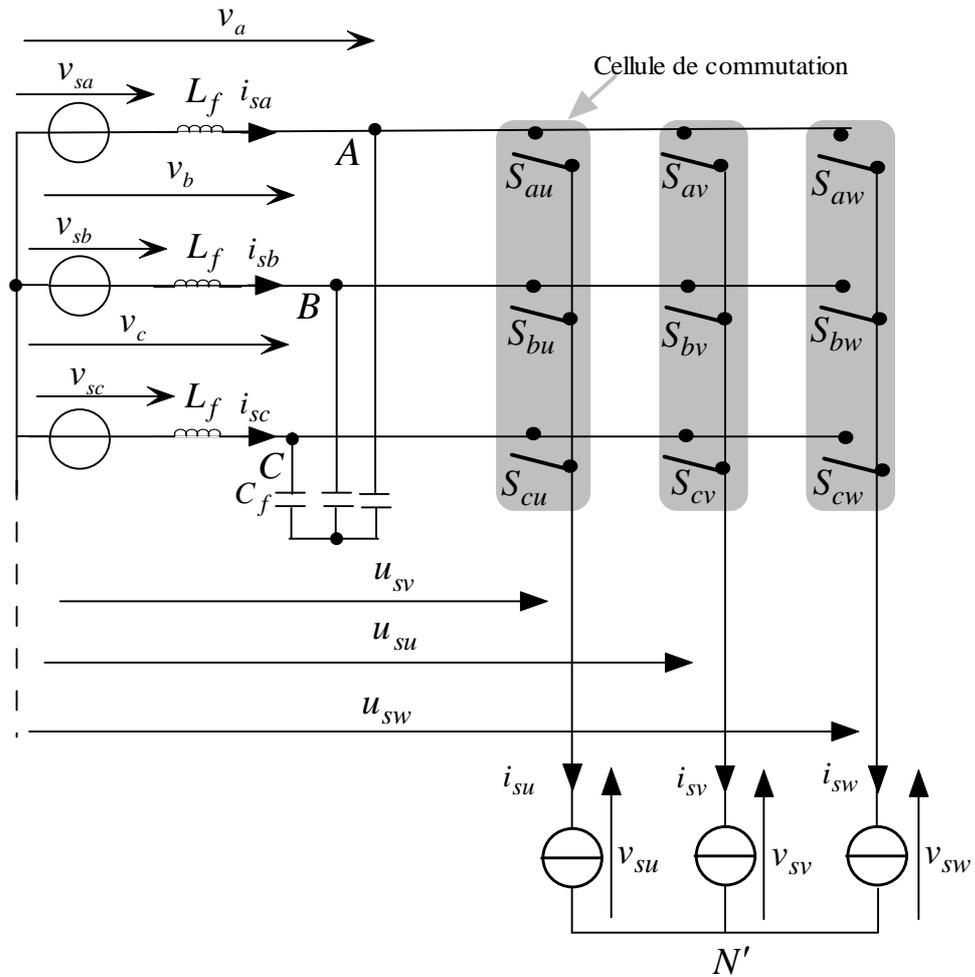


Fig.1.5 Représentation d'un convertisseur matriciel triphasé

Les notations retenues sont les suivantes :

- $v_a, v_b$  et  $v_c$  : Tensions simples des phases A,B,C par rapport au neutre N de la source de tension.
- $v_{su}, v_{sv}$  et  $v_{sw}$  : Tensions simples des phases U,V,W par rapport au neutre N' de la source de courant.
- $u_{su}, u_{sv}$  et  $u_{sw}$  : Tensions simples des phases U,V,W par rapport au neutre N de la source de tension.
- $i_{su}, i_{sv}, i_{sw}$  désignent les vecteurs instantanés des courants commutés issus des sources de courant. La somme de ces courants est supposée nulle.
- $i_a, i_b, i_c$  désignent les vecteurs instantanés des courants modulés.

### 1.2.3.1 Fonctionnement d'une cellule de commutation du MC

Les cellules de commutation ainsi définies précédemment possèdent une symétrie fonctionnelle, et par suite une symétrie par rapport à la commande. Une cellule de commutation présente quatre configurations possibles (fig.1.6). Chacune des configurations est caractérisée par des grandeurs électriques comme le montre le tableau 1.1.

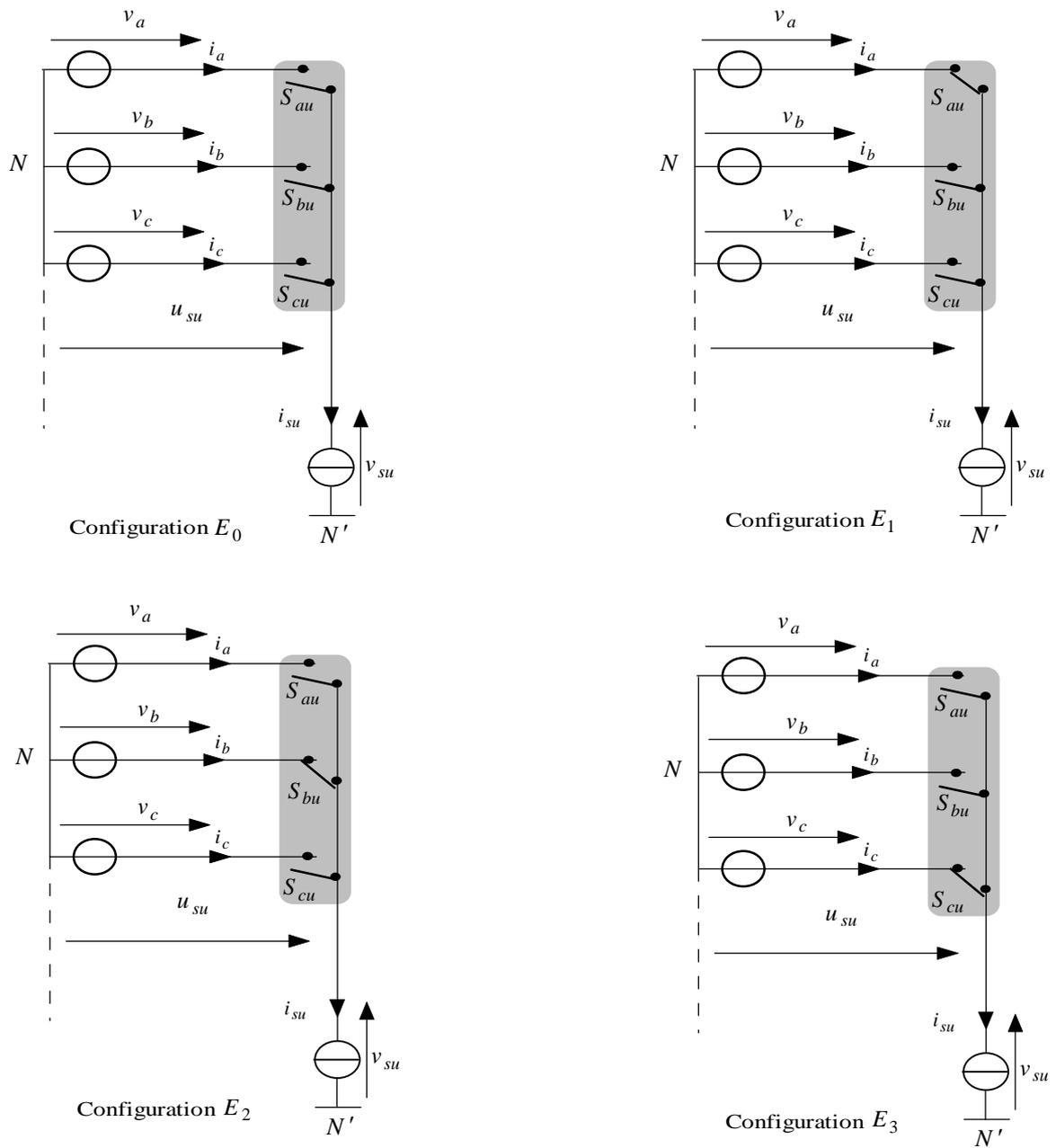


Fig.1.6 Les quatre configurations possibles d'une cellule de commutation du MC

Tableau 1.1 Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'une cellule.

Configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
$E_0$	$i_{su} = 0$
$E_1$	$u_{su} = v_a$
$E_2$	$u_{su} = v_b$
$E_3$	$u_{su} = v_c$

### 1.2.3.2 Réseau de Petri d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel

Après avoir déterminé les configurations possibles d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel, on peut déterminer le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement décrivant les différentes transitions possibles.

Le réseau de Petri associé au fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel est présenté à la figure 1.7. L'analyse des conditions de transition entre les différentes configurations déterminées précédemment donne les réceptivités du réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation du MC.

La variable  $R_{MN}$  représente la réceptivité de transition de la configuration  $E_M$  à la configuration  $E_N$ . Ces différentes réceptivités sont données comme suit :

$$\begin{aligned}
 R_{10} &= (E_0) \& (T_{au} = 1) \\
 R_{20} &= (E_0) \& (T_{bu} = 1) \\
 R_{30} &= (E_0) \& (T_{cu} = 1) \\
 R_{10} &= (E_1) \& (i_{su} = 0) \\
 R_{12} &= (E_1) \& (T_{au} = 0) \& (T_{bu} = 1) \\
 R_{13} &= (E_1) \& (T_{au} = 0) \& (T_{cu} = 1) \\
 R_{20} &= (E_2) \& (i_{su} = 0) \\
 R_{21} &= (E_2) \& (T_{bu} = 0) \& (T_{au} = 1) \\
 R_{23} &= (E_2) \& (T_{bu} = 0) \& (T_{cu} = 1) \\
 R_{30} &= (E_3) \& (i_{su} = 0) \\
 R_{31} &= (E_3) \& (T_{cu} = 0) \& (T_{au} = 1) \\
 R_{32} &= (E_3) \& (T_{cu} = 0) \& (T_{bu} = 1)
 \end{aligned}$$

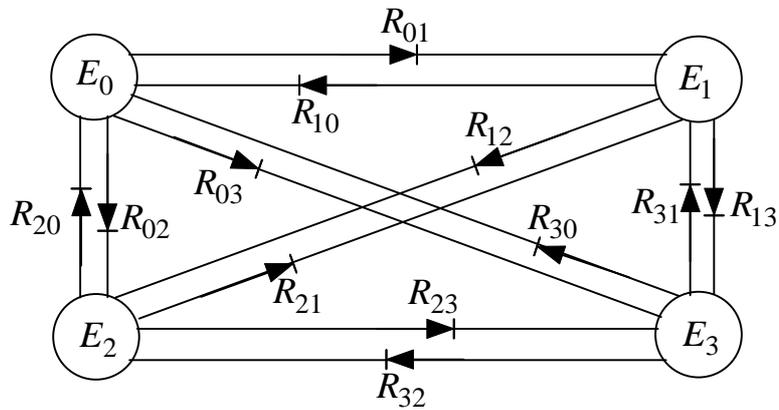


Fig.1.7 Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule de commutation

Dans le cas où les transitions entre ces différentes configurations possibles dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs), le convertisseur est dit en mode commandable. Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée.

### 1.2.4 Fonction de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion  $F_{ij}$  de chaque interrupteur  $S_{ij}$  comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ij} = 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ F_{ij} = 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (1.8)$$

Avec  $i \in \{a, b, c\}$  et  $j \in \{u, v, w\}$

### 1.2.5 Fonctions génératrices de connexion des interrupteurs

On définit la fonction génératrice de connexion  $F_{ij}^g$  des interrupteurs  $S_{ij}$  comme étant la valeur moyenne sur une période de commutation ( $T_{seq}$ ) supposée infiniment petite [Gui 94]:

$$F_{ij}^g(t) = \left[ \frac{1}{T_{seq}} \int_{kT_{seq}}^{(1+k)T_{seq}} F_{ij}(t) dt \right]_{T_{seq} \rightarrow 0} \quad (1.9)$$

avec  $k \in N$ ,  $0 \leq F_{ij}^g(t) \leq 1$ .

### 1.2.6 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel

#### - Commande complémentaire

Afin d'éviter les courts-circuits des sources de tension, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte la commande complémentaire suivante

$$T_{au} + T_{bu} + T_{cu} = 1 \quad (1.10)$$

avec  $T_{au}$  la commande externe des transistors  $S_{aup}$  et  $S_{aun}$  de l'interrupteur  $S_{au}$

Avec la commande complémentaire ainsi définie et en mode commandable, le réseau de Petri du fonctionnement d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel se simplifie de quatre configurations à trois configurations. Le réseau de Petri obtenu dans ces conditions est représenté à la figure 1.8.

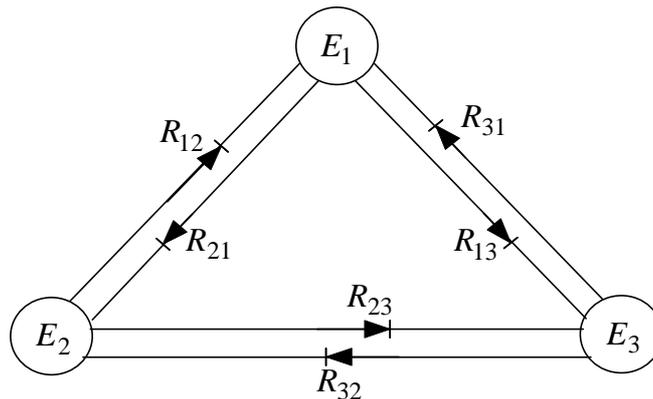


Fig.1.8 Réseau de Petri de fonctionnement d'une cellule du convertisseur matriciel en mode commandable.

#### - Fonction de conversion

Les fonctions de conversion sont des coefficients permettant en général d'établir une relation entre grandeurs commutées et grandeurs modulées de même nature. Ces coefficients se rangent dans une matrice dite matrice de conversion.

Dans ce cas, on a deux sous matrices de conversion, une pour les tensions et l'autre pour les courants.

On a :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Les tensions  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$ ,  $v_{sw}$  sont données en fonction des tensions  $u_{su}$ ,  $u_{sv}$ ,  $u_{sw}$  comme suit :

$$\begin{cases} v_{su} = \frac{1}{3}[2u_{su} - u_{sv} - u_{sw}] \\ v_{sv} = \frac{1}{3}[2u_{sv} - u_{su} - u_{sw}] \\ v_{sw} = \frac{1}{3}[2u_{sw} - u_{sv} - u_{su}] \end{cases} \quad (1.13)$$

Des relations (1.4) et (1.6), on peut écrire :

$$\begin{cases} v_{su} = \frac{1}{3}[(2F_{au} - F_{av} - F_{aw})v_a + (2F_{bu} - F_{bv} - F_{bw})v_b + (2F_{cu} - F_{cv} - F_{cw})v_c] \\ v_{sv} = \frac{1}{3}[(2F_{av} - F_{au} - F_{aw})v_a + (2F_{bv} - F_{bu} - F_{bw})v_b + (2F_{cv} - F_{cu} - F_{cw})v_c] \\ v_{sw} = \frac{1}{3}[(2F_{aw} - F_{av} - F_{au})v_a + (2F_{bw} - F_{bv} - F_{bu})v_b + (2F_{cw} - F_{cv} - F_{cu})v_c] \end{cases} \quad (1.14)$$

Pour le convertisseur matriciel, le vecteur des grandeurs modulées est :

$$\begin{bmatrix} u_{su} & u_{sv} & u_{sw} & i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^T$$

Le vecteur des grandeurs commutées est :

$$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c & i_{su} & i_{sv} & i_{sw} \end{bmatrix}^T$$

Donc pour le système global on écrit :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} & 0 & 0 & 0 \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} & 0 & 0 & 0 \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ 0 & 0 & 0 & F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ 0 & 0 & 0 & F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \end{bmatrix}}_{[N(t)]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Après avoir défini la matrice de conversion  $[N(t)]$  du convertisseur matriciel, on peut présenter (figure 1.9) le modèle de connaissance de ce convertisseur en mode totalement commandable.

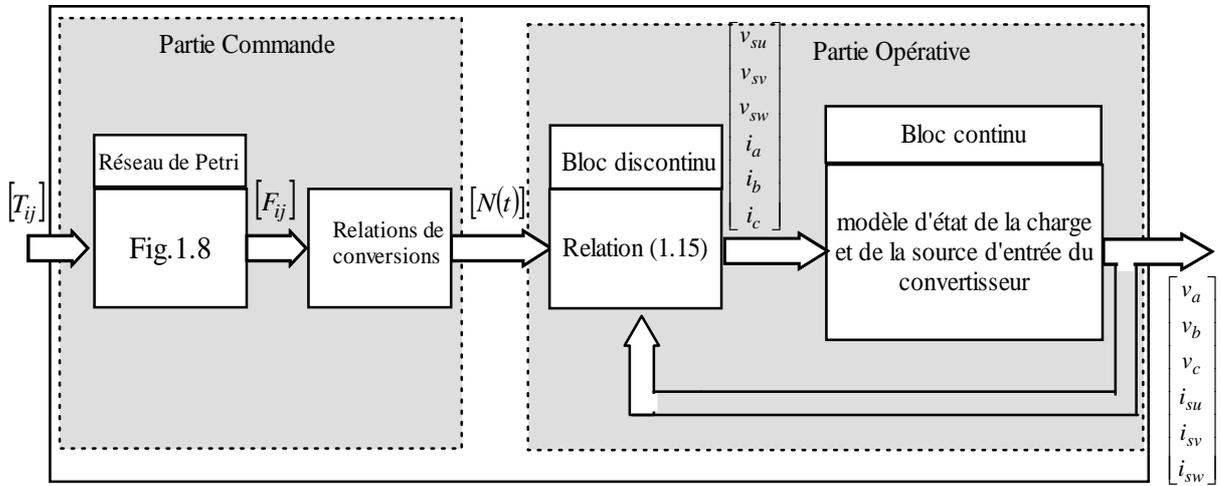


Fig.1.9 Modèle de connaissance du convertisseur matriciel

Le modèle de connaissance de ce convertisseur se décompose en deux parties distinctes (figure 1.9) :

- Une partie commande qui met en évidence les conditions d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et établit la relation entre les fonctions de connexion et les fonctions de conversion.
- Une partie opérative qui détermine l'évolution des variables continues affectées par la fonction de conversion. Cette partie se décompose alors en un bloc discontinu décrivant l'effet des fonctions de conversion sur les grandeurs électriques et un bloc continu contenant les équations d'état associées aux sources et aux éléments passifs.

### 1.2.7 Modèle de commande du convertisseur matriciel

Le modèle de connaissance global présenté précédemment (fig.1.8) est bien adapté à la simulation, et donc à la validation des stratégies de commande. Mais, il fait intervenir des variables de natures différentes (des variables discrètes liées au fonctionnement en commutation et des variables continues issues de la partie opérative). Ce qui rend ce modèle non adapté à la commande.

Pour passer du modèle de connaissance du convertisseur matriciel à son modèle de commande, on fait appel à la notion de fonction génératrice de connexion définie précédemment (relation 1.9). On définit la matrice génératrice de conversion  $[N_g(t)]$  comme suit [Gui 94]:

$$[N_g(t)] = \begin{bmatrix} 1 & (k+1)T_{seq} \\ T_{seq} & \int_{k.T_{seq}}^{(k+1)T_{seq}} N(t).dt \end{bmatrix}_{T_{seq} \rightarrow 0} \quad (1.16)$$

Les fonctions génératrices permettent l'approximation du bloc discontinu, de la partie opérative, par un bloc continu. Le modèle ainsi obtenu est un modèle au sens des valeurs moyennes.

En utilisant ces fonctions génératrices de connexion et de conversions, on aboutit au système suivant :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{au}^g & F_{bu}^g & F_{cu}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{av}^g & F_{bv}^g & F_{cv}^g & 0 & 0 & 0 \\ F_{aw}^g & F_{bw}^g & F_{cw}^g & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & F_{au}^g & F_{bu}^g & F_{cu}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{av}^g & F_{bv}^g & F_{cv}^g \\ 0 & 0 & 0 & F_{aw}^g & F_{bw}^g & F_{cw}^g \end{bmatrix}}_{[N_g(t)]} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

En appliquant la relation (1.17), on aboutit au modèle de commande global du convertisseur matriciel en mode totalement commandable, où toutes les grandeurs sont continues (figure 1.10).

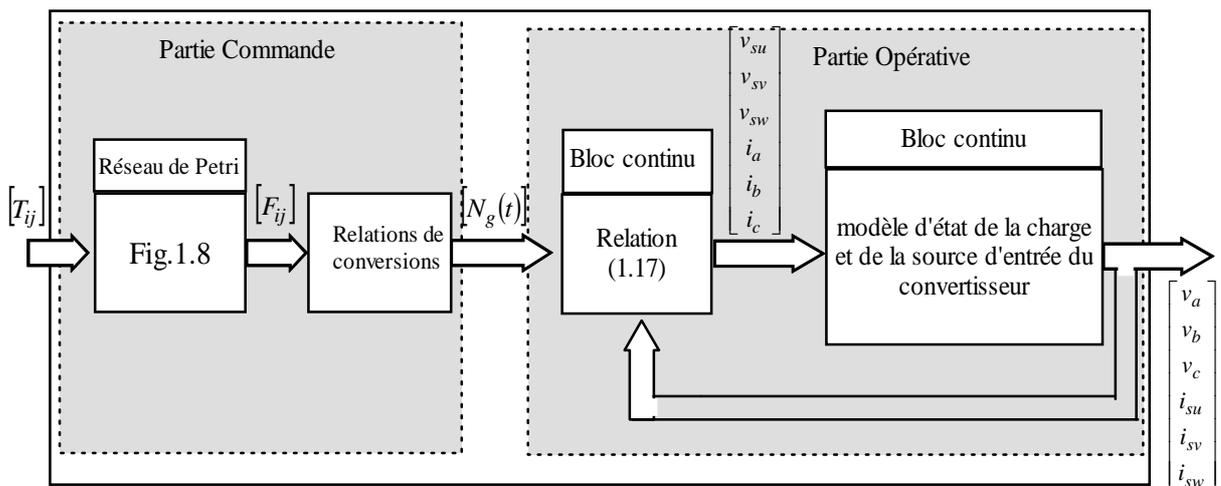


Fig.1.10 Modèle de commande du convertisseur matriciel

### 1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le filtre d'entrée ainsi que les différentes configurations d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel en exposant le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement en mode normal et en mode commandable. On a montré également que du fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux transistors et deux diodes) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a permis de réduire largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel. Ainsi le choix de la commande complémentaire ainsi définie est justifié.

En vue de la commande du convertisseur matriciel, on a élaboré son modèle de connaissance et de commande. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes les grandeurs sont continues.

## **Chapitre 2**

# **Stratégies de commande du convertisseur matriciel**

# Chapitre 2

## Stratégies de commande du convertisseur matriciel

### 2.1 Introduction

Dans ce chapitre, on étudiera deux méthodes de modulation qui permettront de réaliser la commande par pulsation des commutateurs du convertisseur matriciel. La première portera sur l'algorithme de Venturini et la deuxième sur la modulation par phaseurs spatiaux.

La première méthode, algorithme de Venturini, est très répandue parce qu'elle est la première méthode conçue spécialement pour la commande du convertisseur matriciel. Elle est caractérisée par sa formulation mathématique ardue et elle suppose que les tensions d'entrée du convertisseur équilibrées et parfaitement sinusoïdales [Ven 80\_1][Ven 80\_2].

La deuxième méthode, la modulation par phaseurs spatiaux est une commande en tension, le principe consiste à imposer une succession des phaseurs de tensions de phase à l'aide d'un ensemble de vecteurs de commutations qui est déterminée à l'avance. La sélection des vecteurs est réalisée par la commande en fonction des consignes de la tension de sortie et du courant d'entrée. Comme la sélection des vecteurs de commutation, ainsi que leur application avec le bon rapport temporel, est une tâche relativement complexe, cette méthode est surtout convenable pour le traitement par un microprocesseur [Cha 04].

### 2.2 Méthode de modulation de Venturini

#### 2.2.1. Principe de la méthode

La sélection de chaque phase d'entrée durant une séquence forme les signaux (tension de sortie et courant d'entrée) de sortie du convertisseur pour des périodes bien définies dans le temps. La tension de sortie est formée à partir de segments des trois tensions d'entrée. Le courant d'entrée est formé de segments des trois courants de sortie.

Dans le but de déterminer le comportement du convertisseur matriciel à des fréquences de sortie inférieures à la fréquence de commutation ( $\frac{1}{T_{seq}}$ ), un cycle de commutation peut

être défini pour chaque interrupteur (exemple :  $F_{au}(t) = \frac{t_{au}}{T_{seq}}$ , tel que  $t_{au}$  se réfère à l'interrupteur qui lie la ligne d'entrée  $A$  et la ligne de sortie  $U$ ).

Ces fonctions continues du temps peuvent être alors utilisées pour définir et comparer les stratégies de modulation. On a alors les systèmes d'équations suivants :

- Tensions de sortie :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} F_{au}(t) & F_{bu}(t) & F_{cu}(t) \\ F_{av}(t) & F_{bv}(t) & F_{cv}(t) \\ F_{aw}(t) & F_{bw}(t) & F_{cw}(t) \end{bmatrix}}_{[F(t)]} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

- Courant d'entrée :

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au}(t) & F_{bu}(t) & F_{cu}(t) \\ F_{av}(t) & F_{bv}(t) & F_{cv}(t) \\ F_{aw}(t) & F_{bw}(t) & F_{cw}(t) \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Les équations (2.1) et (2.2) peuvent être présentées sous une forme plus compacte où  $[F(t)]$  représente la matrice de connexion :

$$\begin{cases} v_s(t) = [F(t)][v_e(t)] \\ [i_e(t)] = [F(t)]^T [i_s(t)] \end{cases} \quad (2.3)$$

Il y a seulement une ligne d'entrée qui peut être connectée à n'importe quelle ligne de sortie du convertisseur matriciel et à n'importe quel moment dans le temps. Cette contrainte peut être exprimée comme suit :

$$\sum_{j=a,b,c} F_{ju}(t) = \sum_{j=a,b,c} F_{jv}(t) = \sum_{j=a,b,c} F_{jw}(t) = 1 \quad (2.4)$$

Soit le système de tensions d'entrée  $[v_{sa} \ v_{sb} \ v_{sc}]^T$  et le système de courants de sortie  $[i_{su} \ i_{sv} \ i_{sw}]^T$  :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = V_{em} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_e t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} = I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t + \psi_s) \\ \cos\left(\omega_s t + \psi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \psi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Avec :

$V_{em}, I_{sm}$  : Amplitudes de la tension d'entrée et du courant de sortie respectives du convertisseur matriciel.

$\omega_e, \omega_s$  : Pulsation des grandeurs d'entrée et de sortie respectives du convertisseur matriciel.

$\psi_s$  : Déphasage entre la tension et le courant de sortie du convertisseur matriciel.

Le but est de trouver une matrice de connexion  $F(t)$ , qui lie les grandeurs de sortie aux grandeurs d'entrée du convertisseur matriciel, tel que :

$$\begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \\ v_{sw} \end{bmatrix} = q.V_{em} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\omega_s t) \\ \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = q.I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t + \psi_e) \\ \cos\left(\omega_e t + \psi_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\omega_e t + \psi_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Où  $q$  est le rapport de transformation entre la tension d'entrée et de sortie du convertisseur matriciel.

Avec :

$\psi_e$  : Déphasage entre la tension et le courant d'entrée du convertisseur matriciel.

Une des deux solutions à ce problème trouvée par Alesina et Venturini [Alu 89] et adoptée pour la modulation s'écrit:

$$[F(t)] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q \cos\left(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2q \cos\left(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) & 1 + 2q \cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 + 2q \cos\left(\omega_m t - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q \cos\left(\omega_m t + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 + 2q \cos(\omega_m t) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Avec  $\omega_m = \omega_s - \omega_e$

L'utilisation de cette méthode nous mène à une valeur maximale de 0.5 pour le rapport de transformation ( $q$ ) que le convertisseur peut atteindre [Ven 80\_1].

Les fonctions de modulation peuvent être écrites comme suit :

$$F_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2.v_{si} \cdot v_{sj}}{V_{em}} \right] \quad (2.10)$$

Avec :

$i = a, b, c$  et  $j = u, v, w$

La tension maximale de sortie a été augmentée à 86% de la tension d'entrée par la modification de la tension de sortie désirée, en incluant l'harmonique d'ordre trois (03) de la tension d'entrée et celle désirée [Alt 01]. L'allure de la tension de sortie désirée parcourt presque toute l'enveloppe de la tension d'entrée. Cet harmonique d'ordre trois va être éliminé dans une charge triphasée. Dans ce cas l'équation (2.10) devient :

$$F_{ij}(t) = \frac{t_{ij}}{T_{seq}} = \frac{1}{3} \left[ 1 + \frac{2.v_{si} \cdot v_{sj}}{V_{em}} + \frac{4.q}{3\sqrt{3}} \cdot \sin(\omega_e t - \beta_i) \cdot \sin(3.\omega_e t) \right] \quad (2.11)$$

Avec:

$i = a, b, c$  et  $j = u, v, w$

$\beta_i = 0, \frac{2\pi}{3}, \frac{4\pi}{3}$  pour  $i = a, b, c$

La limitation du rapport de transformation à 86%, a souvent été citée comme un inconvénient majeur du convertisseur matriciel. En effet, il constitue vraiment un problème lorsqu'on à utiliser une charge à partir d'une alimentation appropriée. Si on a la possibilité de spécifier la tension de la charge, alors la limitation du rapport de transformation ne sera plus un problème.

### 2.2.2. Résultats de simulation et interprétation

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique du MC commandé par la méthode de Venturini est réalisée. Ce convertisseur alimente une charge R-L triphasée équilibrée à partir d'une source de tension triphasée équilibrée. Les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V ; inductance du filtre d'entrée : 127μH ; capacité du filtre d'entrée : 21.94μF ; résistance de la charge : 8Ω ; inductance de charge : 10mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie variable: 25Hz, 50Hz et 75Hz ; fréquence de hachage : 10kHz.

Pour la fréquence de sortie  $f_s = 25Hz$  les courbes sont données par les figures 2.1.

Pour la fréquence de sortie  $f_s = 50Hz$  les courbes sont données par les figures 2.2.

Pour la fréquence de sortie  $f_s = 75Hz$  les courbes sont données par les figures 2.3.

On constate pour cette stratégie que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs (figures 2.1.a, 2.2.a et 2.3.a).
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle des grandeurs de sortie  $m.f_s$ . La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f_s$  est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de repousser les harmoniques vers des fréquences élevées (figures 2.1.a, 2.2.a et 2.3.a).
- Le rapport de tensions  $q$ , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $q = 0$  à  $q = 0.86$  (figures 2.12.b, 2.13.b et 2.14.b).
- Le taux d'harmonique diminue quand le rapport de tensions  $q$  augmente.

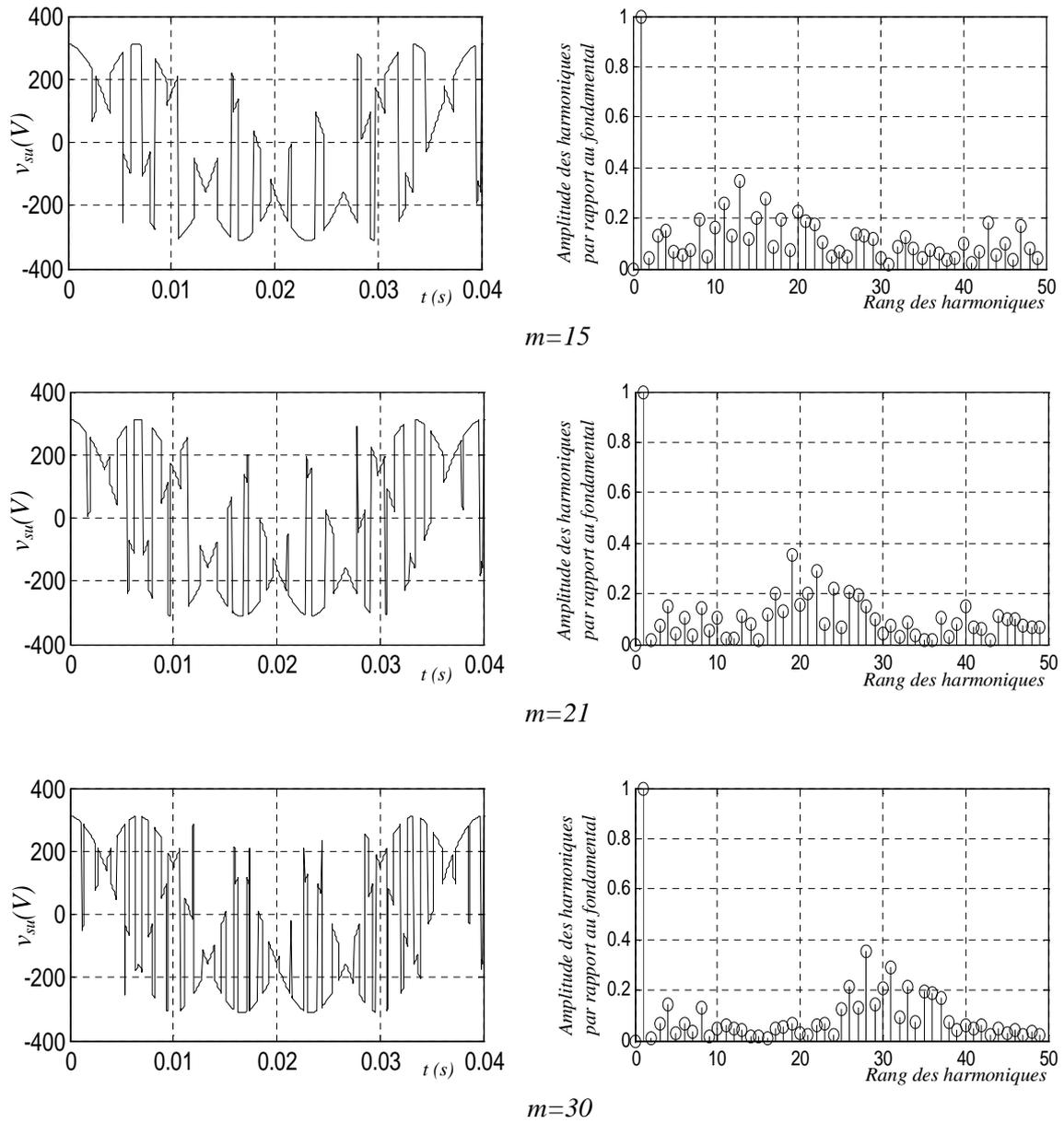


Fig.2.1.a Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour  $q=0.7$ ,  $f_s=25\text{Hz}$

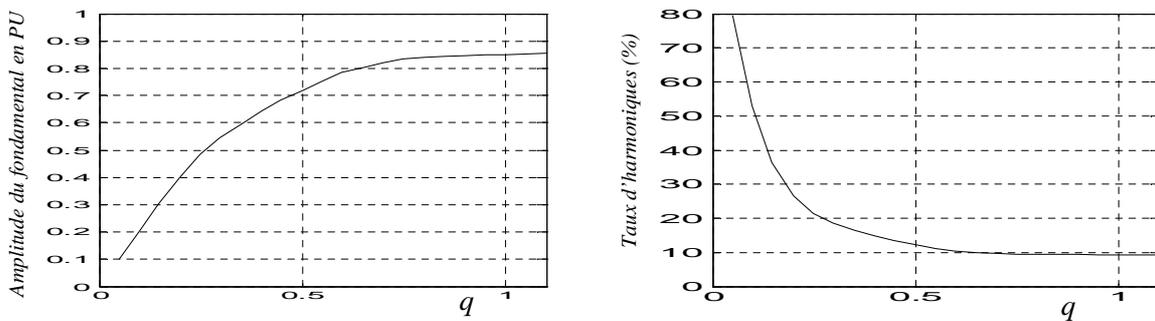


Fig.2.1.b Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour  $m=21$ ,  $f_s=25\text{Hz}$

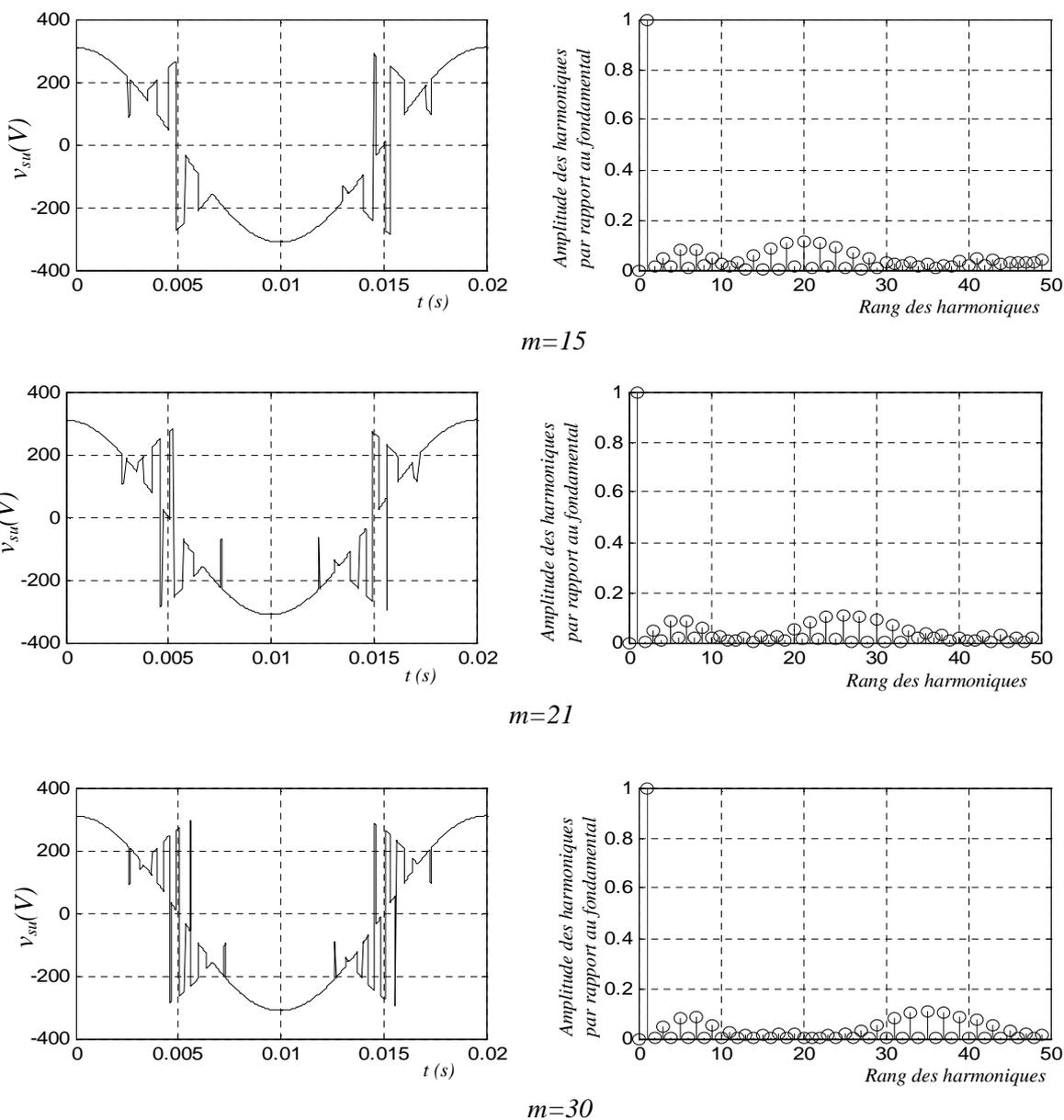


Fig.2.2.a Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour  $q=0.7$ ,  $f_s=50\text{Hz}$

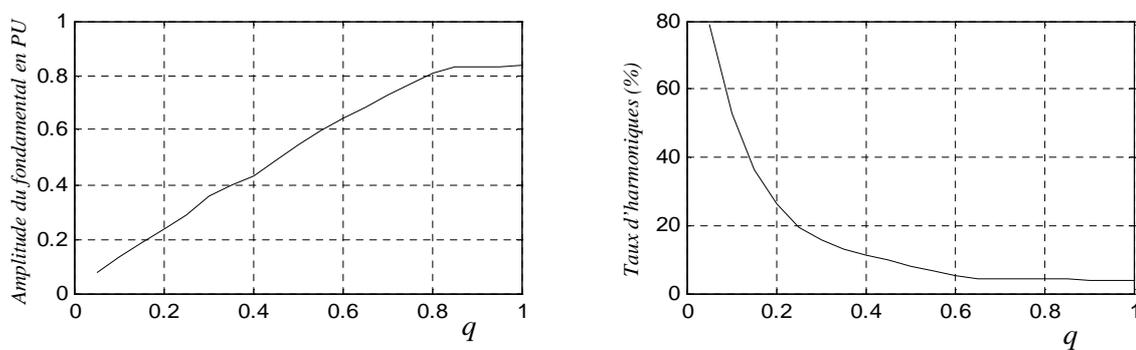


Fig.2.2.b Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour  $m=21$ ,  $f_s=50\text{Hz}$

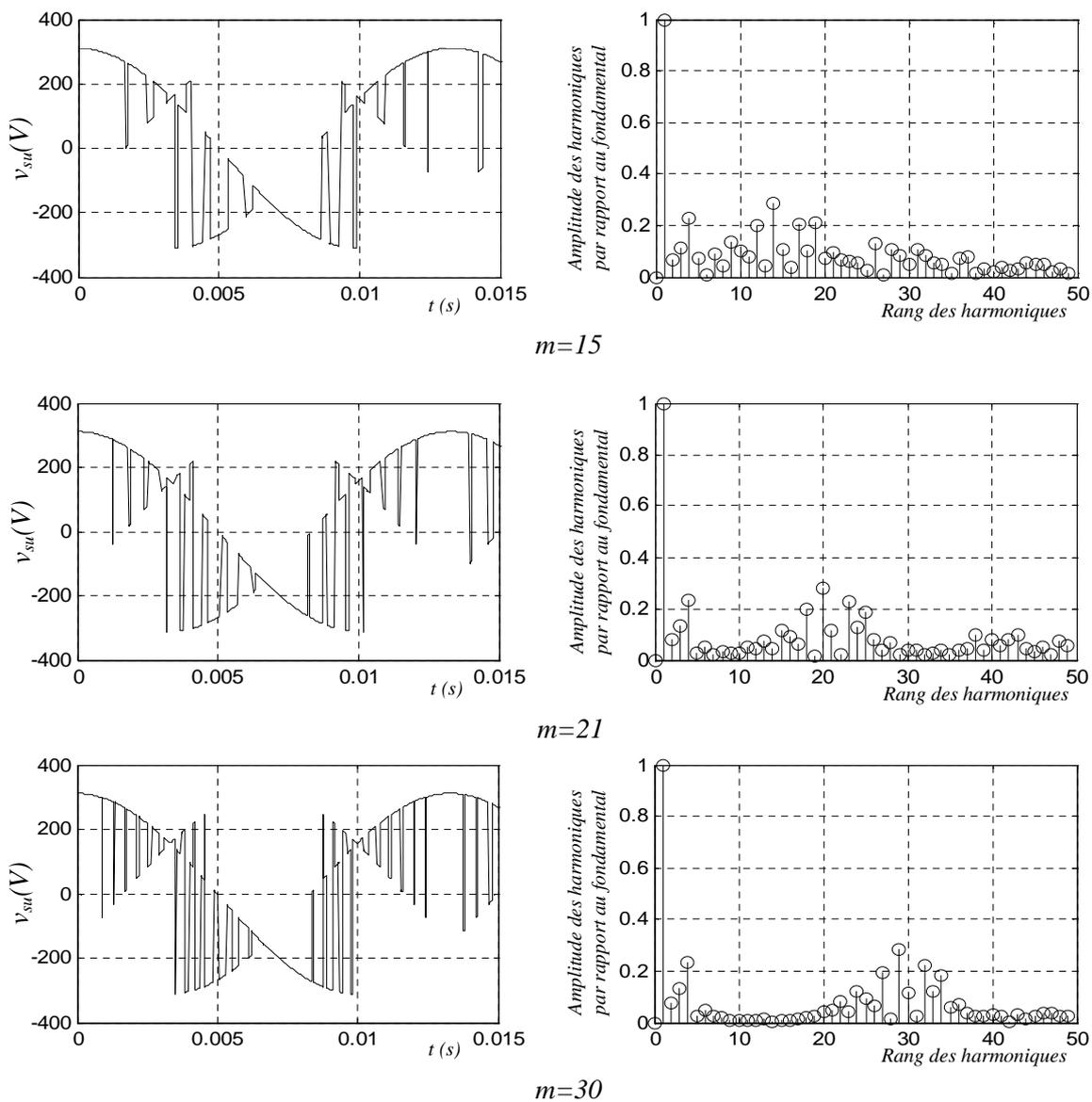


Fig.2.3.a Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour  $q=0.7$ ,  $f_s=75\text{Hz}$

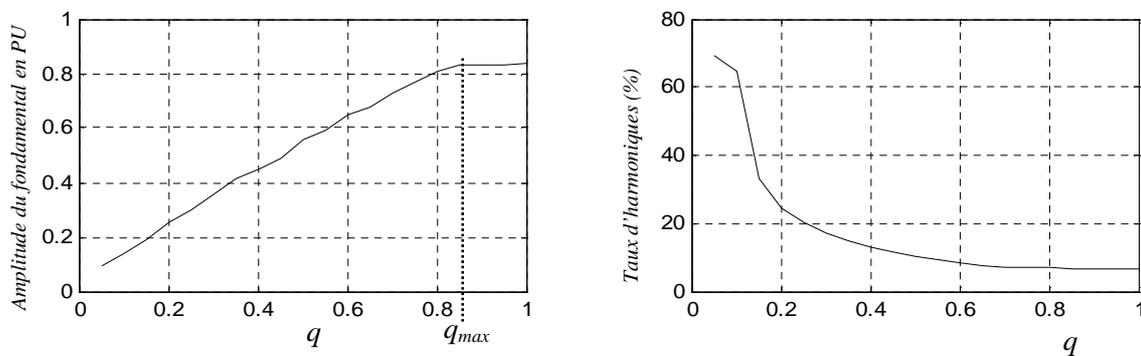


Fig.2.14.b Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par l'algorithme de Venturini pour  $m=21$ ,  $f_s=75\text{Hz}$

## 2.3 Modulation vectorielle

### 2.3.1 Principe

La modulation vectorielle (SVM) des convertisseurs d'électronique de puissance est très souvent utilisée dans les entraînements à vitesse variable. L'objectif de cette stratégie de commande est de synthétiser les tensions de sortie par des tensions d'entrée et les courants d'entrée par des courants de sortie.

La modulation vectorielle pour le convertisseur matriciel, décrit un circuit équivalent fictif combinant deux étages, étage onduleur et étage redresseur, qui sont liés par une tension continue intermédiaire fictive  $V_{dc}$  (figure 2.4).

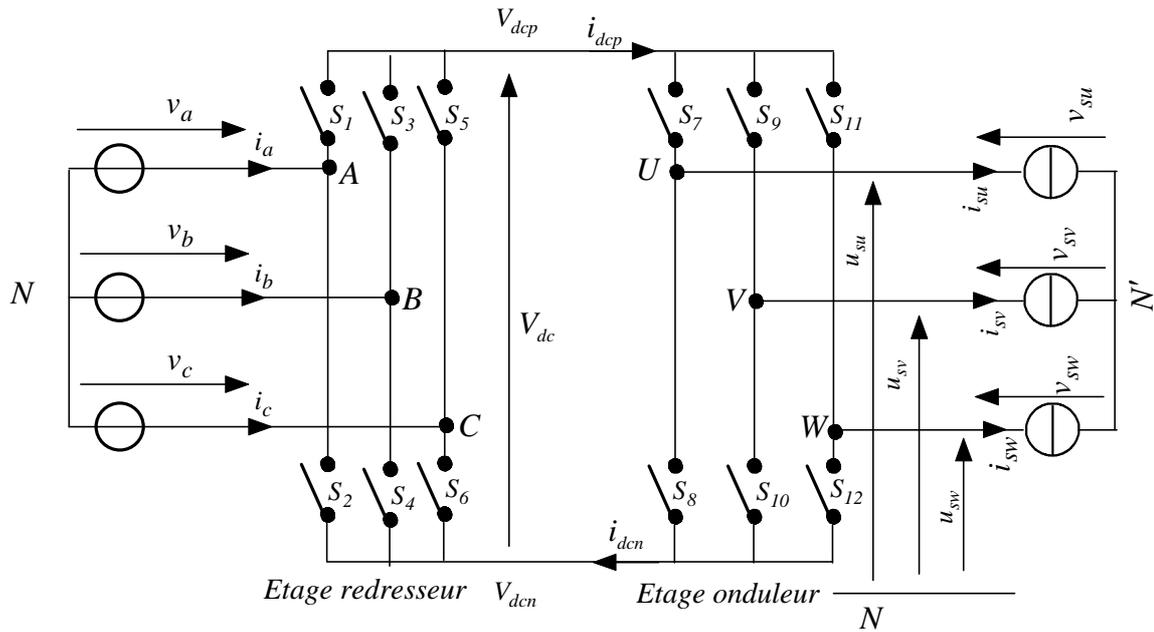


Fig.2.4 Circuit équivalent du convertisseur matriciel

L'étage onduleur est composé de six interrupteurs de  $S_7$  à  $S_{12}$  et celui du redresseur de six interrupteurs de  $S_1$  à  $S_6$ , sans aucun élément de stockage d'énergie, le circuit équivalent fournit en soi des possibilités bidirectionnelles de transfert de la puissance en raison de sa topologie symétrique.

L'idée fondamentale de la modulation vectorielle est de découpler entre la commande des courants d'entrée et la commande des tensions de sortie, en utilisant cette approche, la matrice de transfert  $[T]$  est définie, pour le convertisseur comme suit :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \end{bmatrix}}_{[T]} = \underbrace{\begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix}}_{[I]} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}}_{[R]} \quad (2.12)$$

Où la matrice  $[I]$  est la matrice de transfert de l'onduleur et  $[R]$  celle du redresseur.

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 \cdot S_1 + S_8 \cdot S_2 & S_7 \cdot S_3 + S_8 \cdot S_4 & S_7 \cdot S_5 + S_8 \cdot S_6 \\ S_9 \cdot S_1 + S_{10} \cdot S_2 & S_9 \cdot S_3 + S_{10} \cdot S_4 & S_9 \cdot S_5 + S_{10} \cdot S_6 \\ S_{11} \cdot S_1 + S_{12} \cdot S_2 & S_{11} \cdot S_3 + S_{12} \cdot S_4 & S_{11} \cdot S_5 + S_{12} \cdot S_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

Les tensions de phase de sortie sont obtenues à partir des tensions de phase d'entrée par la combinaison des états des interrupteurs de l'onduleur  $S_7 \sim S_{12}$  et les états des interrupteurs du redresseur  $S_1 \sim S_6$ . La première rangée de (2.12) représente la phase U de sortie construite par les phases A, B et C d'entrée, cette expression mathématique peut être interprétée graphiquement par la figure 2.5.

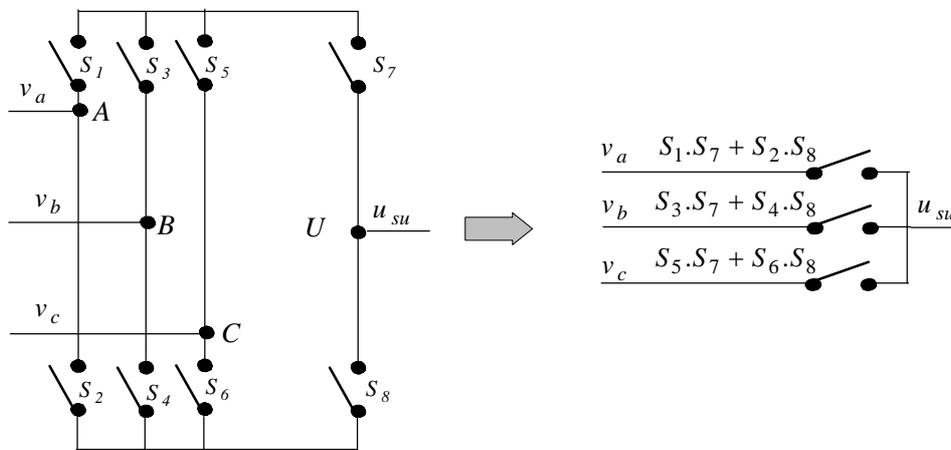


Fig.2.5 Le rapport entre le circuit équivalent et le convertisseur matriciel dans la phase A

### 2.3.2. Commande de l'étage onduleur

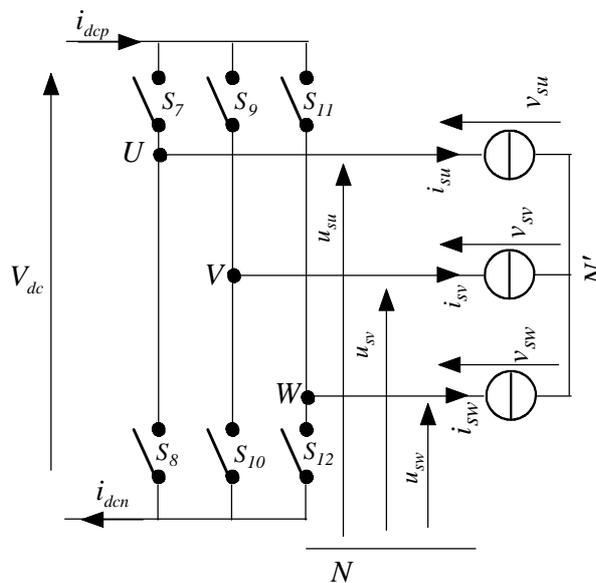


Fig.2.6 L'onduleur du circuit équivalent

Les tensions de sortie de l'onduleur sont obtenues en multipliant la tension continue fictive  $V_{dc}$  par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice  $[I]$ , et le courant fictif d'entrée  $i_{dc}$ , est calculé en employant la matrice transposée  $[I]^T$  de telle sorte que :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_8 \\ S_9 & S_{10} \\ S_{11} & S_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

Avec  $V_{dc} = V_{dcp} - V_{dcn}$

Les tensions de références sont les tensions simples,  $[v_{su} \ v_{sv} \ v_{sw}]^T$ , référencées par rapport au point neutre de la charge (N'), sont données par :

$$\begin{cases} v_{su} = \frac{1}{3}(2.u_{su} - u_{sv} - u_{sw}) \\ v_{sv} = \frac{1}{3}(2.u_{sv} - u_{su} - u_{sw}) \\ v_{sw} = \frac{1}{3}(2.u_{sw} - u_{sv} - u_{su}) \end{cases} \quad (2.17)$$

Afin de simplifier les calculs et représenter les tensions et les courants, la transformation en deux axes ( $\alpha, \beta$ ) est appliquée, et on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{su} \\ v_{sv} \\ v_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \\ i_{sw} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

D'où  $V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$  et  $I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions de sortie  $V_s$  et des courants de sortie  $I_s$  de l'onduleur sont exprimés comme suit :

$$V_s = \frac{2}{3} (v_{su} + a.v_{sv} + a^2.v_{sw}) \quad (2.20)$$

$$I_s = \frac{2}{3} (i_{su} + a.i_{sv} + a^2.i_{sw}) \quad (2.21)$$

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

Une analyse combinatoire de tous les états (ouvert ou fermé) des interrupteurs de l'onduleur  $S_7$  à  $S_{12}$  permet d'avoir seulement huit combinaisons possibles pour éviter le court-circuit de la tension continue fictive  $V_{dc}$ , les huit combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs  $V_1$  à  $V_6$  et deux vecteurs nuls  $V_0$  et  $V_7$ , et permet de calculer les vecteurs de tensions correspondant. Les résultats obtenus sont représentés par le tableau 2.1

Tableau 2.1 Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation

Vecteurs	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}^t$	$v_{su}$	$v_{sv}$	$v_{sw}$	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\angle V_s$	$i_{dc}$
$V_1[100]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}^t$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	0	$i_{su}$
$V_2[110]$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{3}$	$-i_{sw}$
$V_3[010]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2\pi}{3}$	$i_{sv}$
$V_4[011]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$\pi$	$i_{su}$
$V_5[001]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{4\pi}{3}$	$i_{sw}$
$V_6[101]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{3}$	$-i_{sv}$
$V_0[000]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0		0
$V_7[111]$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0		0

On remarque que le module du vecteur spatial de tension de sortie est constant pour tous les vecteurs  $V_1$  à  $V_6$  est vaut  $2/3V_{dc}$  et nul pour  $V_0$  et  $V_7$ .

En utilisant la transformation par la matrice  $[I]$ , l'onduleur peut être commandé en lui appliquant six vecteurs actifs dans différentes directions, avec une amplitude dépendante de la tension continue fictive  $V_{dc}$  [Cha 04].

$V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$  prennent un nombre fini de valeurs définissant les limites de six secteurs dans le plan complexe  $\alpha, \beta$  (figure 2.7).

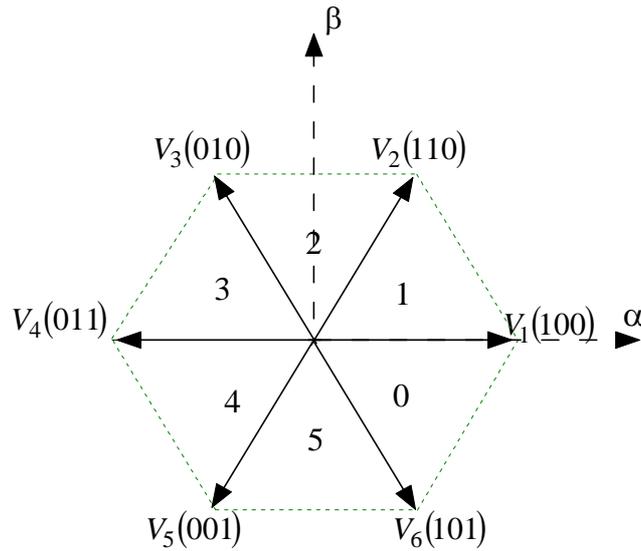


Fig.2.7 Représentation du polygone de commutation des tensions

Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans le repère  $(\alpha, \beta)$  et le secteur dans lequel il se trouve. Ce secteur est limité par deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  ( $i = 1$  à  $6$ ) définis dans le tableau (2.1). Les tensions de références sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

En imposant les vecteurs  $V_0$  à  $V_7$  successivement avec un rapport cyclique donné, on parvient à produire une trajectoire circulaire pour la valeur moyenne du vecteur de la tension de sortie. La trajectoire angulaire du vecteur tournant ainsi que son module doivent être maintenus constants pendant une période  $T_{seq}$  de commutation pour obtenir des tensions de phases qui sont en moyenne sinusoïdales et équilibrées [Cha 04].

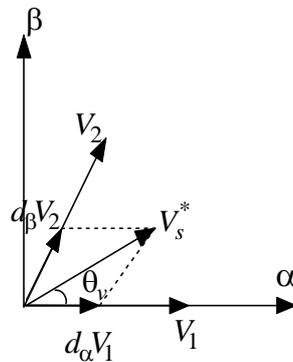


Fig.2.8 La position du vecteur de tension de sortie

Le vecteur de la tension de sortie  $V_s^*$  est synthétisé à partir de la somme vectorielle de deux vecteurs actifs adjacents ( $V_1, V_2$ ) avec des rapports cycliques qui leurs sont correspondants. Comme exemple d'application, on définit  $T_1$  et  $T_2$ , des temps d'application des séquences pour  $V_1$  et  $V_2$  respectivement. Dans le secteur (1) limité par  $V_1$  et  $V_2$  on trouve :

$$d_\alpha = \frac{T_1}{T_{seq}} \quad \text{et} \quad d_\beta = \frac{T_2}{T_{seq}}$$

$$V_s^* \sin(\theta_v) = V_2 \frac{T_2}{T_{seq}} \cos(30^\circ) = V_2 \frac{T_2}{T_{seq}} \frac{\sqrt{3}}{2} \quad (2.22)$$

$$V_s^* \sin(\theta_v) = \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \frac{T_2}{T_{seq}} \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{T_2}{T_{seq}} \quad (2.23)$$

Donc :

$$d_\beta = \frac{T_2}{T_{seq}} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V_s^* \sin(\theta_v) = m_v \sin(\theta_v) \quad (2.24)$$

D'où :

$$d_\beta = m_v \sin(\theta_v) = \frac{T_\beta}{T_{seq}} \quad (2.25)$$

$$V_s^* \sin(60^\circ - \theta_v) = \frac{T_1}{T_{seq}} V_1 \cos(30^\circ) \quad (2.26)$$

Donc :

$$d_\alpha = \frac{T_\alpha}{T_{seq}} = \frac{T_1}{T_{seq}} = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V_s^* \sin(60^\circ - \theta_v) = m_v \sin(60^\circ - \theta_v) \quad (2.27)$$

D'où :

$$d_\alpha = m_v \sin(60^\circ - \theta_v) = \frac{T_\alpha}{T} \quad (2.28)$$

Et en fin on définit  $m_v = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V_s^*$  ;  $0 < m_v < 1$

Où :  $m_v$  est le taux de modulation qui définit le rapport de transformation des tensions désirées à partir de la tension continue fictive et la valeur crête de la tension de sortie.

$\theta_v$  est l'angle du vecteur spatial de la tension de sortie.

$d_{ov} = 1 - (d_\alpha + d_\beta)$  est le rapport cyclique du vecteur nul.

Le vecteur de sortie exprimé dans le secteur où il se trouve nous permet de générer, par sa projection deux vecteurs  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  avec les rapports cycliques  $d_\alpha$  et  $d_\beta$  correspondant à  $V_1$  et  $V_2$  respectivement (figure 2.8) de telle sorte que  $V_\alpha = V_1$  et  $V_\beta = V_2$ .

Pour minimiser le nombre de commutations, les séquences des deux vecteurs  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  sont :  $V_\alpha - V_\beta - V_o - V_\beta - V_\alpha$ .

La valeur moyenne locale du vecteur de sortie pour une période  $T$  de commutation est définie comme suit :

$$V_s^* = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta \quad (2.29)$$

### 2.3.3 Commande de l'étage redresseur

De la même manière que l'étage onduleur, l'étage redresseur du circuit équivalent de la figure 2.4 est considéré comme un redresseur connecté à une source triphasé comme le montre la figure 2.9.

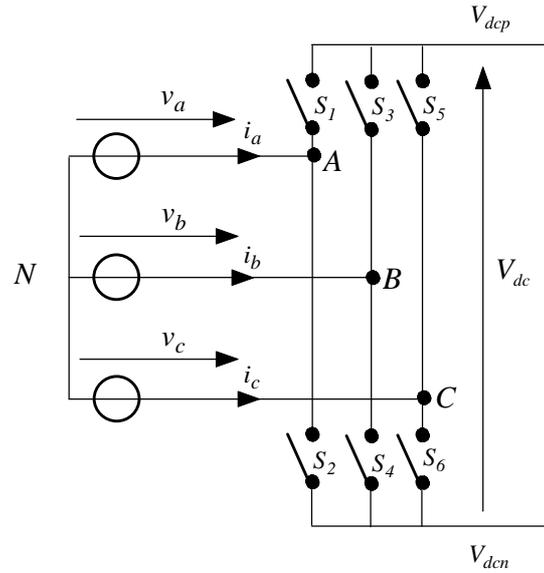


Fig.2.9 Redresseur du circuit équivalent

Les courants d'entrée du redresseur sont obtenus en multipliant le courant fictif  $i_{dc}$  de sortie par les états des interrupteurs qui sont représentés par les éléments de la matrice  $[R]$ . En même temps, la tension fictive de sortie  $V_{dc}$  est calculée en utilisant la matrice transposée  $[R]^T$  comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ S_3 & S_4 \\ S_5 & S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dcp} \\ i_{dcn} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions d'entrée  $V_e$  et des courants d'entrée  $I_e$  de redresseur sont exprimés comme suit :

$$V_e = \frac{2}{3}(v_a + a.v_b + a^2.v_c) \quad (2.32)$$

$$I_e = \frac{2}{3}(i_a + a.i_b + a^2.i_c) \quad (2.33)$$

Les interrupteurs du redresseur  $S_1$  à  $S_6$  peuvent avoir seulement neuf combinaisons possibles pour éviter le circuit ouvert, ces neuf combinaisons sont divisées en six vecteurs actifs du courant d'entrée  $I_1$  à  $I_6$  et trois vecteurs nuls qui sont représentés par le vecteur  $I_0$ . Le tableau (2.2) résume les états possibles des interrupteurs et les vecteurs de courant qui leurs correspondent.

Tableau 2.2 Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur

Vecteurs	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_7 \end{bmatrix}^t$	$i_a$	$i_b$	$i_c$	$I_{e\alpha}$	$I_{e\beta}$	$\angle I_e$	$V_{dc}$
$I_1[ab]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$i_{dcp}$	$i_{dcn}$	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$v_a - v_b$
$I_2[ac]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	$i_{dcp}$	0	$i_{dcn}$	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	$v_a - v_c$
$I_3[bc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	$i_{dcp}$	$i_{dcn}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	$v_b - v_c$
$I_4[ba]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	$i_{dcn}$	$i_{dcp}$	0	-1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	$v_b - v_a$
$I_5[ca]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	$i_{dcn}$	0	$i_{dcp}$	-1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$v_c - v_a$
$I_6[cb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	$i_{dcn}$	$i_{dcp}$	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{2}$	$v_c - v_b$
$I_0[aa]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0		0
$I_0[bb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0		0
$I_0[cc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0		0

Le module du vecteur de courant d'entrée est constant pour tous les courants  $I_1$  à  $I_6$  qui vaut  $\frac{2}{\sqrt{3}}i_{dc}$  et nul pour les cas correspondant à la mise en court-circuit directe de la source de courant. Comme un exemple de calcul des courants, le vecteur  $I_1[ab]$  indique que la phase d'entrée (A) est reliée au potentiel fictif  $V_{dcp}$  et la phase (B) est reliée au potentiel  $V_{dcn}$ , ses grandeurs sont calculées comme suit :

$$I_1 = \frac{2}{3}(i_a + a.i_b + a^2.i_c) \quad (2.34)$$

$$I_1 = \frac{2}{3}(i_{dc} - a.i_{dc} + a^2.0) \quad (2.35)$$

$$I_1 = (1 - j.\frac{1}{\sqrt{3}}).i_{dc} \quad (2.36)$$

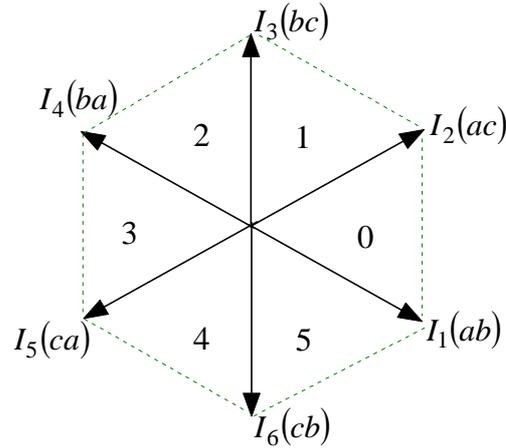


Fig.2.10 Représentation du polygone des courants d'entrée

Les sept positions du vecteur spatial de courant d'entrée peuvent être configurées comme étant un hexagone dans le plan complexe comme l'indique la figure 2.10. La figure 2.11 montre le vecteur de référence de courant  $I_e$  dans un secteur de l'hexagone de courant. Où  $I_e^*$  est synthétisé à partir des vecteurs actifs adjacents  $I_\gamma$  et  $I_\delta$  avec les rapports cycliques  $d_\gamma$  et  $d_\delta$  qui leurs correspondent respectivement (dans le secteur 0,  $I_\gamma = I_1$  et  $I_\delta = I_2$ ). Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période de commutation  $T$ , le vecteur de référence est exprimé comme suit :

$$I_e^* = d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta \quad (2.37)$$

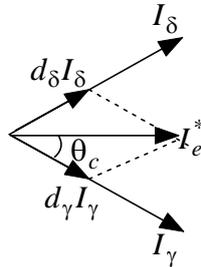


Fig.2.11 La position du vecteur de courant d'entrée

Les rapports cycliques  $d_\gamma$  et  $d_\delta$  des courants d'entrée du redresseur sont calculés de la même manière que les rapports cycliques  $d_\alpha$  et  $d_\beta$  des tensions de sortie de l'onduleur.

$$\begin{cases} d_\gamma = m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_\gamma}{T_{seq}} \\ d_\delta = m_c \sin(\theta_c) = \frac{T_\delta}{T_{seq}} \\ d_{oc} = 1 - d_\gamma - d_\delta = \frac{T_{oc}}{T_{seq}} \end{cases} \quad (2.38)$$

Où  $d_{oc}$  indique le rapport cyclique du vecteur courant d'entrée nul,  $\theta_c$  est l'angle du vecteur spatial de courant de référence dans le secteur où celui-ci se trouve,  $m_c$  est le coefficient de réglage du courant d'entrée qui est souvent fixé à l'unité.

$$m_c = \frac{I_e^*}{i_{dc}} ; \quad 0 \leq m_c \leq 1 \quad .$$

Les séquences de commutation choisies pour le redresseur sont :  $I_\gamma - I_\delta - I_o - I_\delta - I_\gamma$ , le calcul des courants d'entrée pour un cycle de commutation dans le secteur (0) du courant est choisi comme exemple, on a  $I_\gamma = I_1$  et  $I_\delta = I_2$  comme le montre la figure 2.11, les valeurs moyennes des courants d'entrée et de la tension fictive de sortie sont définies comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = d_\gamma \cdot I_1 + d_\delta \cdot I_2 = \left( d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} i_{dep} \\ i_{den} \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dep} \\ V_{den} \end{bmatrix} = \left( d_\gamma \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} + d_\delta \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

### 2.3.4 Commande du convertisseur matriciel

Etant donné que les rapports cycliques et les vecteurs appropriés des interrupteurs de l'étage redresseur et de l'étage onduleur dans les étapes précédentes, sont seulement significatifs dans le circuit équivalent du convertisseur matriciel, par conséquent, les deux stratégies de modulation doivent être combinées dans une seule modulation pour générer les séquences de commutation et assurer la commande du convertisseur matriciel.

Le rapport cyclique de chaque séquence est déterminé par le produit des rapports cycliques de l'étage onduleur et de l'étage redresseur correspondant comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} d_{\alpha,\gamma} = d_\alpha \cdot d_\gamma = m_v \cdot \sin(60^\circ - \theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_{\alpha,\gamma}}{T_{seq}} \\ d_{\alpha,\delta} = d_\alpha \cdot d_\delta = m_v \cdot \sin(60^\circ - \theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(\theta_c) = \frac{T_{\alpha,\delta}}{T_{seq}} \\ d_{\beta,\delta} = d_\beta \cdot d_\delta = m_v \cdot \sin(\theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(\theta_c) = \frac{T_{\beta,\delta}}{T_{seq}} \\ d_{\beta,\gamma} = d_\beta \cdot d_\gamma = m_v \cdot \sin(\theta_v) \cdot m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_{\beta,\gamma}}{T_{seq}} \end{array} \right. \quad (2.41)$$

Pendant la durée restante de la période de commutation, on applique le vecteur nul, son rapport cyclique est donné comme suit :

$$d_o = 1 - (d_{\alpha,\gamma} + d_{\alpha,\delta} + d_{\beta,\delta} + d_{\beta,\gamma}) = \frac{T_o}{T_{seq}} \quad (2.42)$$

Pour assurer la commande du convertisseur et minimiser le nombre de commutation, les deux doubles séquences des vecteurs de tension de sortie et de courant d'entrée, deviennent neuf séquences (tableau 2.3) définies comme suit :

$$\gamma\alpha - \gamma\beta - \delta\beta - \delta\alpha - 0 - \delta\alpha - \delta\beta - \gamma\beta - \gamma\alpha$$

Tableau 2.3 Séquences de commutation pour la modulation double sens.

$\beta\gamma$	$\alpha\gamma$	$\alpha\delta$	$\beta\delta$	0	$\beta\delta$	$\alpha\delta$	$\alpha\gamma$	$\beta\gamma$
<i>abb</i>	<i>aba</i>	<i>aca</i>	<i>acc</i>	<i>ccc</i>	<i>acc</i>	<i>aca</i>	<i>aba</i>	<i>abb</i>
$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\delta}}{2}$	$\frac{T_{\beta\delta}}{2}$	$T_0$	$\frac{T_{\beta\delta}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\delta}}{2}$	$\frac{T_{\alpha\gamma}}{2}$	$\frac{T_{\beta\gamma}}{2}$
$V_{I-I_1}$	$V_{6-I_1}$	$V_{6-I_2}$	$V_{I-I_2}$	$V_{0-I_0}$	$V_{I-I_2}$	$V_{6-I_2}$	$V_{6-I_1}$	$V_{I-I_1}$

La durée de chaque séquence est calculée en multipliant le rapport cyclique correspondant par la période de commutation  $T_{seq}$ .

### 2.3.5 Résultats et interprétations

Pour cette stratégie de commande, on simule la tension  $v_{su}$  de la phase U (tension par rapport au neutre de la charge R-L) délivrée par le convertisseur matriciel ainsi que son spectre d'harmonique pour les fréquences suivantes :  $f_s = 25Hz$ ,  $f_s = 50Hz$ ,  $f_s = 75Hz$ . Tel que pour chaque fréquence, on fixe le rapport des tensions à la valeur 0.7 puis on fait varier  $m$  ( $m=15, 21, 30$ ).

Pour  $f_s = 25Hz$ , les courbes sont données par les figures (2.12).

Pour  $f_s = 50Hz$ , les courbes sont données par les figures (2.13).

Pour  $f_s = 75Hz$ , les courbes sont données par les figures (2.14).

On constate pour cette stratégie que :

- Pour les valeurs de l'indice de modulation  $m$ , on n'a aucune symétrie et donc il existe des harmoniques pairs et impairs (figures 2.12.a, 2.13.a et 2.14.a).
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle des grandeurs de sortie  $m.f_s$ .
- La première famille centrée autour de la fréquence  $m.f_s$  est la plus importante du point de vue amplitude.
- L'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées (figures 2.12.a, 2.13.a et 2.14.a).
- Le rapport de tensions  $q$ , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental de  $q = 0$  à  $q = 0.86$  (figures 2.12.b, 2.13.b et 2.14.b).
- Le taux d'harmonique diminue quand le rapport de tensions  $q$  augmente jusqu'à 0.86, puis il augmente.

Les figures 2.15 représente l'allure du courant d'entrée et de la tension de d'entrée du CM, pour les fréquences suivantes :  $f_s = 25Hz$ ,  $f_s = 50Hz$  et  $f_s = 75Hz$ . On remarque que le courant d'entrée est en phase avec la tension d'entrée ce qui nous permet de travailler à facteur de puissance unitaire. Ainsi la puissance réactive consommée par le MC est pratiquement nulle. En outre, le spectre harmonique du courant justifie la bonne qualité d'onde du courant absorbé par le MC.

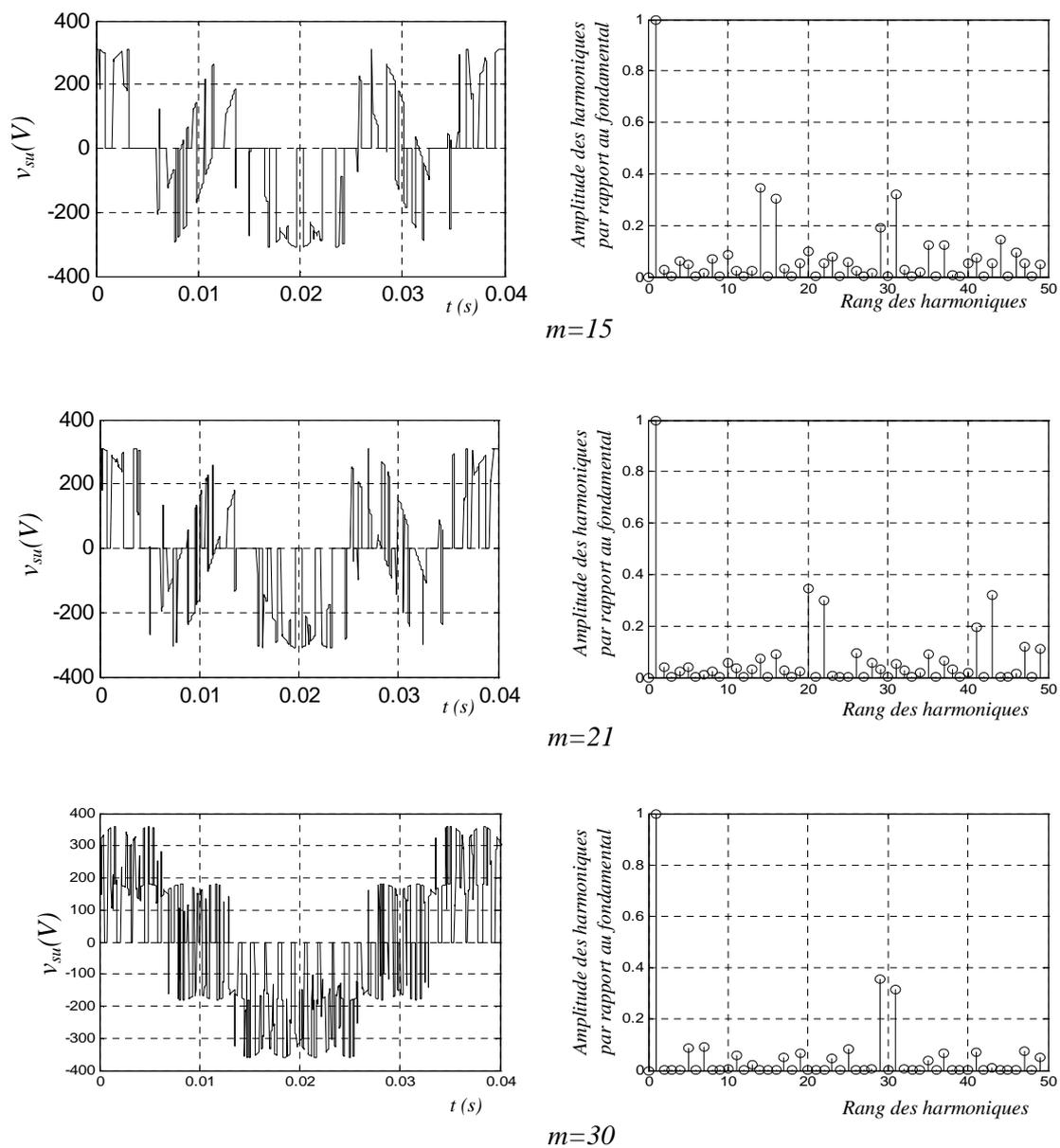


Fig.2.12.a Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour  $q=0.7$ ,  $f_s=25\text{Hz}$ .

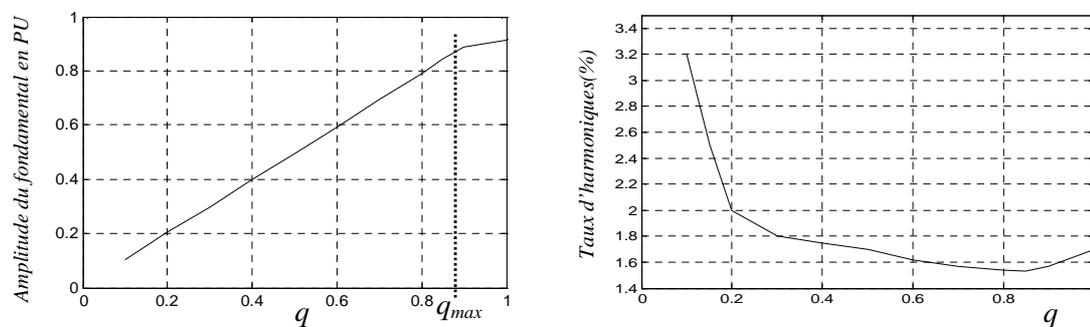


Fig.2.12.b Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour  $m=21$ ,  $f_s=25\text{Hz}$ .

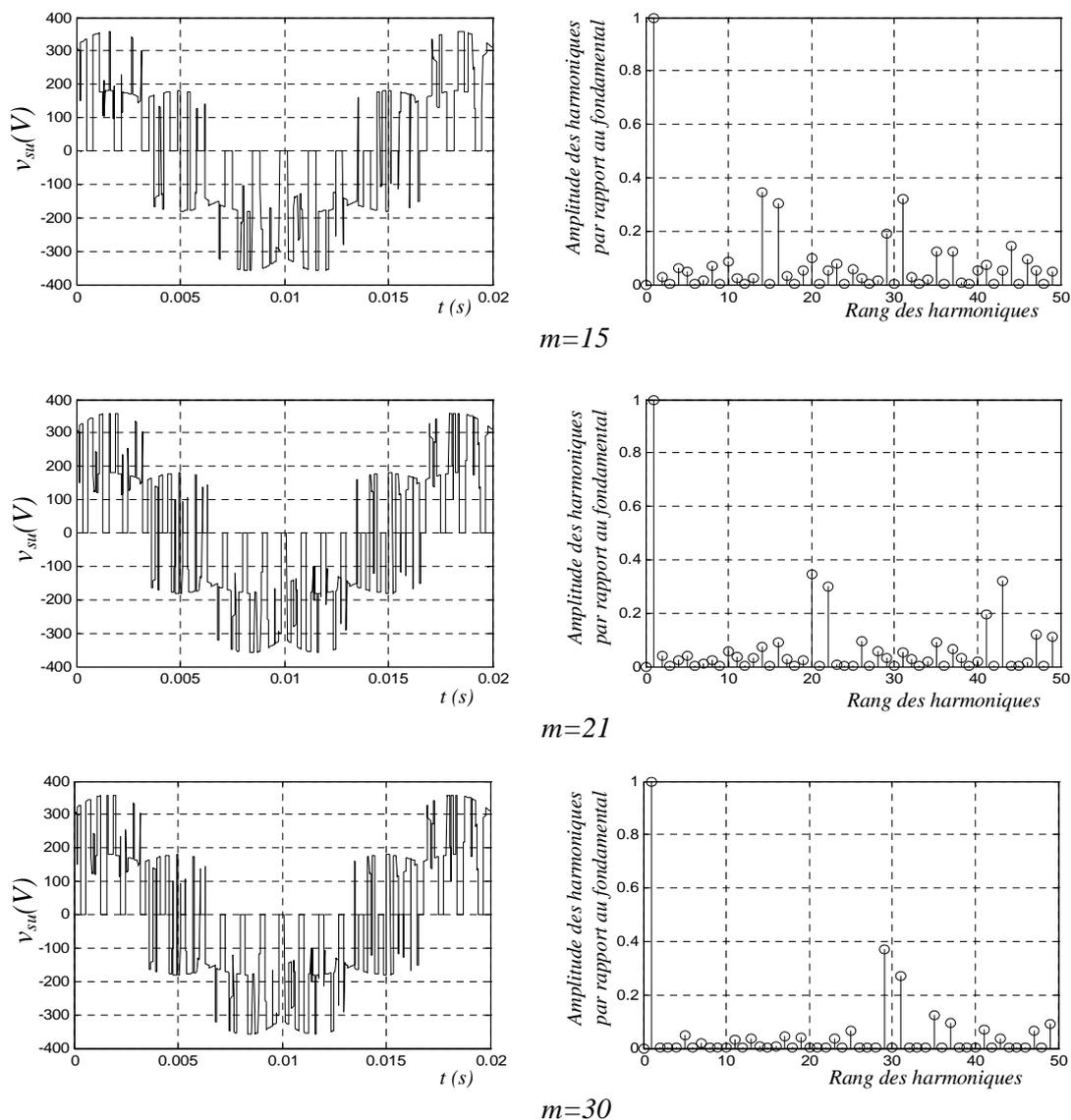


Fig.2.13.a Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour  $q=0.7$ ,  $f_s=50\text{Hz}$

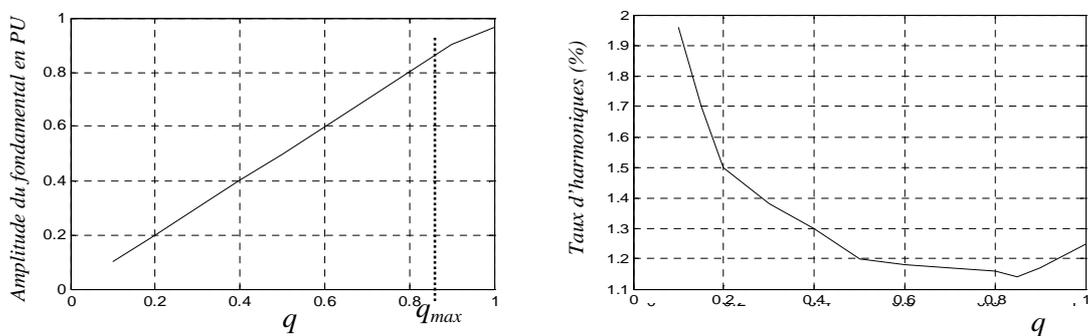


Fig.2.13.b Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour  $m=21$ ,  $f_s=50\text{Hz}$

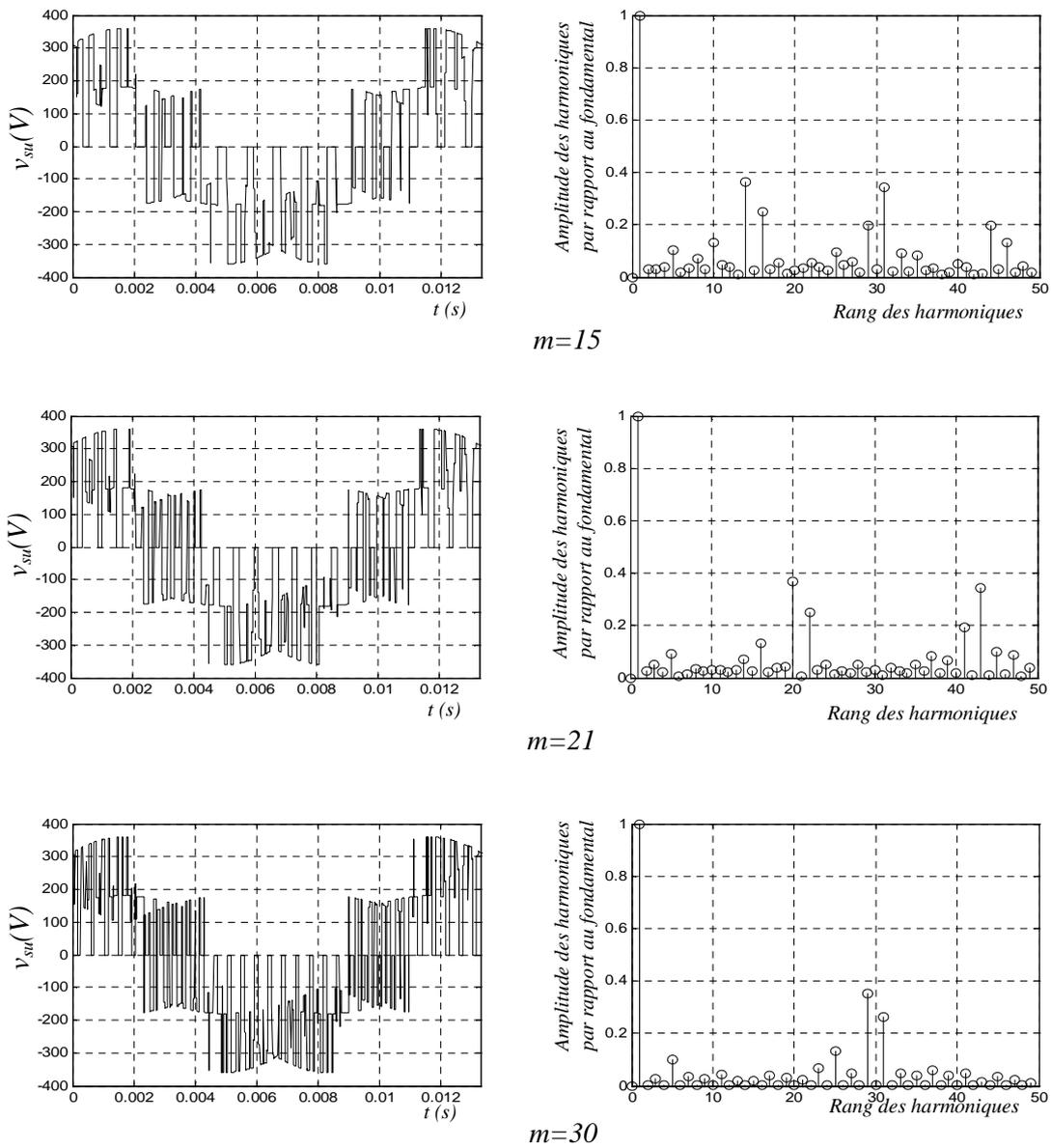


Fig.2.14.a Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour  $q=0.7$ ,  $f_s=75\text{Hz}$

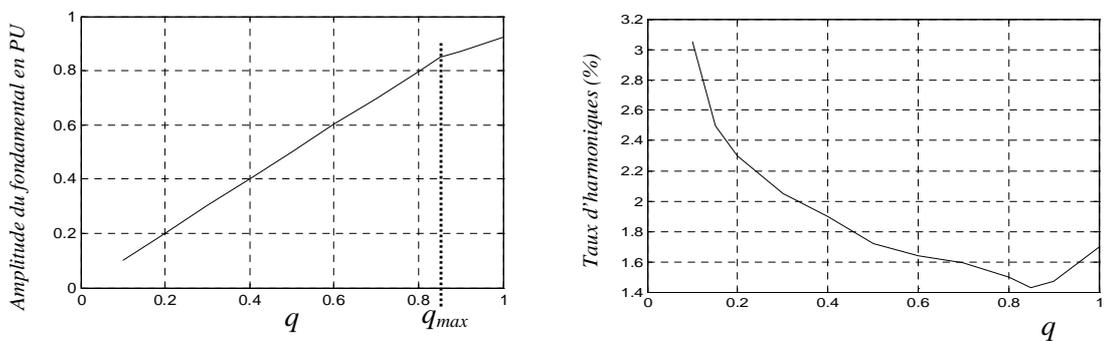


Fig.2.14.b Caractéristiques de la tension simple de sortie  $v_{su}$  du convertisseur matriciel commandé par la modulation vectorielle pour  $m=21$ ,  $f_s=75\text{Hz}$

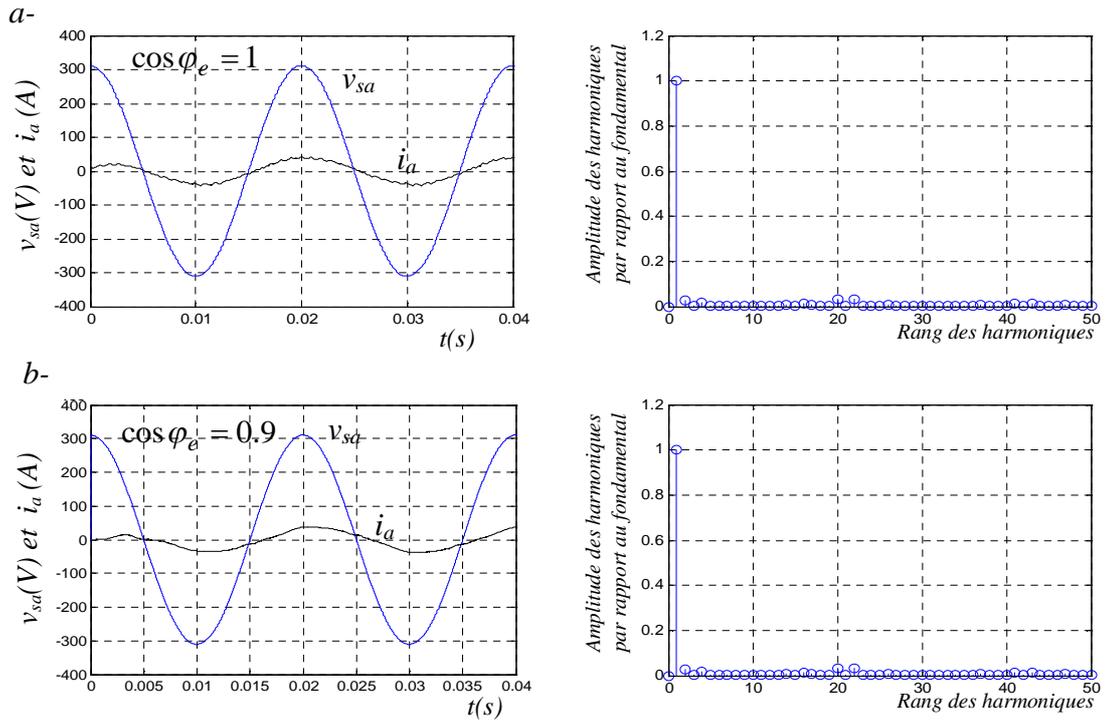


Fig.2.15.a Tension et courant d'entrée ainsi que le spectre harmonique du courant du MC commandé par la modulation vectorielle pour  $q=0.7, m=21$  et  $f_s=25\text{Hz}$   
 a- pour  $\cos \varphi_e = 1$  ; b- pour  $\cos \varphi_e = 0.9$

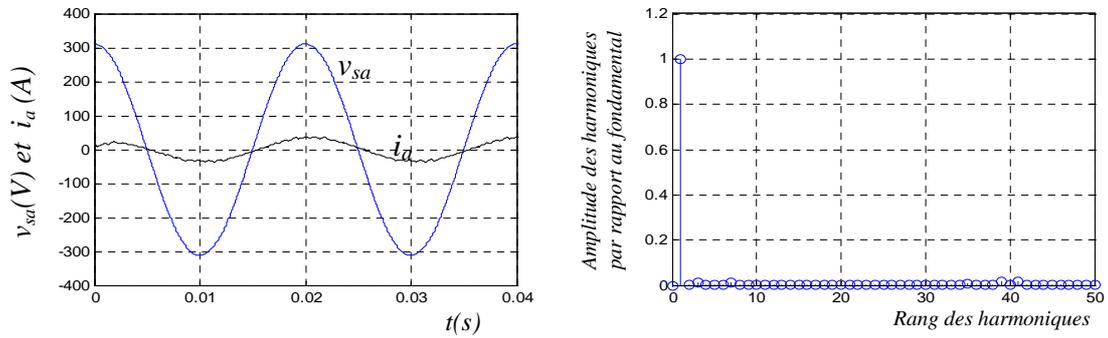


Fig.2.15.b Tension et courant d'entrée ainsi que le spectre harmonique du courant du MC commandé par la modulation vectorielle pour  $q=0.7, m=21$  et  $f_s=50\text{Hz}$

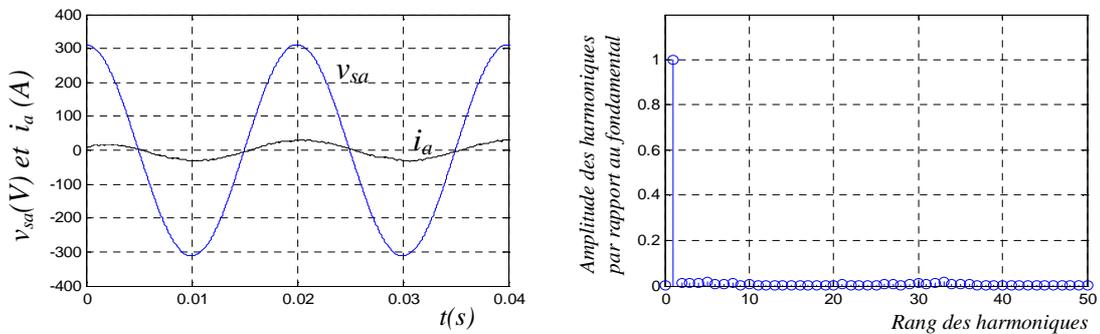


Fig.2.15.c Tension et courant d'entrée ainsi que le spectre harmonique du courant du MC commandé par la modulation vectorielle pour  $q=0.7, m=21$  et  $f_s=75\text{Hz}$

## **2.4 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux techniques de commande du convertisseur matriciel, à savoir, l'algorithme de Venturini et la modulation vectorielle ; puis on a effectué des tests de simulation pour vérifier et comparer nos résultats à ceux fournis par la littérature.

La modulation de Venturini permet de synthétiser directement les ordres de commande des différents interrupteurs du MC, car cette technique est directement conçue pour le MC.

Dans la modulation vectorielle, les phaseurs spatiaux de la tension de phase de la charge ainsi que du courant d'entrée sont imposés à l'aide d'un ensemble limité de vecteurs de commutation. Ce procédé permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de la charge en assurant leur forme sinusoïdale. Le procédé revient à l'émulation d'une structure redresseur-onduleur à circuit intermédiaire fictif. Pour cette modulation, il est nécessaire de générer une trajectoire non seulement pour le phaseur de la tension de sortie mais aussi pour le courant d'entrée.

Les résultats obtenus avec les deux techniques sont satisfaisants vu la qualité des signaux sur une charge inductive R-L à différentes fréquences de sortie.

L'un des plus importants avantages procurés par le MC est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable, pouvant atteindre l'unité. Les résultats de simulation obtenus ont montré cette propriété.

L'objet du troisième chapitre sera principalement porté sur les problèmes de commutations dans le MC.

## **Chapitre 3**

# **Commutations dans le convertisseur matriciel**

## Commutations dans le convertisseur matriciel

### 3.1 Introduction

Le convertisseur matriciel possède des composants de puissance lui permettant de conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités appelées « commutateurs bidirectionnels ».

Ce type de commutateurs pose un problème significatif pour la commutation du courant car il n'est pas possible de leur connecter une diode de roue libre en antiparallèle, alors qu'ils doivent bloquer les tensions des deux polarités.

Actuellement, il n'existe pas d'éléments de puissance à semi-conducteurs réalisant la commutation forcée bidirectionnelle. Alors, il faut les réaliser à base d'éléments d'électronique de puissance unidirectionnels. Pour cela, il existe plusieurs configurations qui se divisent en deux catégories fondamentales, la première catégorie est les commutateurs à un interrupteur encadré de diodes, la deuxième catégorie est les commutateurs à deux interrupteurs en antiparallèle.

La réalisation des commutateurs bidirectionnels du convertisseur matriciel doit tenir compte de la commutation du courant, d'une part, assurer la continuité du courant (éviter l'ouverture d'un circuit inductif), et d'autre part, éviter le court-circuit des tensions d'alimentation par le chevauchement des intervalles de conduction [Sch 98].

Pour remplir ces critères, la connaissance des conditions de commutation est obligatoire. Afin d'effectuer une commutation sûre, il faut mesurer soit la tension entre les commutateurs bidirectionnels impliqués dans la commutation soit le courant de sortie. Ces mesures sont exigées afin de déterminer l'ordre approprié de génération des séquences de commutation des commutateurs qui ne mène pas au risque d'un court-circuit ou d'une surtension. C'est le principe de fonctionnement commun de toutes les stratégies de commutation qui ont été proposées dans la littérature [Bur 89][Ven 80][Ber 96].

Dans ce chapitre, après une description des différentes configurations possibles des commutateurs bidirectionnels, une attention particulière sera portée sur le problème de commutation dans le convertisseur matriciel réalisé par des commutateurs à deux interrupteurs en antiparallèle ainsi que les différentes stratégies adoptées pour remédier au problème de commutations dans le MC. La protection du convertisseur lors de son déclenchement en utilisant un circuit clamp sera également étudiée. Nous terminons par la détermination des contraintes sur les commutateurs.

Pour éviter toute confusion, dans ce chapitre nous désignons par commutateur un élément bidirectionnel en courant et en tension et par interrupteur un élément unidirectionnel.

### 3.2 Différentes configurations des commutateurs

Il existe quatre configurations pour les commutateurs de puissance bidirectionnels (Fig.3.1):

- La configuration (A) : ce type de configuration est le plus simple, elle est constituée de quatre diodes en pont et d'un seul interrupteur (IGBT) au centre du pont.
- La configuration (B) est constituée de deux diodes et deux transistors (IGBTs) qui sont arrangés en collecteur commun.
- La configuration (C) est la même que la configuration (B) sauf que les deux transistors sont arrangés en émetteur commun. Les diodes sont nécessaires pour que le blocage de tensions inverses par les commutateurs soit assuré.
- La configuration (D) : elle est constituée de deux transistors IGBT en anti-parallèle, elle n'est donc possible qu'on employant des IGBTs qui permettent de bloquer des tensions négatives (RBIGBTs) [Sch 98].

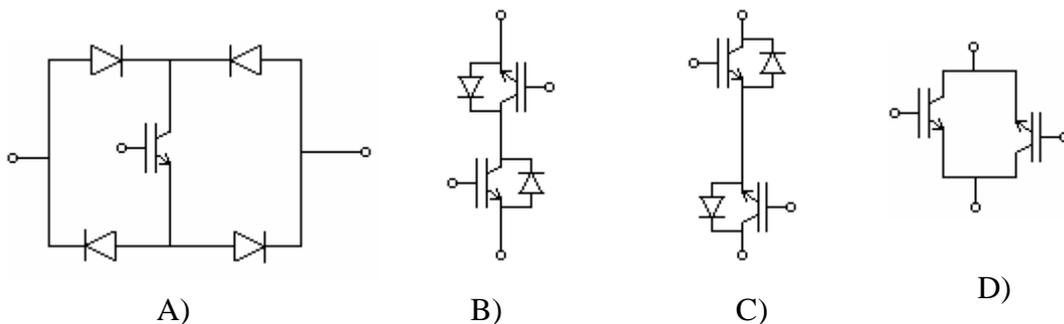


Fig.3.1 Différentes topologies pour les commutateurs de puissance

Le tableau 3.1 donne une évaluation des différentes configurations par rapport au nombre de circuits qui sont nécessaires pour la réalisation d'un convertisseur matriciel.

Tableau 3.1 Evaluation des différentes configurations des commutateurs de puissance

Configuration	IGBT's	Diodes	Total	Eléments conducteurs en série par commutateur	Alimentations de commande
(A)	9	36	45	3	9
(B)	18	18	36	2	6
(C)	18	18	36	2	9
(D)	18	0	18	1	6

#### 3.2.1 Choix de la topologie des commutateurs de puissance

La résolution des problèmes de commutation est liée au choix de la configuration des commutateurs de puissance, lequel choix est lié :

- Aux mécanismes de commutation et de protection des éléments semi-conducteurs qui sont réalisables avec la configuration choisie.

- Au nombre d'éléments semi-conducteurs et d'alimentations qui sont nécessaires (prix des semi-conducteurs et du circuit de puissance).
- Au nombre d'éléments qui sont connectés en série dans la boucle de courant. Ceci détermine les pertes en conduction du convertisseur matriciel.

### 3.2.2 Commutateurs encadrés de diodes

Ce type de commutateur est composé d'un seul interrupteur. Ceci permet la réalisation d'une topologie optimale du MC avec un nombre de 9 interrupteurs.

En revanche, le nombre total d'éléments de puissance, le nombre d'éléments dans la boucle de courant, ainsi que le nombre d'alimentations auxiliaires isolées pour la commande des IGBTs est élevé. Du point de vue d'une optimisation constructive du circuit de puissance, cette solution n'est donc pas justifiable.

De plus, la commutation phase à phase du courant de charge est délicate avec ce type de commutateur. Pour assurer une commutation définie et sûre, on peut imposer soit l'antiveuchement, soit le chevauchement des intervalles de conduction des deux commutateurs concernés.

La première possibilité entraîne l'interruption du courant de charge pendant un laps de temps. Dans ce cas, la tension aux bornes des commutateurs doit être limitée par un circuit passif de protection supplémentaire.

La deuxième possibilité, le chevauchement des intervalles de conduction, impose le court-circuit des tensions d'alimentation pendant un laps de temps. Pour éviter la destruction des commutateurs par le courant élevé de court-circuit, il faudrait prévoir des inductances à l'entrée du convertisseur limitant la variation du courant, ceci sera lié à une diminution de la dynamique du courant de sortie du convertisseur. En plus, le courant maximal circulant dans les commutateurs augmente.

L'interruption du courant circulant dans un commutateur produira des niveaux élevés de tensions aux bornes des interrupteurs, qui doivent être limités par des circuits passifs supplémentaires.

Compte tenu de cette analyse, il faut conclure que les commutateurs encadrés de diodes ne représentent pas une solution acceptable pour la réalisation des commutateurs de puissance du convertisseur matriciel.

### 3.2.3 Commutateurs antiparallèles

Les trois topologies des commutateurs antiparallèles sont similaires par rapport à leurs propriétés de commutation. La solution des collecteurs communs (figure 3.1), configuration (B), est préférable par rapport à la solution des émetteurs communs (figure 3.1), configuration (C), parce que le nombre d'alimentations isolées de commande est réduit. Puisque chaque alimentation des circuits de commande des IGBTs est référée soit à une phase d'entrée du convertisseur soit à une phase de sortie, on n'a besoin que de 6 alimentations.

Chaque commutateur des topologies (B) et (C) n'introduit que deux éléments de puissance dans la boucle du courant de charge. Ils s'assimilent à toutes les pertes en conduction du commutateur. L'option (D) est la meilleure topologie par rapport aux pertes en conduction. Dans ce cas, un seul élément par commutateur est parcouru par le courant de charge.

Un avantage important des commutateurs antiparallèles réside dans le fait de pouvoir commander indépendamment les deux sens de conduction. Il devient ainsi possible de bloquer la conduction du commutateur dans un sens. On peut quasiment imposer le

comportement d'une diode au commutateur. Ceci rend la commutation phase à phase du courant considérablement plus facile.

Le désavantage des commutateurs antiparallèles est leur nombre élevé de (18) interrupteurs nécessaire pour la réalisation du convertisseur. En outre, pour la commande indépendante de tous les IGBTs, il faut aussi prévoir 18 circuits de commande.

### 3.3 Etude des commutations

#### 3.3.1 Formulation du problème

L'inconvénient du convertisseur matriciel consiste en une commutation délicate du courant à cause de l'absence des diodes de roue libre. En outre, la commande est relativement complexe.

Les commutations du courant d'une phase à une autre sont décalées à cause des délais introduits par les commutateurs de puissance. Donc, il faut tenir compte du temps d'enclenchement, du temps de déclenchement ainsi que du temps d'antichévauchement. Ce dernier, servant à assurer l'exclusion de la mise en conduction simultanée des deux commutateurs de puissance, est généralement constant. Par contre, les temps d'enclenchement et de déclenchement sont donnés par les caractéristiques des semi-conducteurs. Alors, les retards (temps morts) sont introduits dans les signaux de gâchettes pour éviter ces situations ; ces temps sont calculés à base des caractéristiques des semi-conducteurs (temps d'amorçage et de blocage des éléments d'électronique de puissance).

La figure 3.2 illustre schématiquement l'inconvénient qui peut avoir lieu lors de la commutation du courant d'une charge inductive.

Cet inconvénient peut être considéré comme raison principale pour laquelle le convertisseur matriciel n'est toujours pas pris comme solution standard et demeure non commercialisé.

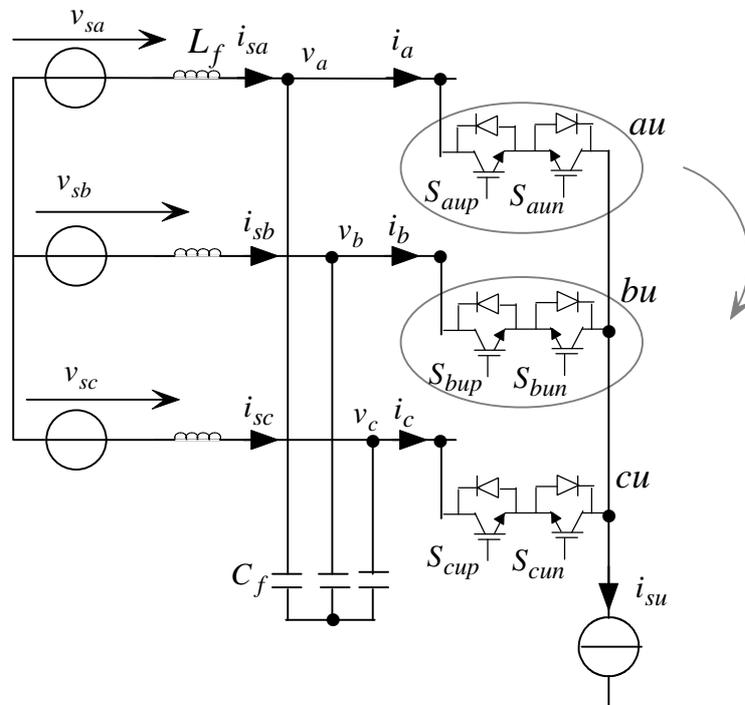


Fig.3.2 Commutation des deux commutateurs de puissance au et bu

Une commutation des deux commutateurs de puissance (*au*) et (*bu*) qui n'est pas tout à fait synchronisée provoque soit le court-circuit des tensions d'alimentation soit l'interruption du courant de charge  $i_{su}$ .

### 3.3.2 Stratégie de commutation à quatre étapes basée sur le signe du courant

La stratégie est en première lieu proposée par N.Burany [Bur 89], ensuite implémentée par A.Schuster [Sch 98]. Pour aborder le principe de commutation, on se réfère à la figure 3.3.

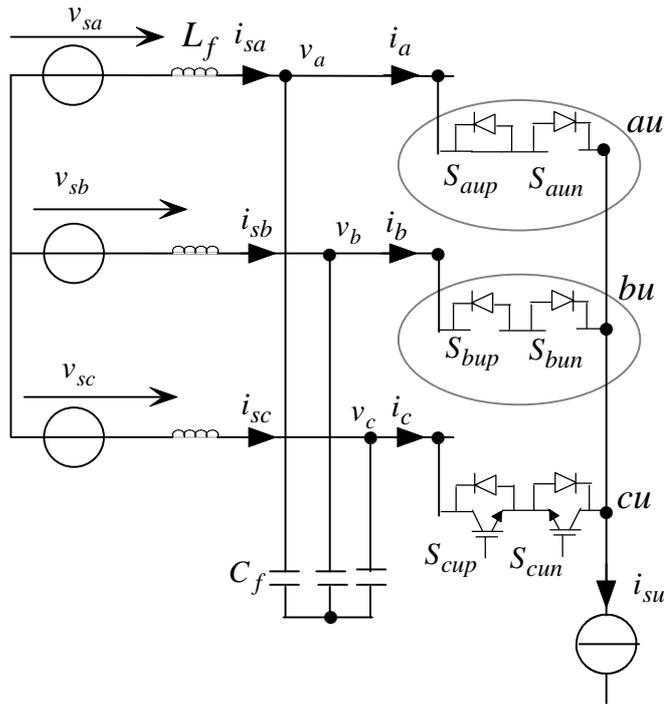


Fig.3.3 Principe de commutation du courant de la phase A à la phase B basée sur le signe du courant

Afin de réaliser la commutation du courant de la phase A à la phase B en évitant le court-circuit des tensions d'alimentation ou l'interruption du courant de la charge on doit passer par les quatre étapes suivantes :

**Etape 1 :** Cette étape consiste en l'ouverture de l'interrupteur  $S_{aun}$ , car le courant  $i_{su}$  est positif comme le montre la figure 3.3, par conséquent, le courant dans l'interrupteur  $S_{aun}$  est nul.

**Etape 2 :** L'interrupteur  $S_{bup}$  sera fermé. En comparaison avec une branche d'un onduleur conventionnel, ceci peut être interprété comme l'établissement d'une voie de roue libre. Si la valeur de la tension  $v_b$  est plus élevée que celle de la tension  $v_a$ , la commutation du courant aura lieu à cet instant. L'établissement d'un courant circulant entre les deux phases d'entrée n'est pourtant pas possible à cause des deux diodes qui sont connectées en anti-série.

**Etape 3 :** La troisième étape consiste en l'ouverture de l'interrupteur  $S_{aup}$ , la commutation du courant dans ce cas sera accomplie définitivement à la phase B.

**Etape 4 :** L'interrupteur  $S_{bun}$  sera fermé, ce qui terminera le cycle de commutation.

Il est à noter que l'instant effectif de la commutation dépend du signe du courant de la charge ainsi que des valeurs instantanées des tensions d'alimentation. Pour le réglage du courant, il est souvent suffisant de modéliser les délais de commutation par une constante de temps moyenne suffisamment faible.

Le diagramme des commutations pour les deux polarités du courant est montré par la figure 3.4.

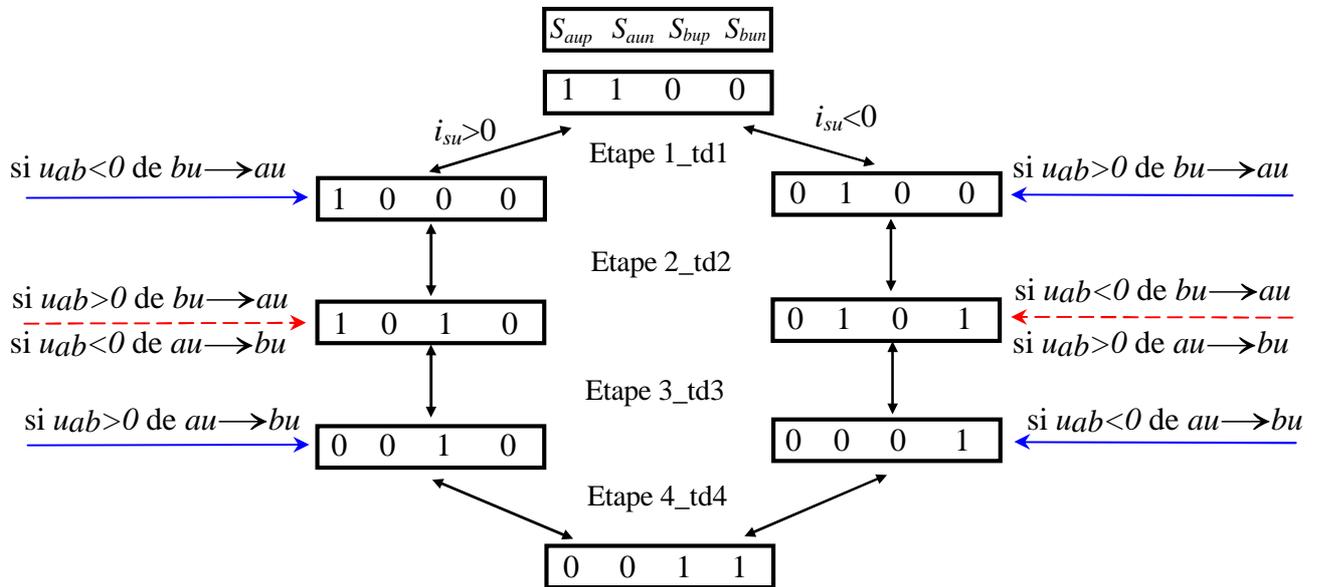


Fig.3.4 Diagramme à quatre étapes de la commutation, de deux commutateurs, basée sur le signe du courant

Bien que cette technique de commutation permet d'éviter les surtensions dues aux inductances du côté de la charge, elle n'offre cependant aucune protection contre les surtensions dues aux inductances du côté de l'entrée du convertisseur matriciel. Par conséquent, les réactances internes du réseau d'alimentation doivent être compensées par un filtre d'entrée.

En revanche, on ne peut pas éviter toutes les inductances de fuite. Elles sont déterminées par la géométrie et la conception du circuit de puissance. En les maintenant minimales, des circuits supplémentaires d'aide à la commutation ou de protection ne seront pas nécessaires.

### 3.3.3 Stratégie de commutation à quatre étapes basée sur le signe de la tension

Dans la section précédente la stratégie de commutation basée sur la mesure du signe du courant a été présentée. Mais comme indiqué plus haut, des techniques de commutation s'appuyant sur la mesure des tensions d'entrée, ont été également proposées [Bur 89] et effectivement mises en œuvre [Ale 89][Zie 98][Wal 98][Mah 01].

L'idée de base de la stratégie proposée par A.Alesina [Ale 89], évoquée comme "décalage de commutation", est de reproduire les mêmes conditions de fonctionnement d'un processus de commutation comme dans le convertisseur conventionnel DC\AC, où les temps morts de commutation peuvent facilement être utilisés par le fait qu'il existe un chemin de roue libre actionné par les diodes.

Pour atteindre cet objectif, les tensions entre phases d'entrée doivent être mesurées afin de détecter le signe de la tension dans les deux commutateurs bidirectionnels

impliqués dans le processus de commutation. Cette stratégie suppose que lorsque la phase de sortie doit rester connectée à une phase d'entrée, les deux interrupteurs du commutateur d'aiguillage sont allumés.

Quand une commutation de la phase de sortie entre deux lignes d'entrée est exigée, il est tout d'abord nécessaire de déterminer le signe de la tension de ligne entre les deux phases à commuter, afin d'identifier au sein des deux commutateurs bidirectionnels les interrupteurs qui fonctionneront en "roue libre".

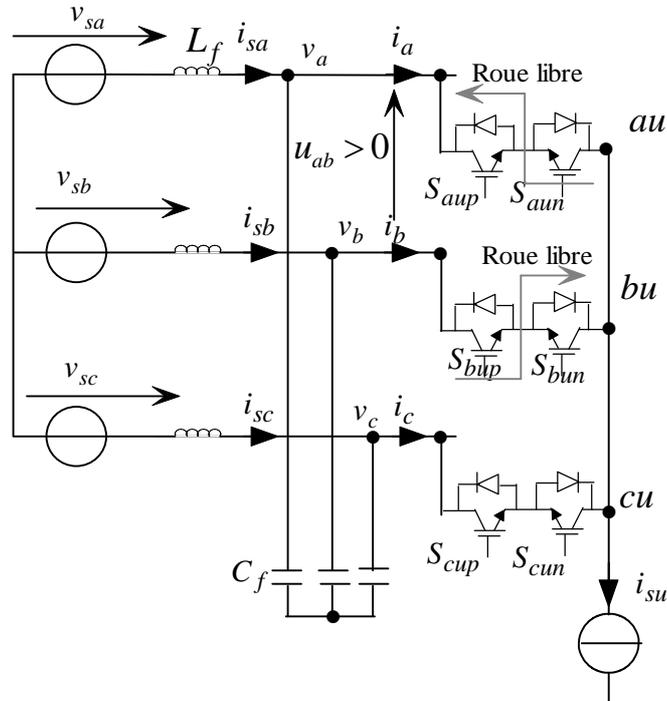


Fig.3.5 Principe de commutation du courant de la phase B à la phase A avec la tension de commutation  $u_{ab} > 0$ , pour  $u_{ab} < 0$  le chemin de roue libre s'inverse

En général, dans le cadre de la commutation des commutateurs bidirectionnels, les deux interrupteurs qui assurent la roue libre, sont ceux qui permettent le passage du courant vers la phase de sortie à partir de la phase d'entrée B ( $S_{bup}$  dans figure 3.5), et vers la phase A à partir de la phase d'entrée ( $S_{aun}$ ). Une fois que les chemins de roue libre ont été identifiés, la stratégie de commutation se résume dans les étapes suivantes:

**Etape 1 :** Fermeture de l'interrupteur  $S_{aun}$ .

**Etape 2 :** Ouverture de l'interrupteur  $S_{bun}$ .

**Etape 3 :** Fermeture de l'interrupteur  $S_{aup}$ .

**Etape 4 :** Ouverture de l'interrupteur  $S_{bup}$ .

Afin de garantir la sûreté de la commutation avec la stratégie présentée, un laps de temps doit être inséré entre les étapes. Se référant à la commutation du circuit illustré dans la figure 3.5, un diagramme de commutation est présenté dans la figure 3.6.

Cependant, il faut remarquer que le risque d'un court-circuit, ou d'un circuit ouvert, au cours du processus de commutation n'est pas complètement enlevé. En effet, si la mesure de la tension de commutation ( $u_{ab}$  dans la figure 3.5) n'est pas correcte, un

éventuel chemin court-circuit devient possible. Par conséquent, une mesure fiable de la tension d'entrée est exigée par la stratégie de commutation pour être efficace.

D'un point de vue pratique, le filtre d'entrée du convertisseur doit être bien dimensionné afin de réduire l'ondulation des tensions d'entrée et les risques d'erreur dans les mesures.

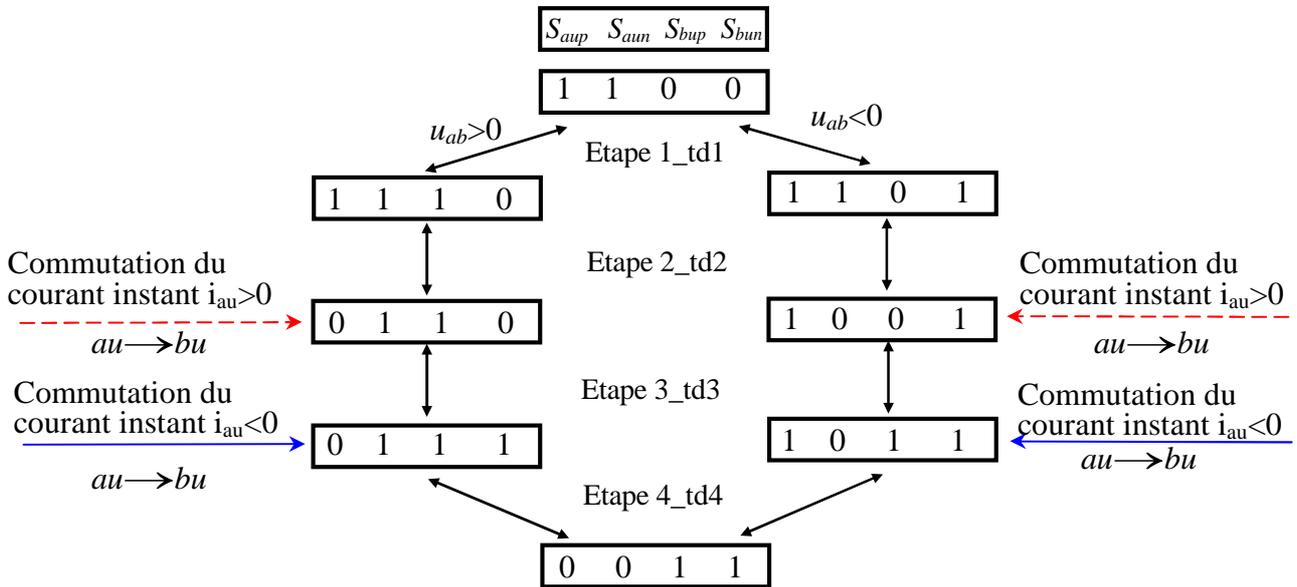


Fig.3.6 Diagramme à quatre étapes de la commutation, basée sur le signe de la tension, de deux commutateurs bidirectionnels en commutation

Comme pour la précédente stratégie de commutation présentée, l'extension de celle-ci à un convertisseur de puissance avec un nombre plus élevé de phases d'entrée n'implique pas d'importants problèmes parce que la commutation a toujours lieu entre deux commutateurs bidirectionnels et les autres commutateurs du convertisseur sont au repos durant le processus.

### 3.3.4 Stratégie de commutation à trois étapes basée sur le signe du courant et de la tension

Dans les deux stratégies de commutation examinées ci-dessus, l'instant de commutation du courant de sortie entre deux commutateurs bidirectionnels est en soi variable. Pour la stratégie de commutation basée sur la mesure du courant de sortie, l'instant de commutation dépend du signe de la tension à travers les commutateurs concernés dans le processus de commutation. D'une façon duale, l'instant de commutation, pour la stratégie de commutation basée sur le signe de la tension entre lignes d'entrée, dépend de la direction du courant de sortie.

Cette variabilité doit être prise en considération et compensée quand une modulation optimale des tensions de sortie et des courants d'entrée du convertisseur matriciel est désirée.

Un premier avantage de base de la stratégie de commutation en trois étapes proposées dans [Mat 01] est que le courant de sortie commute entre les commutateurs bidirectionnels au même instant que le début du processus de commutation. De cette façon, aucune compensation des temps de raccordement de la phase de sortie à la phase d'entrée par l'algorithme principal de contrôle n'est nécessaire.

L'analyse des stratégies de commutation ci-dessus, montre également que le temps nécessaire à un processus de commutation pour la stratégie à trois étapes est plus faible par rapport à la stratégie à quatre étapes. En outre, par le choix de différents délais pour différentes étapes, la valeur du temps nécessaire à un processus de commutation peut être encore réduite.

Il est important de souligner que ces améliorations sont atteintes sans nuire à la sécurité et l'efficacité de la commutation. Il peut être également noté que la stratégie à trois étapes exige les mêmes besoins en matériel que la stratégie fondée en quatre étapes de commutation. En effet, la stratégie de commutation à trois étapes nécessite également la connaissance des tensions d'entrée aussi, mais dans le cas d'un entraînement réglé, les tensions d'entrée sont déjà mesurées, car elles sont nécessaires à l'algorithme principal de contrôle.

La stratégie de commutation à trois étapes est expliquée ci-après en référence à la topologie de convertisseur affiché dans la figure 3.2. La stratégie à trois étapes de commutation requiert nécessairement:

- i) la détection du signe de courant de sortie;
- ii) la détection du signe de tension de commutation, où la tension de commutation est la tension entre phases définie comme la différence de la tension de ligne d'entrée entrante et sortante.

Quand une phase de sortie commute d'une phase d'entrée à une autre, alors deux ordres en trois étapes différentes de commutation sont disponibles.

- Si le courant de sortie est positif, alors les deux ordres de changement suivants sont employés en conséquence au signe de tension de commutation:

- a) si la tension de commutation est positive, l'interrupteur qui ne conduit pas le courant dans le commutateur bidirectionnel sortant est premièrement arrêté; alors l'interrupteur qui conduira le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant est mis en marche. Finalement, l'interrupteur qui conduit le courant dans le commutateur sortant et l'interrupteur qui ne conduira pas le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant sont simultanément et respectivement éteint et allumé;
- b) si la tension de commutation est négative, l'interrupteur qui ne conduit pas le courant dans le commutateur bidirectionnel sortant et l'interrupteur qui conduira le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant sont simultanément et respectivement éteint et allumé; alors l'interrupteur qui conduira le courant dans le commutateur entrant est mis en marche, l'ordre d'extinction de l'interrupteur du commutateur sortant est donné. Finalement, l'interrupteur qui ne conduira pas le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant est allumé et le courant s'établit dans la phase entrante.

- Si le courant de sortie est négatif, les ordres de commutation doivent être changés en fonction du signe de la tension de commutation, il suit cela:

- a) si la tension de commutation est positive, l'interrupteur qui ne conduit pas le courant dans le commutateur bidirectionnel sortant et l'interrupteur qui conduira le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant sont simultanément et respectivement éteint et allumé; alors l'interrupteur qui conduira le courant dans le commutateur entrant est mis en marche, l'ordre d'extinction de l'interrupteur du commutateur sortant est donné. Finalement l'interrupteur qui ne conduira pas le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant est allumé.
- b) si la tension de commutation est négative, l'interrupteur qui ne conduit pas le courant dans le commutateur sortant est arrêté premier lieu, alors l'interrupteur qui conduira le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant est mis en

marche. Finalement l'interrupteur qui ne conduira pas le courant dans le commutateur bidirectionnel entrant et l'interrupteur qui conduira le courant dans le commutateur sortant sont simultanément et respectivement allumé et éteint.

Dans la figure 3.7 le diagramme en trois étapes de commutation concernant la commutation entre la phase A de sortie et la phase C d'entrée est montrée comme exemple. Les différentes branches du diagramme sont directement liées au signe du courant de sortie  $i_{su}$  et de la tension entre phases d'entrée  $u_{ca}$  qui représente la tension de commutation entre le commutateur bidirectionnel entrant  $S_{cu}$  et le commutateur bidirectionnel sortant  $S_{au}$ .

Pour plus de clarté, le schéma équivalent de la cellule de commutation, pour chaque étape, est représenté par la figure 3.8. Le signe du courant de sortie est considéré positif ( $i_{su} > 0$ ) ainsi que le signe de la tension de commutation  $u_{ca} > 0$ . Quand l'instruction de commutation est donnée, la stratégie exécute l'ordre suivant:

**Etape 1 :** l'IGBT du commutateur sortant ( $au$ ) qui ne conduit pas le courant de sortie ( $S_{aun}$ ) est arrêté;

**Etape 2 :** l'IGBT du commutateur qui conduira le courant de sortie dans l'état d'équilibre final ( $S_{cup}$ ) est allumé. En raison du signe de la tension de commutation d'entrée, le courant de sortie commute de la phase A à la phase C, ce qui signifie que le courant de sortie est maintenant porté par l'IGBT ( $S_{cup}$ ).

**Etape 3 :** En même temps, l'IGBT du commutateur sortant ( $S_{aup}$ ) est arrêté et l'IGBT qui ne conduit pas le courant de l'interrupteur ( $S_{cun}$ ) dans la phase C est allumé.

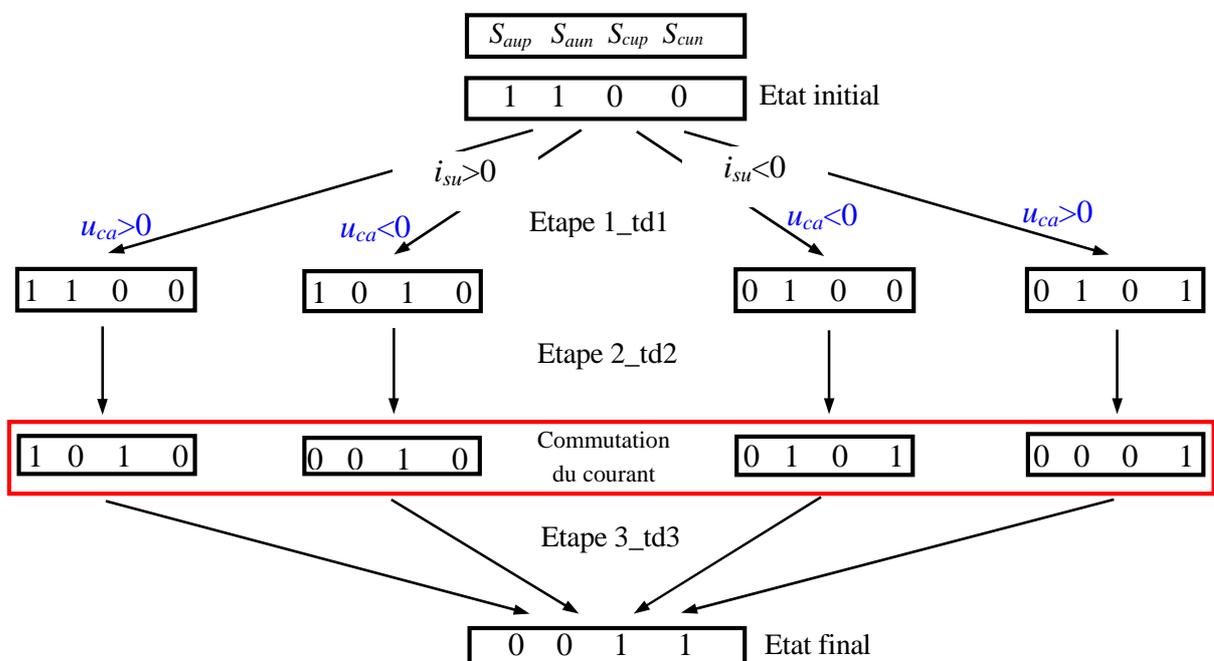


Fig.3.7 Diagramme de commutation à trois étapes ( $au \rightarrow cu$ ) basée sur le signe de la tension de ligne  $v_{ca}$  et du courant de phase  $i_{su}$

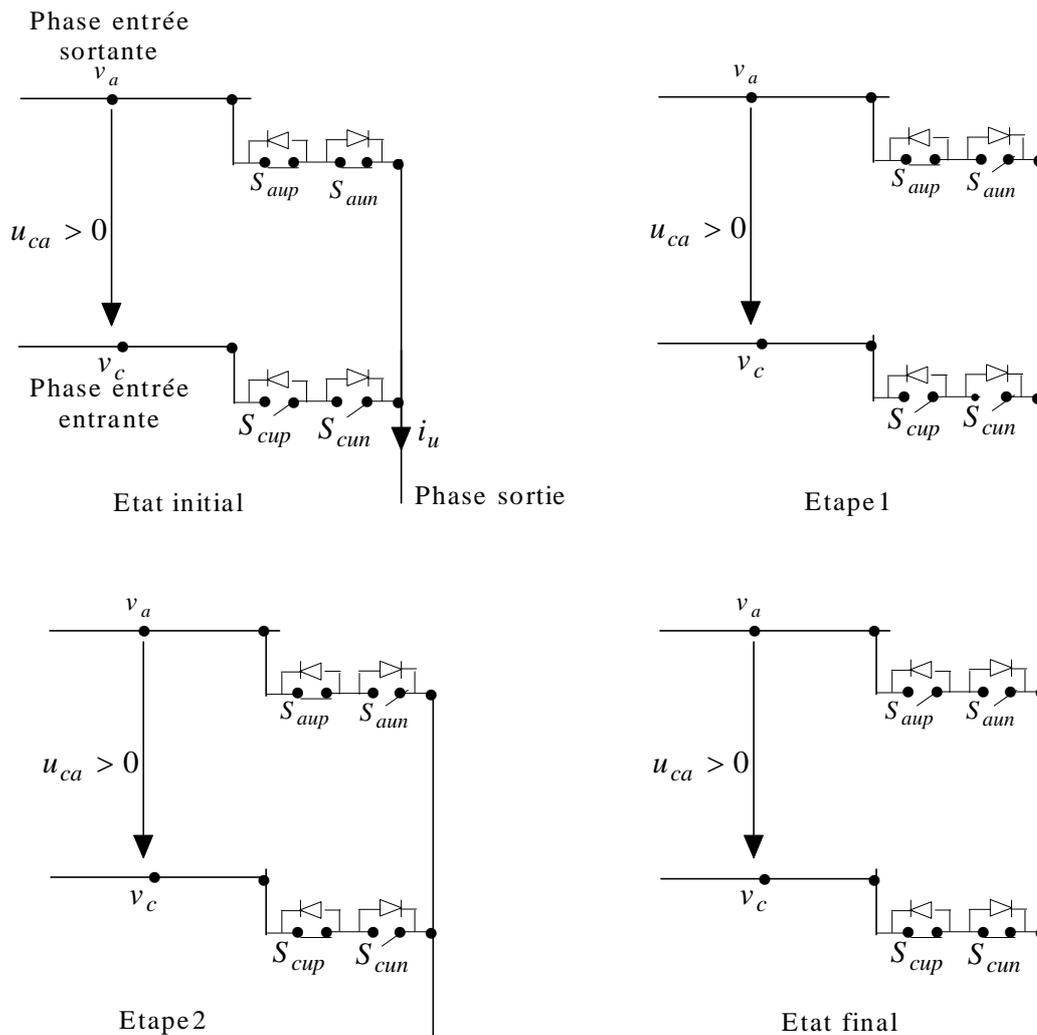


Fig.3.8 Principe de commutation du courant de la phase A à la phase C avec la tension de commutation  $u_{ca} > 0$  et  $i_{su} > 0$

### 3.4 Protection lors de l'enclenchement et du déclenchement du MC

Pendant le fonctionnement stationnaire du convertisseur, les stratégies de commutation présentées dans les sections précédentes assurent une protection fiable des éléments de puissance contre les surtensions.

Néanmoins, une situation particulière se présente lors de la mise en service du système notamment lors de son arrêt. Avant la mise en service, il existe deux possibilités pour l'état des commutateurs. Soit on les déclenche tous, soit on commute les trois phases de la charge sur la même phase d'entrée. Dans les deux cas, la tension de charge sera nulle. En plus, le courant sera égal à zéro dans le premier cas.

Dans les deux conditions, le départ des cycles de commutation ne cause aucun danger pour les commutateurs. En revanche, l'arrêt s'avère plus délicat. Le déclenchement de tous les commutateurs (blocages des signaux de commande) n'est possible que si les courants dans les trois phases de la charge s'annulent. Cependant, cette situation n'apparaît jamais pendant le fonctionnement stationnaire.

On peut choisir des procédés réalisables de déclenchement du système, à savoir :

- La possibilité de réglage des courants de charge à zéro par réglage superposé de courant avant que le convertisseur ne soit déclenché.
- L'utilisation d'un circuit de protection contre les surtensions à base de diodes « Circuit clamp » et le déclenchement se fait en ouvrant tous les commutateurs.

La première solution présente un grand désavantage. En effet, elle n'est efficace qu'en cas du fonctionnement correct de toute l'installation. Une protection contre les fautes du réglage ou la défaillance du système de commande n'est pas admissible. En plus, le temps de réaction est généralement trop élevé pour que la protection soit efficace pendant un régime transitoire et rapide du courant.

La deuxième solution est très fiable mais elle nécessite un pont de diodes supplémentaire ainsi qu'un condensateur de tampon. La figure 3. 9 montre une protection intégrale du convertisseur contre les surtensions [Sch 98][Nef 92][Ale 89].

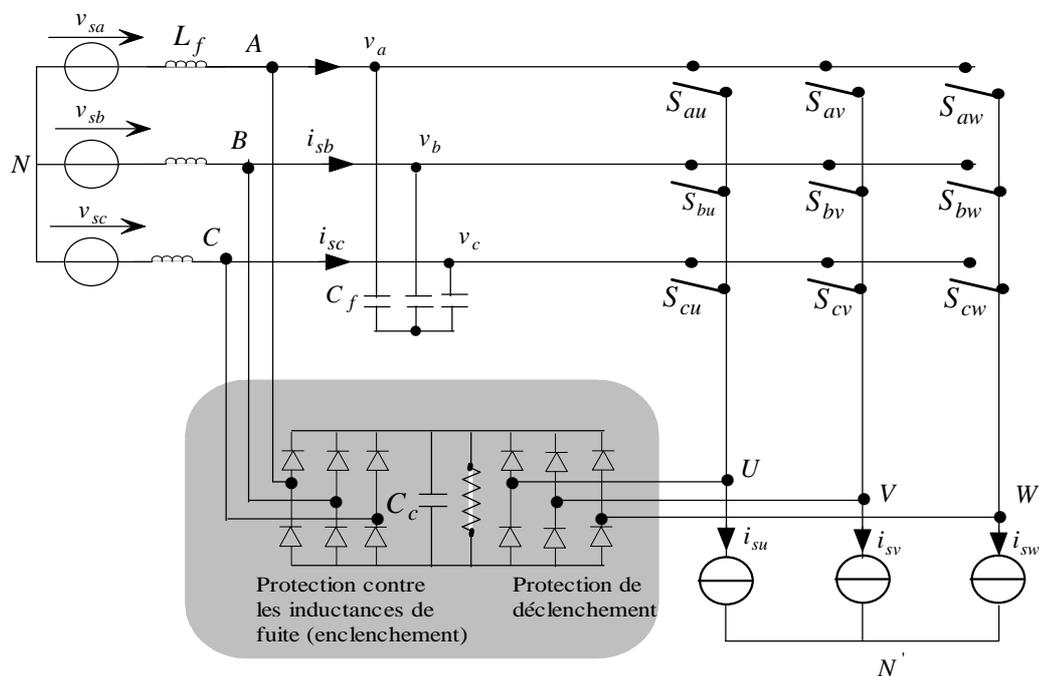


Fig.3.9 Circuit clamp associé à un convertisseur matriciel

### 3.5 Contraintes sur les commutateurs de puissance

Dans ce paragraphe, on déterminera les contraintes électriques sur les commutateurs. On se réfère pour cela à la première cellule de commutation représentée à la figure 3.10.

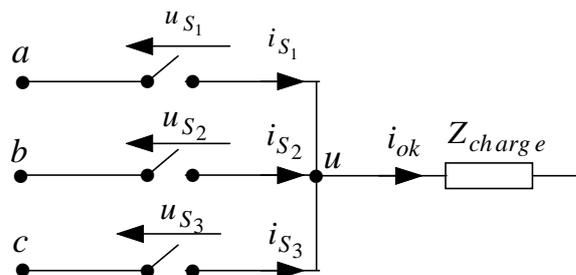


Fig.3.10 Groupe de trois commutateurs connectés à la même phase de sortie

### Chapitre 3 : Commutations dans le convertisseur matriciel

Pour le calcul des courants efficaces dans les commutateurs, on pose les hypothèses suivantes :

- Les contraintes sur les trois commutateurs sont symétriques par rapport à la période des courants dans les commutateurs. Cette période correspond au plus petit multiple des périodes du courant d'entrée et du courant de sortie.
- On ne ferme jamais deux commutateurs en même temps.
- Les courants dans les phases de la charge sont sinusoïdaux et équilibrés :

$$(i_{ok}(t) = \sqrt{2}I_o \sin\left(\omega_o t - \frac{2(k-1)\pi}{3}\right), \quad k = 1, 2, 3) \quad (3.1)$$

Dans ces conditions, on peut exprimer la valeur efficace du courant de phase de la charge de la manière suivante :

$$I_o = \sqrt{\frac{1}{T_p} \sum_{k=1}^3 \left( \int_0^{T_p} i_{S1}^2(t) dt \right)} = \sqrt{3}I_S \quad (3.2)$$

avec :  $I_{S1} = I_{S2} = I_{S3} = I_S$ . Il s'ensuit que la valeur efficace des courants dans les commutateurs est donnée par :

$$I_S = \frac{I_o}{\sqrt{3}} \quad (3.3)$$

Il est évident que le courant crête  $\hat{I}_S$  dans chaque commutateur est égal à la valeur crête du courant de phase de la charge, à savoir :

$$\hat{I}_S = \sqrt{2}I_o \quad (3.4)$$

Puisque les commutateurs sont réalisés à base de deux interrupteurs unidirectionnels à IGBT, la valeur du courant efficace par IGBT est encore réduite à :

$$I_S = \frac{I_o}{\sqrt{6}} \quad (3.5)$$

En plus, les contraintes en tension doivent être réparties d'une manière équilibrée sur les trois commutateurs. La valeur de crête de la tension aux bornes des commutateurs est donnée par la valeur de crête de la tension composée de la source, à savoir :

$$\hat{u}_S = \sqrt{3}\hat{v}_{source} \quad (3.6)$$

### 3.6 Conclusion

Etant donné qu'il n'existe aucun élément à semi-conducteur de puissance commandable à quatre quadrants, les commutateurs sont réalisés à base d'éléments de puissance unidirectionnels. Pour cela, on a le choix entre plusieurs topologies qui se divisent en deux catégories : les commutateurs à un élément encadré de diodes et les commutateurs à deux éléments mis en antiparallèle.

Pourtant, le problème-clé à résoudre pour la réalisation d'un convertisseur matriciel est la commutation du courant. D'une part, la continuité du courant de charge ne doit pas être gênée par la commutation phase à phase, d'autre part les tensions d'entrée ne doivent pas être mises en court-circuit par le chevauchement des intervalles de conduction.

Les stratégies présentées dans les sections précédentes permettent en effet de réaliser des commutations appropriées dans le MC. Néanmoins, l'utilisation de ces stratégies complique davantage les algorithmes de commande du convertisseur, ce qui exige des calculateurs de plus en plus performants et par conséquent, freine le développement du MC.

La protection des commutateurs doit être assurée pendant le fonctionnement stationnaire du convertisseur, mais aussi pendant le démarrage et l'arrêt. Cette dernière transition est particulièrement critique. Elle peut être contrôlée en ajoutant un circuit de protection supplémentaire ou par une commande plus évoluée des commutateurs.

Une autre approche pour surmonter le problème de la commutation dans le MC est apparue récemment, elle consiste à modifier sa topologie pour s'approcher de plus en plus des topologies conventionnelles de la conversion AC/DC/AC dans lesquelles les commutations sont largement maîtrisées. Le chapitre suivant sera justement réservé à la présentation et l'analyse de ces structures nouvelles connues sous le nom des convertisseurs matriciels indirects.

# **Chapitre 4**

## **Convertisseur matriciel indirect**

## Convertisseur matriciel indirect

### 4.1 Introduction

Les commutations constituent le problème majeur du convertisseur matriciel. Plusieurs solutions ont été publiées pour résoudre ce problème, soit en introduisant une commutation à plusieurs étapes ou en ajoutant un circuit de protection supplémentaire, ce qui augmente largement la complexité du convertisseur matriciel [Nie 99][ Whe 02]. Jusqu'à présent, ces solutions ne semblent pas être suffisantes pour permettre au convertisseur matriciel de quitter les laboratoires de recherche pour s'imposer dans le milieu industriel.

Dans ce présent chapitre, une nouvelle structure de convertisseur matriciel est présentée, elle est répandue dans certains travaux récents sous le nom du convertisseur matriciel indirect (IMC). Cette structure présente les avantages suivants:

- Le IMC possède les mêmes performances que le convertisseur matriciel classique, à savoir : un bon rapport de tension sortie/entrée, fonctionnement en quatre quadrants, facteur de puissance d'entrée unitaire et de forme d'onde sinusoïdale pure, avec seulement des harmoniques d'ordre élevé dans le courant d'entrée et la tension de sortie.
- Les algorithmes classiques de commande par modulation de largeurs d'impulsions d'onduleurs peuvent être utilisés, ce qui peut simplifier grandement son circuit.
- Tous les interrupteurs commutent à courant nul. Par conséquent, ce nouveau convertisseur ne pose plus les problèmes de la commutation du convertisseur matriciel classique.
- Ne nécessite pas d'éléments supplémentaires de stockage d'énergie, sauf comme pour le MC, le filtre d'entrée.
- Le circuit de clamp beaucoup plus simple, par rapport à la structure MC.

Dans ce chapitre nous commençons par examiner le fonctionnement de base de cette structure ainsi que les différentes topologies possibles pour réaliser le convertisseur IMC. Un algorithme de commande MLI adapté est ensuite implémenté. Cet algorithme permet le maintien de la forme d'onde sinusoïdale du courant d'entrée et de la tension de sortie ; il garantit également la commutation à courant nul des commutateurs du côté de la source de tension. Afin de vérifier sa faisabilité, des simulations numériques sont prévues. Enfin, dans la perspective de développement des structures multi-niveaux du convertisseur matriciel, nous présentons la topologie IMC à trois niveaux et son algorithme de commande.

## 4.2 Les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect

### 4.2.1 Introduction

Les tensions de sortie du convertisseur matriciel (MC), sont directement obtenues par l'équation (4.1).

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{au} & F_{bu} & F_{cu} \\ F_{av} & F_{bv} & F_{cv} \\ F_{aw} & F_{bw} & F_{cw} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Avec

$u_{su}$ ,  $u_{sv}$  et  $u_{sw}$  sont les trois tensions de sortie par rapport au neutre N.

$v_{sa}$ ,  $v_{sb}$  et  $v_{sc}$  sont les trois tensions d'entrée par rapport au neutre N.

$F_{ij}$  est la fonction de connexion de l'interrupteur  $S_{ij}$ . Les indices des interrupteurs sont définis comme  $i \in \{a, b, c\}$  et  $j \in \{u, v, w\}$ .

Les tensions  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$ ,  $v_{sw}$  sont données en fonction des tensions  $u_{su}$ ,  $u_{sv}$ ,  $u_{sw}$ , comme suit :

$$\begin{cases} v_{su} = \frac{1}{3} [2u_{su} - u_{sv} - u_{sw}] \\ v_{sv} = \frac{1}{3} [2u_{sv} - u_{su} - u_{sw}] \\ v_{sw} = \frac{1}{3} [2u_{sw} - u_{sv} - u_{su}] \end{cases} \quad (4.2)$$

$v_{su}$ ,  $v_{sv}$  et  $v_{sw}$  sont les trois tensions de sortie par rapport au neutre N'.

A partir de l'équation (4.1) en introduisant deux potentiels  $V_{dcp}$  et  $V_{dcn}$ , on aura :

$$\begin{bmatrix} u_{su} \\ u_{sv} \\ u_{sw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{up} & F_{un} \\ F_{vp} & F_{vn} \\ F_{wp} & F_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{ap} & F_{bp} & F_{cp} \\ F_{an} & F_{bn} & F_{cn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Le convertisseur IMC est dérivé directement des équations (4.3) et (4.4). En comparant ces deux équations avec l'équation (4.1), on constate que mathématiquement les deux structures MC et IMC sont identiques.

Le nombre d'interrupteurs de la structure IMC est augmenté par rapport à la structure MC. Néanmoins, sous certaines conditions le nombre d'interrupteurs de la topologie IMC peut être réduit. Nous exposons par la suite les configurations IMC les plus usuelles.

### 4.2.2 Différentes Topologies de l'IMC

Dans l'équation (4.4) les commutateurs quatre quadrants du côté de charge peuvent être remplacés par des commutateurs bi-directionnels en courants si le potentiel  $V_{dcp}$  est toujours supérieur au potentiel  $V_{dcn}$ . Dans ces conditions, une topologie 18-interrupteurs peut être obtenue comme le représente la figure 4.1 [Iim 97][Wei 01][Kol 02].

Comme les commutateurs  $S_{app}$  et  $S_{anp}$  peuvent partager le même signal de commande, ces deux commutateurs peuvent être remplacés par un commutateur simple et deux diodes en antisérie, ceci nous permet d'obtenir la topologie 15-interrupteurs montrée par la figure 4.2 [Hol 89][Kol 02].

Si on remplace les commutateurs quatre quadrants de la figure 4.1 par leurs équivalents (un interrupteur commandable encadré de diodes), une topologie à 12-interrupteurs peut être obtenue comme le montre la figure 4.3.a [Hol 89][Kol 02].

Si la condition du courant  $i_{dc} \geq 0$  est garantie, le nombre de commutateurs peut être encore réduit. Par exemple, les commutateurs  $S_{jpn}$ ,  $S_{jnn}$  ( $j \in \{a,b,c\}$ ) ne conduisent jamais si le convertisseur est configuré selon la topologie à 18-interrupteurs (figure 4.1). Si ces commutateurs sont enlevés, la topologie à 12-interrupteurs peut être déduite comme le montre la figure 4.3.b. La topologie obtenue est équivalente à un redresseur de courant (CSC) côté entrée et onduleur de tension côté charge (VSI). Le CSC sert à fournir une tension  $V_{dc} > 0$  et l'VSI permet de maintenir  $i_{dc} > 0$ .

De même, de la figure 4.2, si le courant  $i_{dc} \geq 0$  il peut également être démontré qu'aucun courant ne circule à travers  $S_{jp}$  et  $S_{jn}$  lorsque le convertisseur est configuré selon la topologie à 15-interrupteurs. Ainsi, ces six commutateurs peuvent être enlevés et la topologie à 9-interrupteurs est obtenue comme le montre la figure 4.4. Généralement, la topologie à 9-interrupteurs montre les mêmes performances que la topologie à 12-interrupteurs, sauf qu'elle a des pertes de conduction un peu plus élevées.

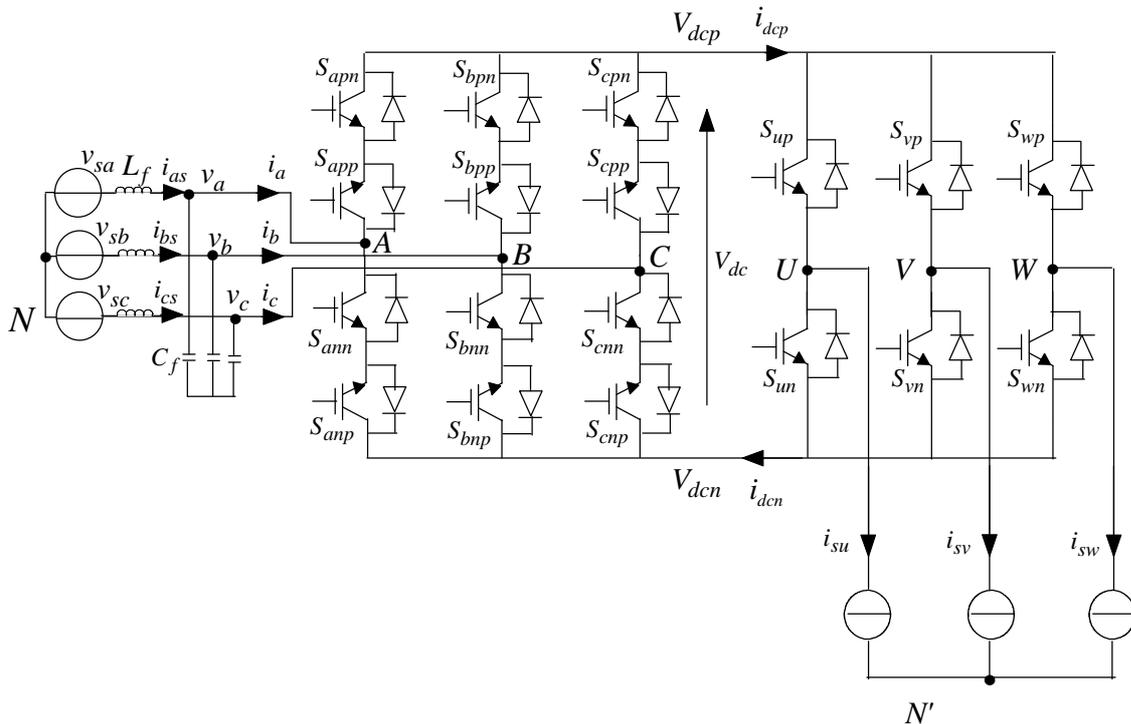


Fig.4.1 Topologie IMC à 18-interrupteurs

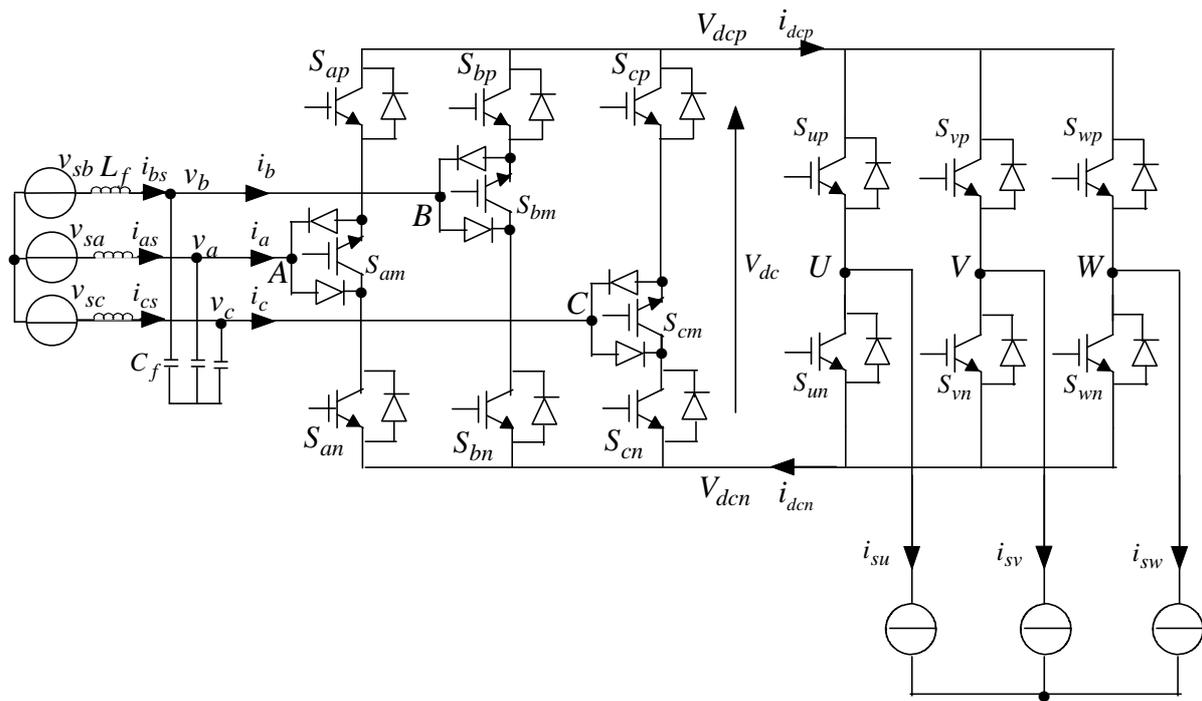


Fig.4.2 Topologie IMC à 15-interrupteurs

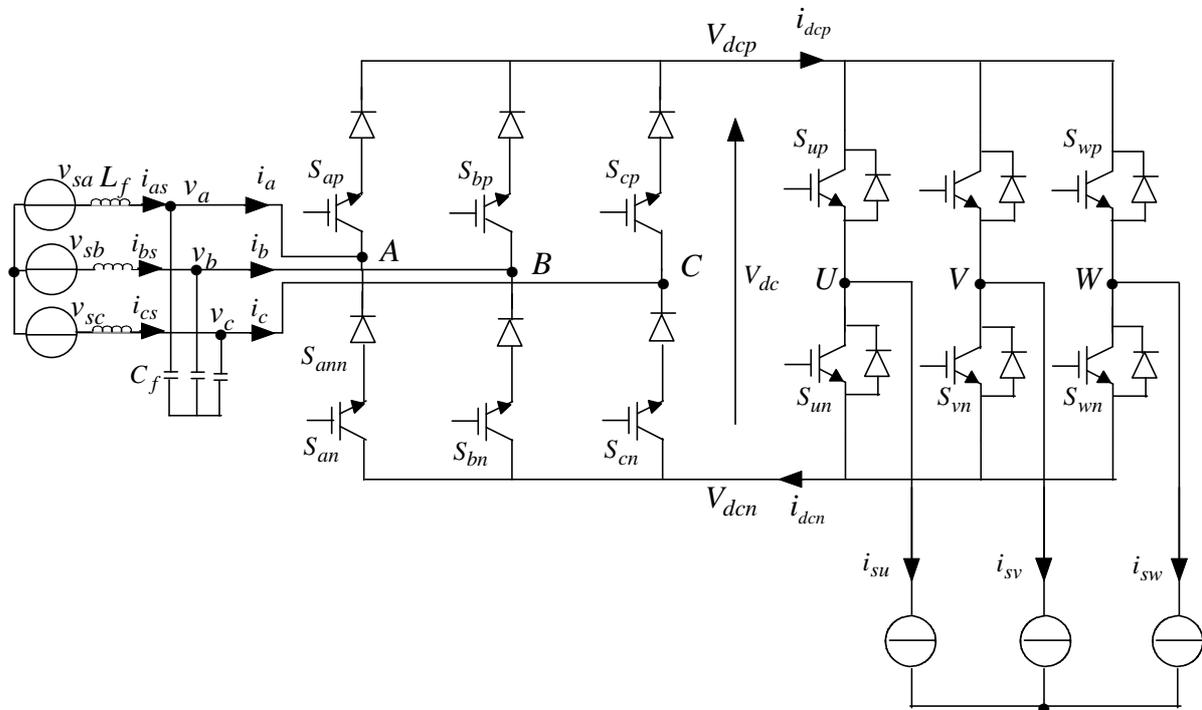


Fig.4.3 Topologie IMC à 12-interrupteurs

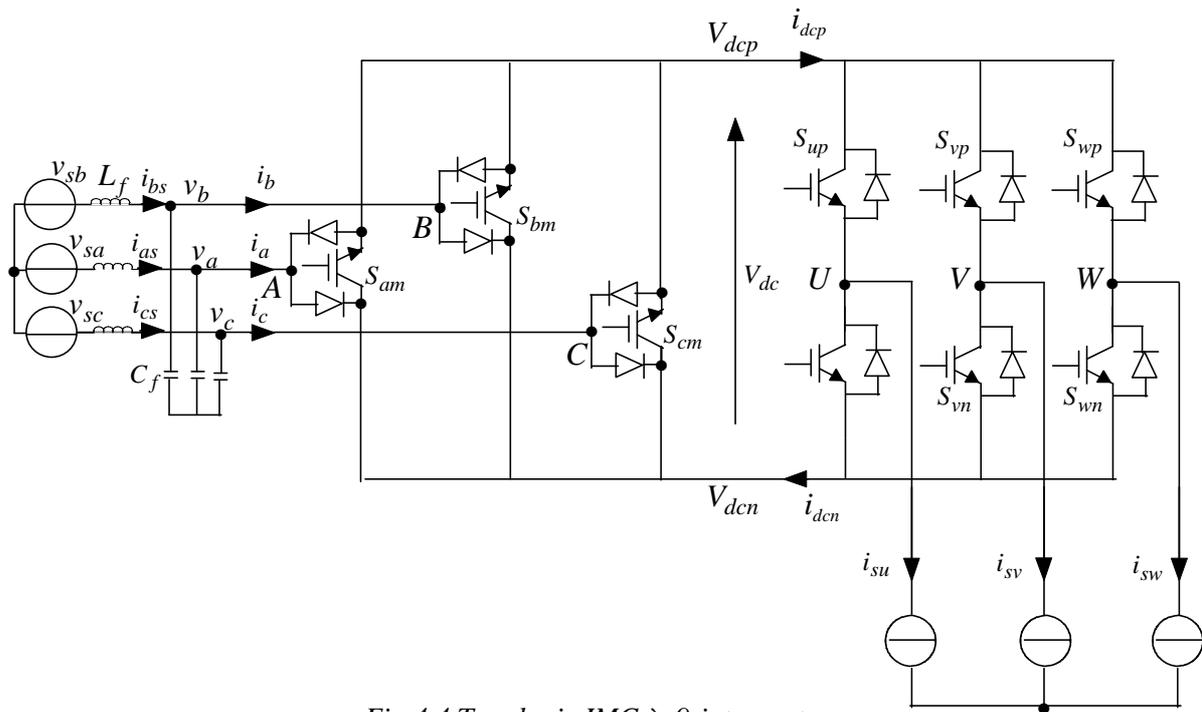


Fig.4.4 Topologie IMC à 9-interrupteurs

Le tableau 4.1 résume les caractéristiques principales de différentes topologies IMC présentées précédemment.

Tableau 4.1 Caractéristiques principales de différentes topologies IMC

Topologie	IMC à 9-interrupteurs	IMC à 12-interrupteurs	IMC à 15-interrupteurs	IMC à 18-interrupteurs	MC
IGBT	9	12	15	18	18
Diode	18	12	18	18	18
Commutation	Facile	Facile	Facile	Facile	Difficile
4-quadrants	Non	Non	Oui	Oui	Oui
Commandabilité	Non	Non	Oui	Oui	Oui
FP limitation	Oui	Oui	Non	Non	Non
Rapport de transfert	0.866	0.866	0.866	0.866	0.866

Nota:

FP: désigne le facteur de puissance

### 4.2.3 Circuit clamp pour les structures IMC

Le circuit clamp est un élément important à la fois pour le convertisseur MC et le convertisseur IMC. Dans des conditions normales de fonctionnement, la stratégie de commutation assure généralement une protection fiable des éléments de puissance contre les surtensions. Néanmoins, si tous les commutateurs sont ouverts en même temps (éventuel défaut, arrêt du convertisseur), le circuit clamp peut prendre en charge l'énergie stockée dans l'inductance de la charge.

Le circuit clamp du convertisseur IMC est beaucoup plus simple que le circuit clamp du convertisseur MC. En effet, dans les structures IMC le circuit clamp est constitué seulement d'une diode  $D_c$  et d'un condensateur  $C_c$ . Un exemple est montré sur la figure.4.5 pour la topologie 9-interrupteurs. Il est à noter que le même circuit peut être utilisé quelle que soit la topologie IMC [Wei 03].

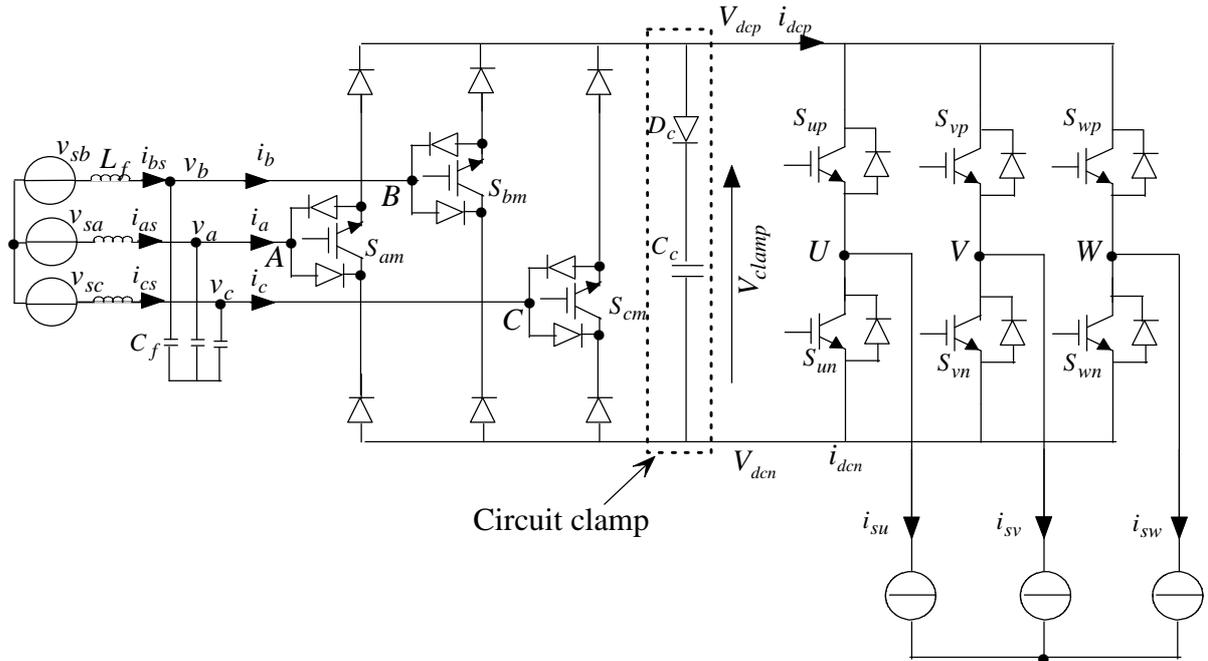


Fig.4.5 Circuit clamp pour la topologie IMC à 9-interrupteurs

Le fonctionnement du circuit est comme suit :

- Lors de la mise en marche du convertisseur, tous les commutateurs du côté source de tension sont activés initialement, ce qui permet de charger le condensateur jusqu'à la tension crête entre lignes.
- Une fois le condensateur  $C_c$  est complètement chargé, la diode  $D_c$  se retrouve bloquée ( $V_{clamp} > V_{dc}$ ).
- En cas d'un déclenchement du convertisseur, tous les commutateurs se bloquent immédiatement. Le circuit clamp offre un chemin de roue libre pour la décharge de l'inductance de la charge en évitant ainsi les surtensions pouvant être générées par l'ouverture d'un circuit inductif.

## 4.3 Commande par MLI vectorielle de l'IMC

### 4.3.1 Introduction

Après avoir introduit dans la section précédente les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect, pour montrer la qualité d'ondes obtenues avec cette structure et la nature adoucie des commutations, la présentation d'un algorithme de commande s'avère plus que nécessaire. Dans cette section, la commande MLI vectorielle avec ajustement du facteur de puissance pour la topologie à 18-interrupteurs sera présentée.

Dans le but de simplifier le raisonnement, on suppose qu'il n'existe pas de filtre d'entrée, ce qui nous permet d'obtenir, à partir de la figure 4.1, les équations suivantes :

$$L_f = 0 ; C_f = 0 ; v_{si} = v_i ; i_{si} = i_i \quad (4.5)$$

avec

$v_i$  est la tension simple de la phase d'entrée  $i$ ,  $i \in \{a, b, c\}$

$i_i$  est le courant de ligne de la phase d'entrée  $i$ ,  $i \in \{a, b, c\}$

#### Chapitre 4: Convertisseur matriciel indirect

$L_f$  : Inductance d'une phase d'entrée et  $C_f$  : Capacité d'une phase d'entrée.

Pour une source de tension d'entrée triphasée équilibrée

$$\begin{cases} v_{sa} = V_{em} \cos \theta_{av} = V_{em} \cos(\omega_e t) \\ v_{sb} = V_{em} \cos \theta_{bv} = V_{em} \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc} = V_{em} \cos \theta_{cv} = V_{em} \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.6)$$

Les courants de sortie sont considérés comme une source de courant triphasée

$$\begin{cases} i_{su} = I_{sm} \cos \theta_{si} = I_{sm} \cos(\omega_s t + \varphi_s) \\ i_{sv} = I_{sm} \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ i_{sw} = I_{sm} \cos\left(\omega_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.7)$$

avec :

$\omega_e$  et  $\omega_s$  représentent respectivement les pulsations des grandeurs d'entrée et de sortie.

$\varphi_s$  représente la phase initiale du courant de sortie.

$V_{em}$  et  $I_{sm}$  sont les amplitudes maximales respectivement de la tension de phase d'entrée et du courant de phase de sortie.

$\theta_{av}$ ,  $\theta_{bv}$  et  $\theta_{cv}$  sont les angles électriques des tensions des phases A, B et C.

Par ailleurs, les courants d'entrée et les tensions de sortie prévus peuvent être décrits par :

$$\begin{cases} i_{sa} = I_{em} \cos \theta_a = I_{em} \cos(\omega_e t - \psi_e) \\ i_{sb} = I_{em} \cos \theta_b = I_{em} \cos\left(\omega_e t - \frac{2\pi}{3} - \psi_e\right) \\ i_{sc} = I_{em} \cos \theta_c = I_{em} \cos\left(\omega_e t + \frac{2\pi}{3} - \psi_e\right) \end{cases} \quad (4.8)$$

$$\text{et} \quad \begin{cases} v_{su} = V_{sm} \cos \theta_{su} = V_{sm} \cos(\omega_s t + \varphi_s + \psi_s) \\ v_{sv} = V_{sm} \cos \theta_{sv} = V_{sm} \cos\left(\omega_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3} + \psi_s\right) \\ v_{sw} = V_{sm} \cos \theta_{sw} = V_{sm} \cos\left(\omega_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3} + \psi_s\right) \end{cases} \quad (4.9)$$

avec :

$\psi_e = \theta_{av} - \theta_a$  : déphasage tension-courant d'entrée.

$\psi_s = \theta_{su} - \theta_{si}$  : déphasage tension-courant de sortie

$\theta_a$ ,  $\theta_b$  et  $\theta_c$  sont les angles électriques des courants des phases A, B et C.

$\theta_{su}$ ,  $\theta_{sv}$  et  $\theta_{sw}$  sont les angles électriques des tensions des phases U, V et W.



Tableau 4.2 Etats possibles du l'IMC et vecteurs de sortie ( $v_{sa} > v_{sb} > v_{sc}$ )

N°	P	N	U	V	W	$v_{su}$	$v_{sv}$	$v_{sw}$	$i_{sa}$	$i_{sb}$	$i_{sc}$	$V_{dc}$	$i_{dc}$	$ V_o $	$\angle V_o$
1	X	X	P	P	P	$v_{sx}$	$v_{sx}$	$v_{sx}$	0	0	0	X	0	0	-
2	X	X	N	N	N	$v_{sx}$	$v_{sx}$	$v_{sx}$	0	0	0	X	0	0	-
3	A	A	X	X	X	$v_{sa}$	$v_{sa}$	$v_{sa}$	0	0	0	0	0	0	-
4	B	B	X	X	X	$v_{sb}$	$v_{sb}$	$v_{sb}$	0	0	0	0	0	0	-
5	C	C	X	X	X	$v_{sc}$	$v_{sc}$	$v_{sc}$	0	0	0	0	0	0	-
6	A	B	P	N	N	$v_{sa}$	$v_{sb}$	$v_{sb}$	$i_{su}$	$-i_{su}$	0	$u_{ab}$	$i_{su}$	$u_{ab}$	0
7	A	B	P	N	P	$v_{sa}$	$v_{sb}$	$v_{sa}$	$-i_{sv}$	$i_{sv}$	0	$u_{ab}$	$-i_{sv}$	$u_{ab}$	$\pi/3$
8	A	B	N	N	P	$v_{sb}$	$v_{sb}$	$v_{sa}$	$i_{sw}$	$-i_{sw}$	0	$u_{ab}$	$i_{sw}$	$u_{ab}$	$2\pi/3$
9	A	B	N	P	P	$v_{sb}$	$v_{sa}$	$v_{sa}$	$-i_{su}$	$i_{su}$	0	$u_{ab}$	$-i_{su}$	$u_{ab}$	$\pi$
10	A	B	N	P	N	$v_{sb}$	$v_{sa}$	$v_{sb}$	$i_{sv}$	$-i_{sv}$	0	$u_{ab}$	$i_{sv}$	$u_{ab}$	$4\pi/3$
11	A	B	P	P	N	$v_{sa}$	$v_{sa}$	$v_{sb}$	$-i_{sw}$	$i_{sw}$	0	$u_{ab}$	$-i_{sw}$	$u_{ab}$	$5\pi/3$
12	A	C	P	N	N	$v_{sa}$	$v_{sc}$	$v_{sc}$	$i_{su}$	0	$-i_{su}$	$u_{ac}$	$i_{su}$	$u_{ac}$	0
13	A	C	P	N	P	$v_{sc}$	$v_{sc}$	$v_{sa}$	$-i_{sv}$	0	$i_{sv}$	$u_{ac}$	$-i_{sv}$	$u_{ac}$	$\pi/3$
14	A	C	N	N	P	$v_{sc}$	$v_{sc}$	$v_{sa}$	$i_{sw}$	0	$-i_{sw}$	$u_{ac}$	$i_{sw}$	$u_{ac}$	$2\pi/3$
15	A	C	N	P	P	$v_{sc}$	$v_{sa}$	$v_{sa}$	$-i_{su}$	0	$i_{su}$	$u_{ac}$	$-i_{su}$	$u_{ac}$	$\pi$
16	A	C	N	P	N	$v_{sc}$	$v_{sa}$	$v_{sc}$	$i_{sv}$	0	$-i_{sv}$	$u_{ac}$	$i_{sv}$	$u_{ac}$	$4\pi/3$
17	A	C	P	P	N	$v_{sa}$	$v_{sa}$	$v_{sc}$	$-i_{sw}$	0	$i_{sw}$	$u_{ac}$	$-i_{sw}$	$u_{ac}$	$5\pi/3$
18	B	C	P	N	N	$v_{sb}$	$v_{sc}$	$v_{sc}$	0	$i_{su}$	$-i_{su}$	$u_{bc}$	$i_{su}$	$u_{bc}$	0
19	B	C	P	N	P	$v_{sc}$	$v_{sc}$	$v_{sb}$	0	$-i_{sv}$	$i_{sv}$	$u_{bc}$	$-i_{sv}$	$u_{bc}$	$\pi/3$
20	B	C	N	N	P	$v_{sc}$	$v_{sc}$	$v_{sb}$	0	$i_{sw}$	$-i_{sw}$	$u_{bc}$	$i_{sw}$	$u_{bc}$	$2\pi/3$
21	B	C	N	P	P	$v_{sc}$	$v_{sb}$	$v_{sb}$	0	$-i_{su}$	$i_{su}$	$u_{bc}$	$-i_{su}$	$u_{bc}$	$\pi$
22	B	C	N	P	N	$v_{sc}$	$v_{sb}$	$v_{sc}$	0	$i_{sv}$	$-i_{sv}$	$u_{bc}$	$i_{sv}$	$u_{bc}$	$4\pi/3$
23	B	C	P	P	N	$v_{sb}$	$v_{sb}$	$v_{sc}$	0	$-i_{sw}$	$i_{sw}$	$u_{bc}$	$-i_{sw}$	$u_{bc}$	$5\pi/3$

Nota: X correspond à l'un des potentiels P,N ou égal à l'une des phases U, V, W.

### 4.3.3 Méthode de commutation

#### 4.3.3.1 Les six secteurs de fonctionnement

Six intervalles de fonctionnement peuvent être identifiés en se basant sur la détection de la synchronisation de l'angle de courant d'entrée ; pour un facteur de puissance unitaire à l'entrée du convertisseur ces intervalles peuvent être directement

déterminés par les tensions d'entrée, voir figure 4.7. On constate que dans chaque intervalle, seulement une des tensions de phase d'entrée a la plus grande valeur absolue.

Par exemple,  $v_{sa}$  à la plus grande tension absolue dans le secteur 1,  $v_{sc}$  a la plus grande valeur absolue dans le secteur 2, et ainsi de suite.

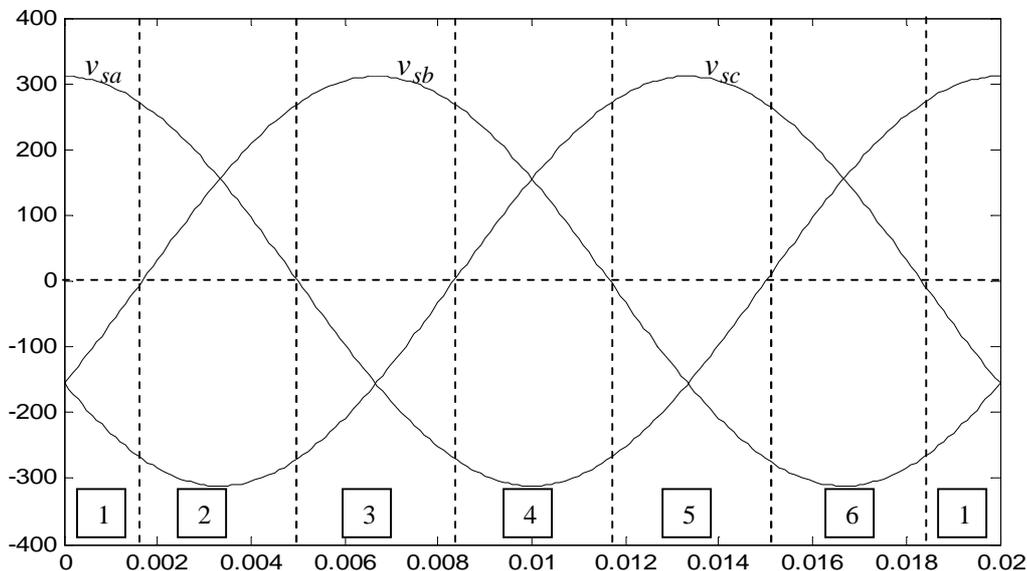


Fig.4.7 Les secteurs de fonctionnement pour un facteur de puissance unitaire

#### 4.3.3.2 Deux portions et le circuit équivalent pour chaque portion

Chaque secteur de fonctionnement de l'IMC peut être subdivisé en deux portions. La valeur moyenne de la tension du bus continu  $V_{dc}$  peut être maintenue constante par la sélection appropriée des cycles de fonctionnement de ces deux portions (choix des interrupteurs à mettre en conduction et le contrôle de la durée de conduction de chacun).

A titre d'exemple, dans le secteur 2, la valeur absolue de la tension  $v_{sc}$  est la plus grande, dans la portion 1 la valeur absolue de la tension  $v_{sa}$  est supérieure à celle de  $v_{sb}$ , dans la portion 2 c'est l'inverse. Donc les interrupteurs à mettre en conduction dans l'étage redresseur sont :

- Dans la première portion,  $S_{bpp}, S_{bpn}, S_{cnp}, S_{cnn}$  .
- Dans la deuxième portion,  $S_{app}, S_{apn}, S_{cnp}, S_{cnn}$  .

Les figures 4.8 et 4.9 représentent le circuit équivalent du convertisseur dans les secteurs 2 et 5, respectivement.

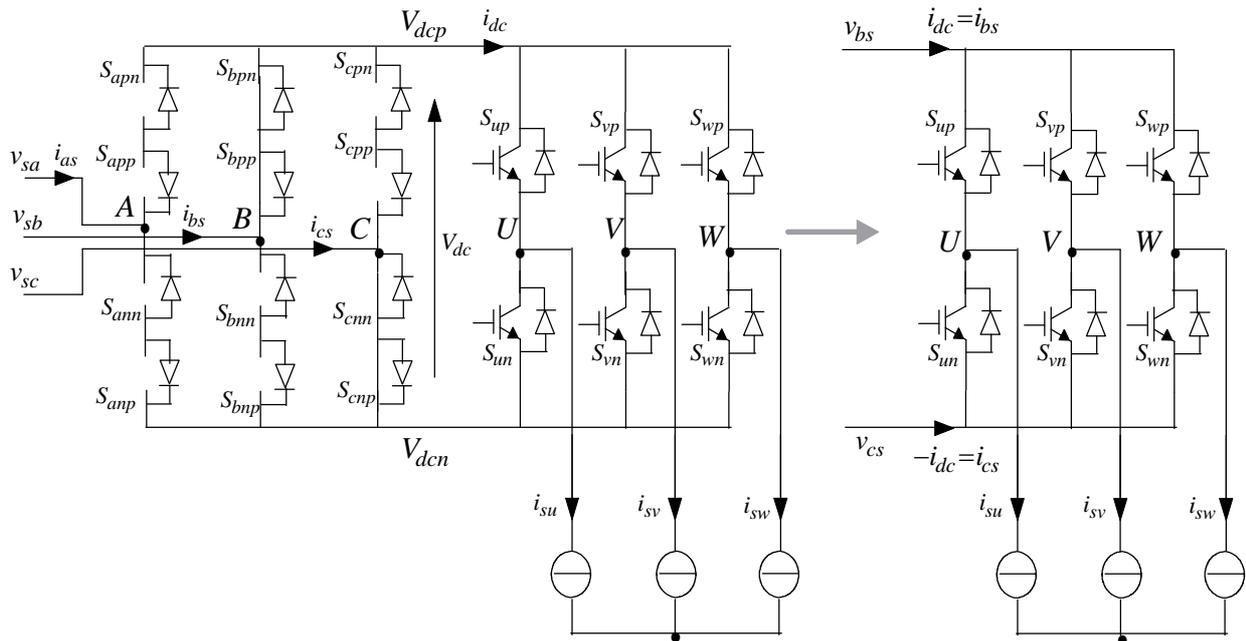


Fig.4.8.a Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 1, secteur 2

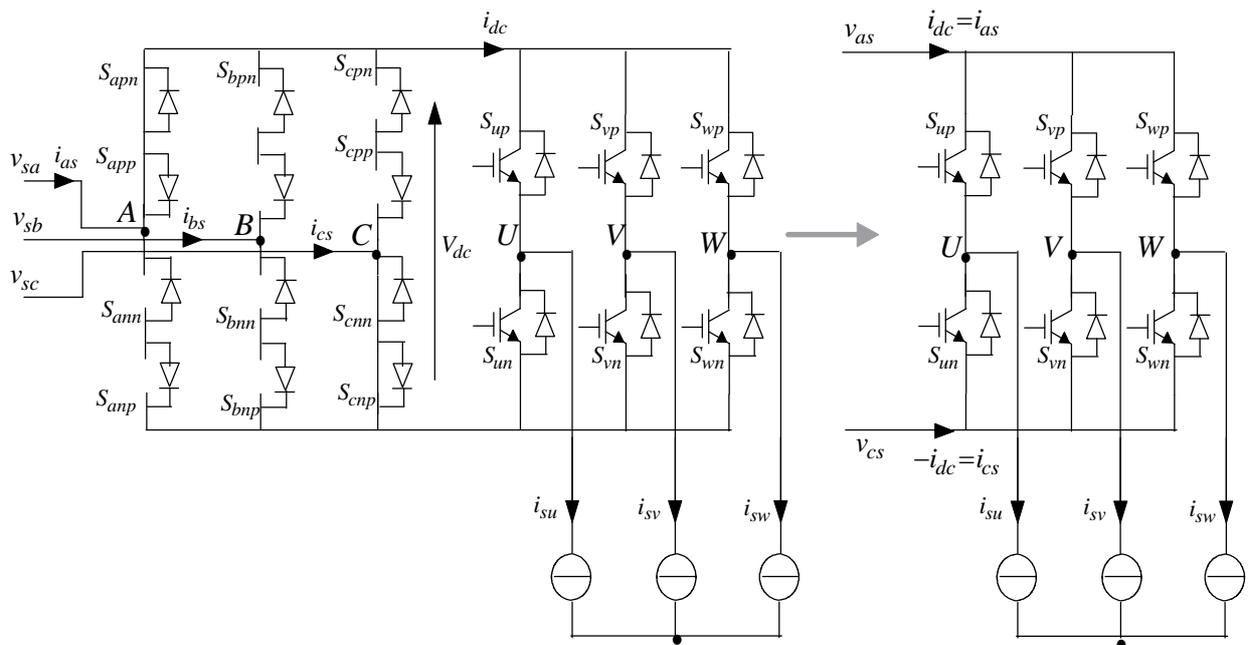


Fig.4.8.b Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 2, secteur 2

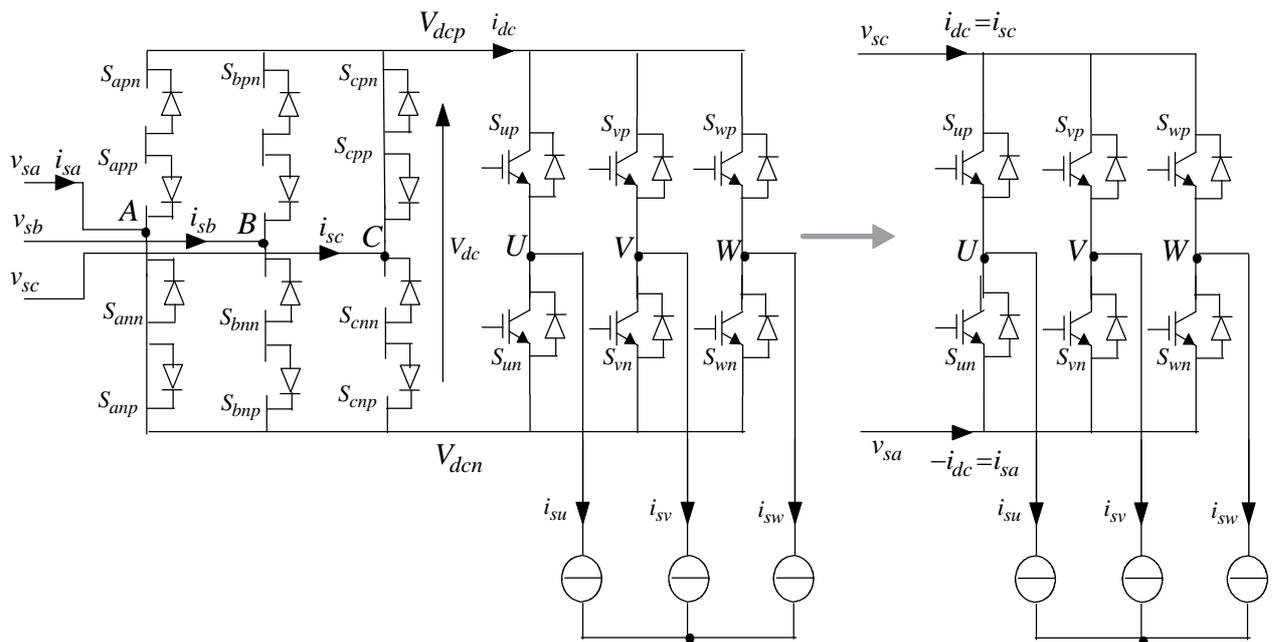


Fig.4.9.a Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 1, secteur 5

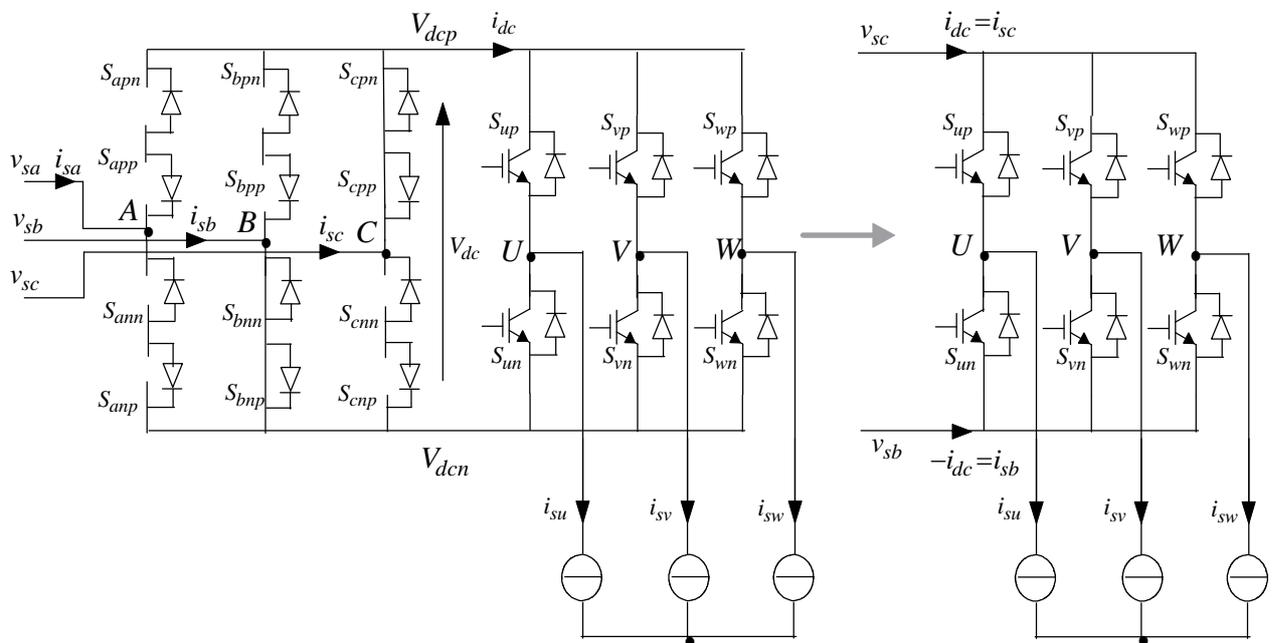


Fig.4.9.b Circuit équivalent du convertisseur durant la portion 2, secteur 5

Le tableau 4.3, résume pour chaque secteur de fonctionnement les interrupteurs activés de l'étage redresseur ainsi que la tension du bus continue dans chaque secteur.

Tableau 4.3 les interrupteurs en conduction de l'étage redresseur et la tension du bus continu fictif pour chaque secteur

Secteur	Portion 1		Portion 2	
	Interrupteurs en conduction	$V_{dc}$	Interrupteurs en conduction	$V_{dc}$
1	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{apn}, S_{app}$	$v_{sa} - v_{sb}$	$S_{cnp}, S_{cnn}, S_{apn}, S_{app}$	$v_{sa} - v_{sc}$
2	$S_{bpp}, S_{bpn}, S_{cnp}, S_{cnn}$	$v_{sb} - v_{sc}$	$S_{app}, S_{apn}, S_{cnp}, S_{cnn}$	$v_{sa} - v_{sc}$
3	$S_{cnp}, S_{cnn}, S_{bpn}, S_{bpp}$	$v_{sb} - v_{sc}$	$S_{anp}, S_{ann}, S_{bpn}, S_{bpp}$	$v_{sb} - v_{sa}$
4	$S_{cpp}, S_{cpn}, S_{anp}, S_{ann}$	$v_{sc} - v_{sa}$	$S_{bpp}, S_{bpn}, S_{anp}, S_{ann}$	$v_{sb} - v_{sa}$
5	$S_{anp}, S_{ann}, S_{cpn}, S_{cpp}$	$v_{sc} - v_{sa}$	$S_{bnp}, S_{bnn}, S_{cpn}, S_{cpp}$	$v_{sc} - v_{sb}$
6	$S_{app}, S_{apn}, S_{bnp}, S_{bnn}$	$v_{sa} - v_{sb}$	$S_{cpp}, S_{cpn}, S_{bnp}, S_{bnn}$	$v_{sa} - v_{sb}$

A partir du tableau 4.2, on peut définir une fonction de modulation  $m_{jk}$ , pour chaque interrupteur quatre quadrants  $S_{jk}$  ( $j \in \{a,b,c\}$  et  $k \in \{p,n\}$ ), les chronogrammes des fonctions de modulation obtenues sont représentés par la figure 4.10.

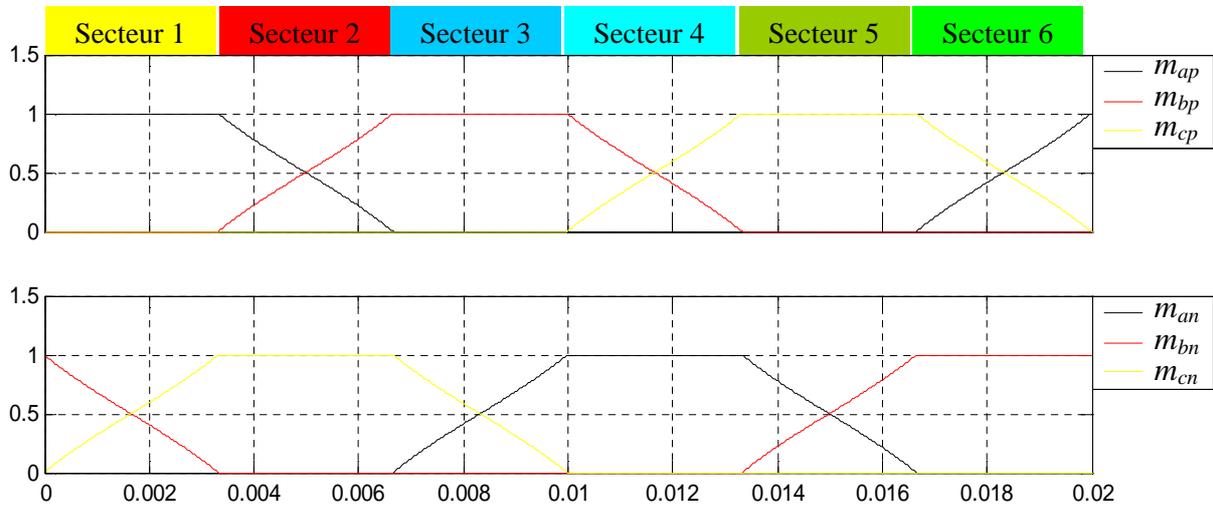


Fig.4.10 Chronogramme des fonctions de modulation des interrupteurs de l'étage redresseur

Les fonctions de connexion  $F_{jk}$  pour chaque interrupteur  $S_{jk}$  ( $j \in \{a,b,c\}$  et  $k \in \{p,n\}$ ), sont obtenues par l'intersection des fonctions de modulation avec une porteuse en dents de scie de fréquence égale à la fréquence de commutation des interrupteurs. Le principe de la technique et les différents chronogrammes de fonction de connexion dans chaque secteur sont représentés par la figure 4.11.

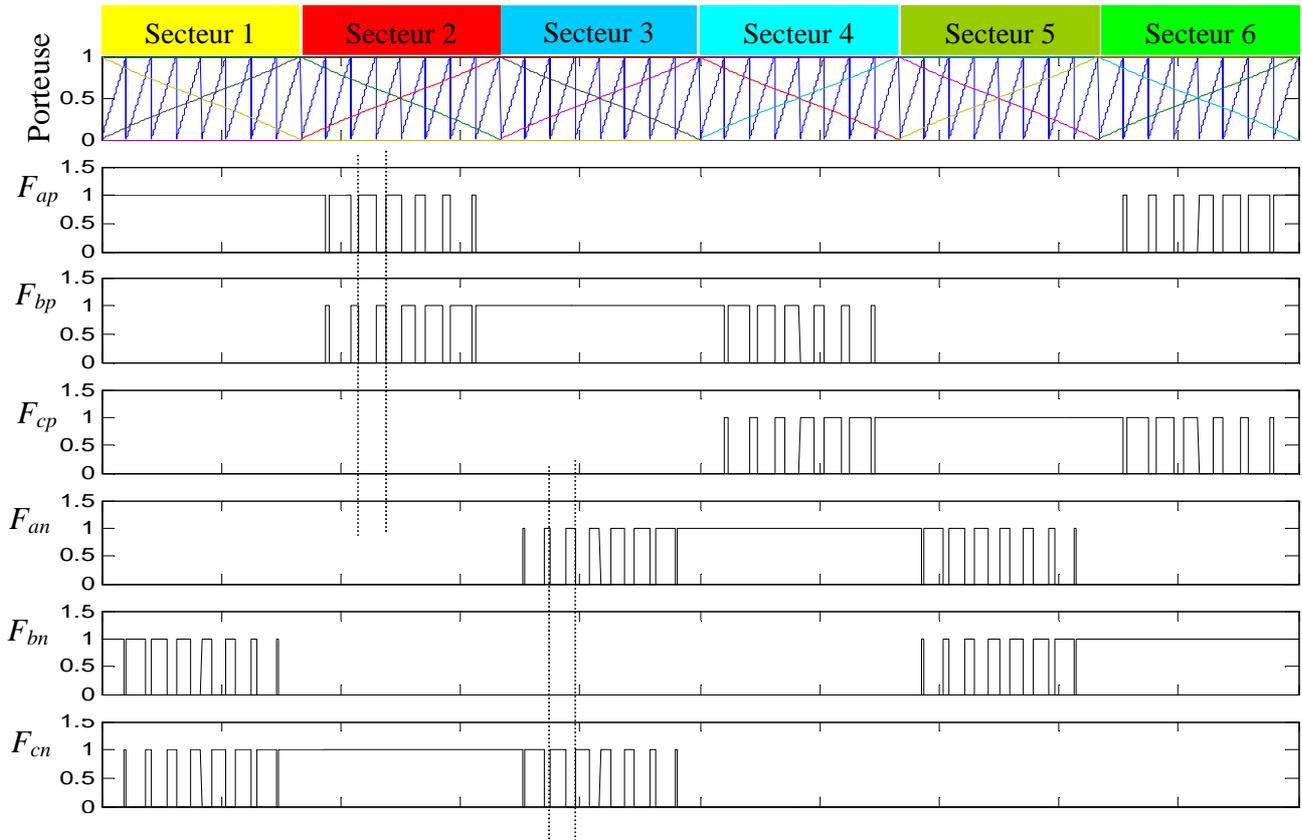


Fig.4.11 Chronogrammes des fonctions de connexion des interrupteurs de l'étage redresseur

Une fois les états des interrupteurs de l'étage redresseur sont déterminés, le convertisseur IMC peut être ramené à un onduleur classique DC/AC pour chaque portion. Les commutations du convertisseur vont être largement simplifiées.

Maintenant, il est utile de considérer l'IMC comme étant un onduleur conventionnel DC/AC avec trois tensions de sortie  $v_{su}$ ,  $v_{sv}$  et  $v_{sw}$  alimenté par une source de tension continue  $V_{dc} = \frac{3}{2} \cdot V_{em} \cos \psi_e$ .

En écriture complexe, le vecteur spatial de tension de sortie désirée s'écrit :

$$\vec{V}_s^* = v_{su} + v_{sv} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{sw} \cdot e^{-j\frac{2\pi}{3}} = q \cdot \frac{3V_{em} \cdot \cos \psi_e}{2} \angle \theta_s \quad (4.11)$$

Avec  $q$  est le rapport de transfert des tensions,  $0 < q < \frac{\sqrt{3}}{2}$ , et  $\theta_s = \theta_{su}$  est l'angle du vecteur de tension désirée.

Supposons que  $0 < \theta_s < \frac{\pi}{3}$  et le système opère dans l'intervalle 2, le vecteur tension de sortie peut être approximé par les trois vecteurs de tension adjacents  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_0$  comme il est montré par la figure 4.14. Le rapport cyclique de chaque vecteur est donné, par les équations suivantes :

$$d_1 = \frac{2q}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \quad (4.12)$$

$$d_2 = \frac{2q}{\sqrt{3}} \sin(\theta_s) \quad (4.13)$$

$$d_0 = 1 - d_1 - d_2 \quad (4.14)$$

La valeur moyenne du courant du bus continu, en tenant compte des rapports cycliques, est déterminée par :

$$i_{dc} = d_1 \cdot i_{su} - d_2 \cdot i_{sw} = q \cdot I_{sm} \cdot \cos(\theta_s - \theta_{si}) = I_{im} \quad (4.15)$$

Du fait que chaque secteur de fonctionnement est subdivisé en deux portions, les rapports cycliques des vecteurs  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  et  $\vec{V}_0$  sont distribués sur chacune des deux portions.

Pour la première portion :

$$\begin{cases} d_{1bc} = d_1 \cdot |\cos \theta_b| \\ d_{2bc} = d_2 \cdot |\cos \theta_b| \\ d_{0bc} = d_0 / 2 \\ d_{bc} = d_{1bc} + d_{2bc} + d_{0bc} \end{cases} \quad (4.16)$$

Pour la deuxième portion :

$$\begin{cases} d_{1ac} = d_1 \cdot |\cos \theta_a| \\ d_{2ac} = d_2 \cdot |\cos \theta_a| \\ d_{0ac} = d_0 / 2 \\ d_{ac} = d_{1ac} + d_{2ac} + d_{0bc} \end{cases} \quad (4.17)$$

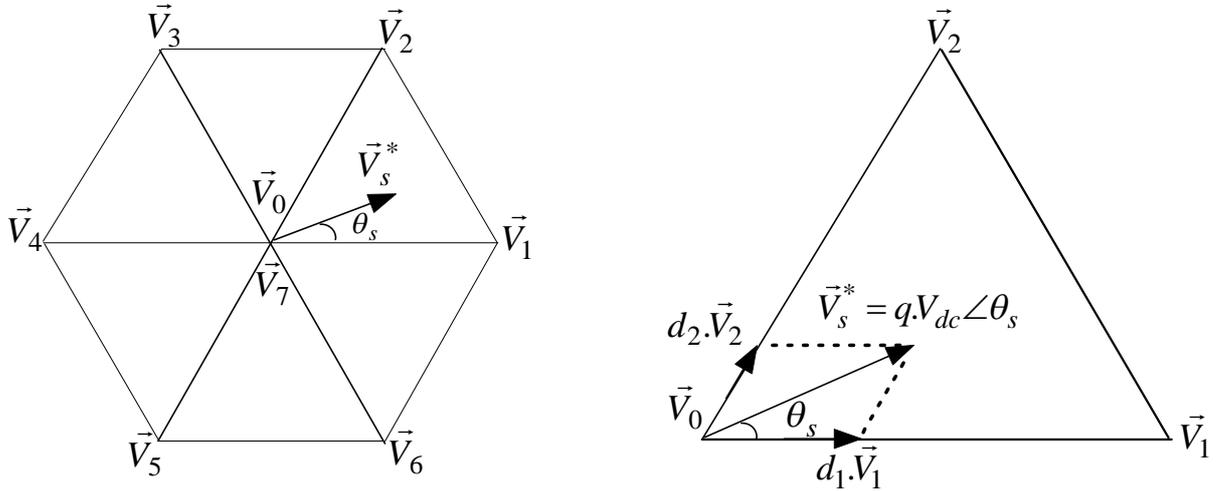


Fig.4.12 Vecteur spatial de tensions de sortie de l'étage onduleur dans le secteur 2

Par combinaison des équations (4.11) et (4.17), la valeur moyenne du vecteur spatial de la tension de sortie dans la portion 1, secteur 2, est calculée par :

$$\vec{V}_{s1} = (d_1 \cdot \vec{V}_{1p1} + d_2 \cdot \vec{V}_{2p1}) |\cos \theta_b| = (d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2) \cdot \frac{2 \cdot u_{bc}}{V_{em}} \cdot \cos \theta_b \quad (4.18)$$

#### Chapitre 4: Convertisseur matriciel indirect

Où  $\vec{V}_{1p1}$  et  $\vec{V}_{2p1}$  correspondent, respectivement, à  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  dans la portion 1 et la tension du bus continu est égale à la tension entre phases  $u_{bc}$ .

De même, dans la portion 2, la valeur moyenne du vecteur spatial de tension de sortie est donnée par :

$$\vec{V}_{s2} = (d_1 \cdot \vec{V}_{1p2} + d_2 \cdot \vec{V}_{2p2}) |\cos \theta_a| = (d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2) \frac{2 \cdot u_{ac}}{V_{em}} \cdot \cos \theta_a \quad (4.19)$$

Où  $\vec{V}_{1p2}$  et  $\vec{V}_{2p2}$  correspondent, respectivement, à  $\vec{V}_1$  et  $\vec{V}_2$  dans la portion 1 et la tension du bus continu est égale à la tension entre phases  $u_{ac}$ .

A partir des équations (4.18) et (4.19), la valeur moyenne totale, sur le secteur 2, du vecteur spatial de la tension de sortie s'écrit :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= \vec{V}_{s1} + \vec{V}_{s2} = (d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2) \frac{2(u_{ac} \cos \theta_a + u_{bc} \cos \theta_b)}{3 \cdot V_{em}} \\ &= (d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2) \frac{2(v_{sa} \cos \theta_a + v_{sb} \cos \theta_b + v_{sc} \cos \theta_c)}{3 \cdot V_{em}} \\ &= (d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2) \frac{2 \cdot V_{em} (\cos \theta_{sa} \cdot \cos \theta_a + \cos \theta_{sb} \cdot \cos \theta_b + \cos \theta_{sc} \cdot \cos \theta_c)}{3 \cdot V_{em}} \\ &= (d_1 \cdot \vec{V}_1 + d_2 \cdot \vec{V}_2) \cos(\theta_{av} - \theta_a) = q \cdot \frac{3 \cdot V_{em} \cdot \cos \psi_e}{2} \angle \theta_s \end{aligned} \quad (4.20)$$

D'autre part, le courant d'entrée peut être déterminé par :

$$\begin{cases} i_{sa} = d_1 \cdot |\cos \theta_a| \cdot i_{su} - d_2 \cdot |\cos \theta_a| \cdot i_{sw} = \cos \theta_a \cdot (d_1 \cdot i_{su} - d_2 \cdot i_{sw}) = I_{im} \cdot \cos \theta_a \\ i_{sb} = d_1 \cdot |\cos \theta_b| \cdot i_{su} - d_2 \cdot |\cos \theta_b| \cdot i_{sw} = \cos \theta_b \cdot (d_1 \cdot i_{su} - d_2 \cdot i_{sw}) = I_{im} \cdot \cos \theta_b \\ i_{sc} = -i_{sa} - i_{sb} = -I_{im} \cdot (\cos \theta_a + \cos \theta_b) = I_{im} \cdot \cos \theta_c \end{cases} \quad (4.21)$$

Ce résultat montre que la MLI vectorielle utilisée pour la commande du convertisseur génère automatiquement des tensions de sortie sinusoïdales et des courants d'entrée sinusoïdaux.

En utilisant la même théorie, quand le système opère dans les autres intervalles ou  $\theta_s > \frac{\pi}{3}$ , les mêmes résultats que ceux montrés dans les équations (4.20) et (4.21) peuvent être obtenus.

La figure 4.13 montre les différentes séquences MLI du convertisseur pour chaque cycle, elle montre également que les vecteurs tensions nuls sont utilisés à la fois au début et à la fin de chaque portion. Du moment que les vecteurs tensions nuls sont utilisés, les courants  $i_{dc}$ ,  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  et  $i_{sc}$  sont tous nuls. Ceci vérifie la commutation à courant zéro des commutateurs de l'étage redresseur.

La figure 4.13 montre également que les commutateurs de côté de charge, commutent exactement comme s'il s'agit d'un onduleur conventionnel.

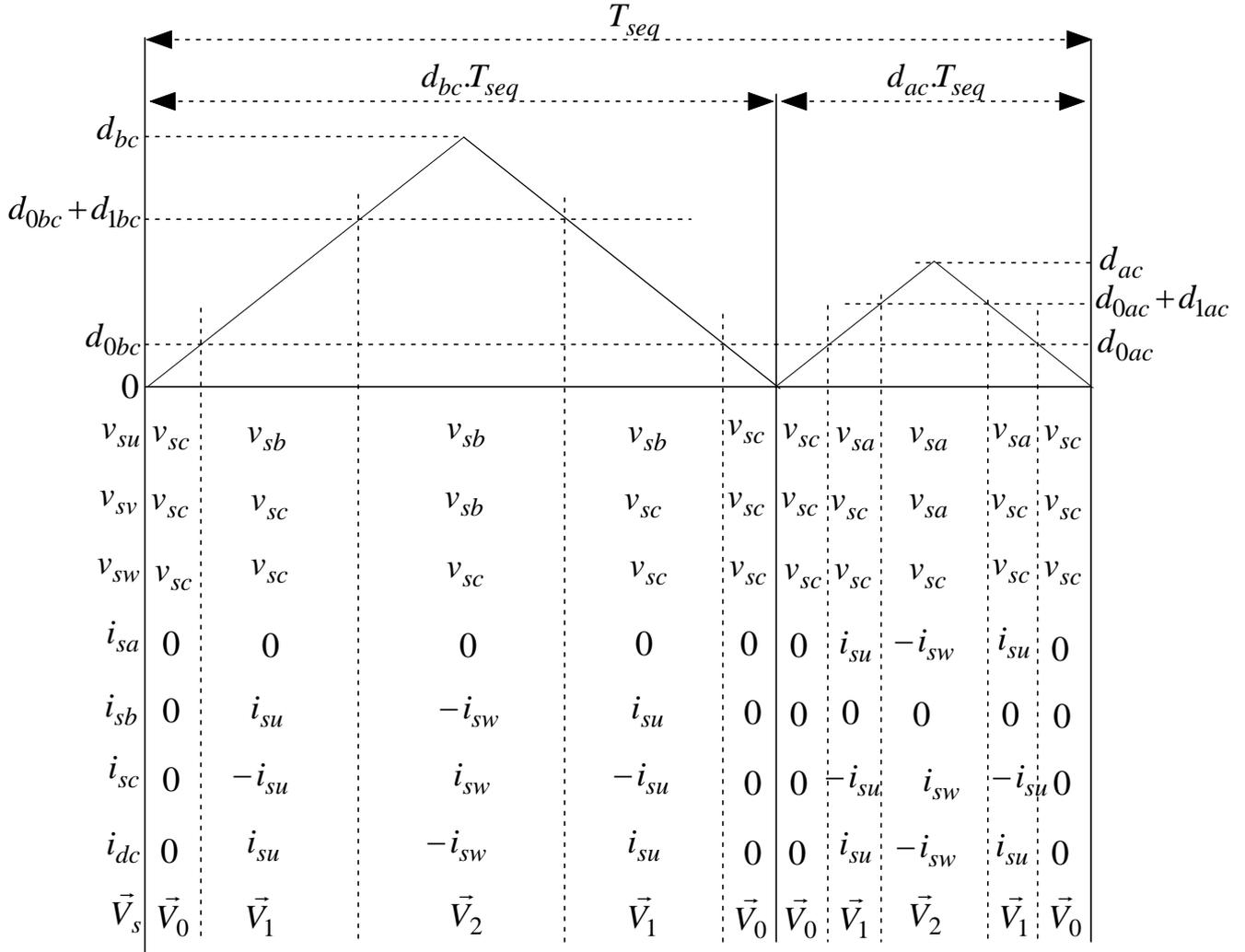


Fig.4.13 Séquences MLI de l'IMC dans le secteur 2

#### 4.3.4 Résultats et interprétation

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique du convertisseur IMC est réalisée. Ce convertisseur alimente une charge R-L triphasée équilibrée à partir d'une source de tension triphasée et commandé par la technique MLI présentée auparavant. Les paramètres de simulation sont :

Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V ; inductance du filtre d'entrée : 200 $\mu$ H ; capacité du filtre d'entrée : 30 $\mu$ F ; résistance de la charge : 8 $\Omega$  ; inductance de charge : 5mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie : 25Hz ; fréquence du hachage : 10kHz.

Les figures 4.16 ~ 4.21 montrent les résultats de simulation du fonctionnement à facteur de puissance unitaire. Les formes d'onde montrées dans les figures.4.14 et 4.15 sont respectivement la tension et le courant du bus continu. La figure 4.16 représente la tension simple d'une phase de sortie ainsi que son spectre harmonique. Nous constatons que les harmoniques de rang faible sont tous nuls. La figure 4.17 illustre la tension entre phases de sortie du convertisseur et son analyse spectrale. La figure 4.18 représente le courant de charge ainsi que son spectre harmonique ; après un bref régime transitoire le courant s'établit avec une forme quasi-sinusoidale. La figure 4.19 montre la tension et le

courant d'entrée du convertisseur, qui sont en phase, ce qui confirme le fonctionnement du convertisseur à facteur de puissance unitaire. La figure 4.20 représente les caractéristiques d'une tension simple de sortie pour  $m=21$ ,  $f_s=25\text{Hz}$ .

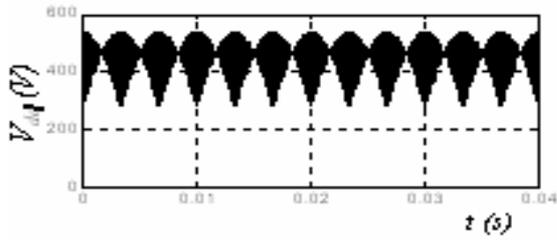


Fig. 4.14 Tension du bus continu

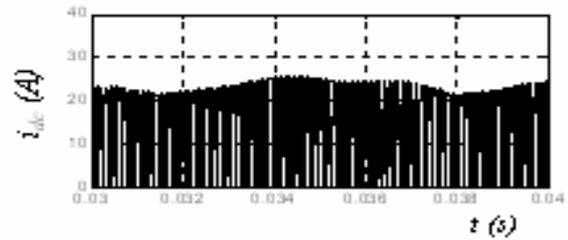


Fig. 4.15 Courant du bus continu

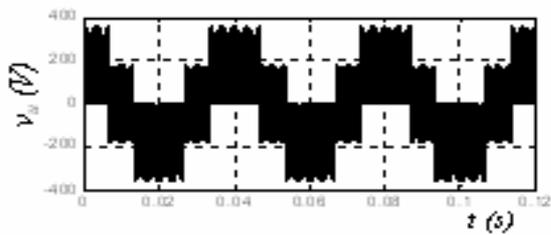


Fig. 4.16 Tension simple de sortie et son spectre harmonique

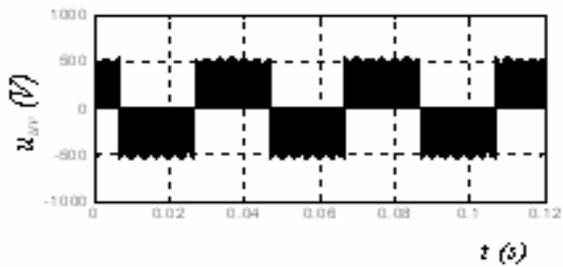


Fig. 4.17 Tension Composée de sortie et son spectre harmonique

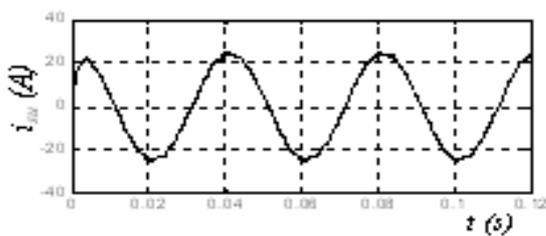


Fig. 4.18 Courant de phase de sortie et son spectre harmonique

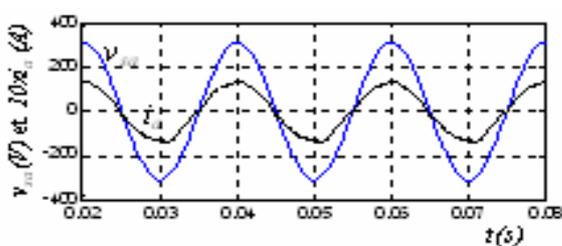


Fig. 4.19 Tension simple et courant d'entrée ainsi que le spectre harmonique du courant

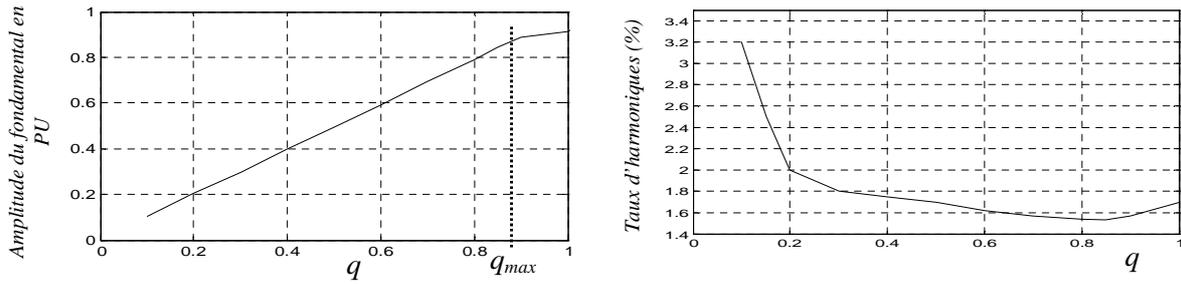


Fig.4.20 Caractéristiques d'une tension simple de sortie pour  $m=21$ ,  $f_0=25\text{Hz}$

#### 4.4 Convertisseur matriciel indirect multi-niveaux

L'immersion des onduleurs multi-niveaux a donné l'idée d'appliquer le concept multi-niveaux aux convertisseurs matriciels pour synthétiser des formes d'ondes de tension de sortie de plusieurs niveaux. La topologie du convertisseur matriciel à trois niveaux (IMC3n) est présentée dans [Kol 02], l'étage redresseur reste le même que celui utilisé dans la figure 4.1 et l'étage onduleur n'est autre que l'onduleur trois niveaux à structure NPC (NPC VSI) [Ghe 02]. Afin d'utiliser le NPC VSI dans l'étage onduleur, la tension continue délivrée par l'étage redresseur  $V_{dc}$  est subdivisée en deux niveaux de tensions  $V_{po}$  et  $V_{on}$  en appuyant sur le point neutre ( $o$ ) des condensateurs montés en étoiles connectés à l'entrée du convertisseur comme le montre la figure 4.21.

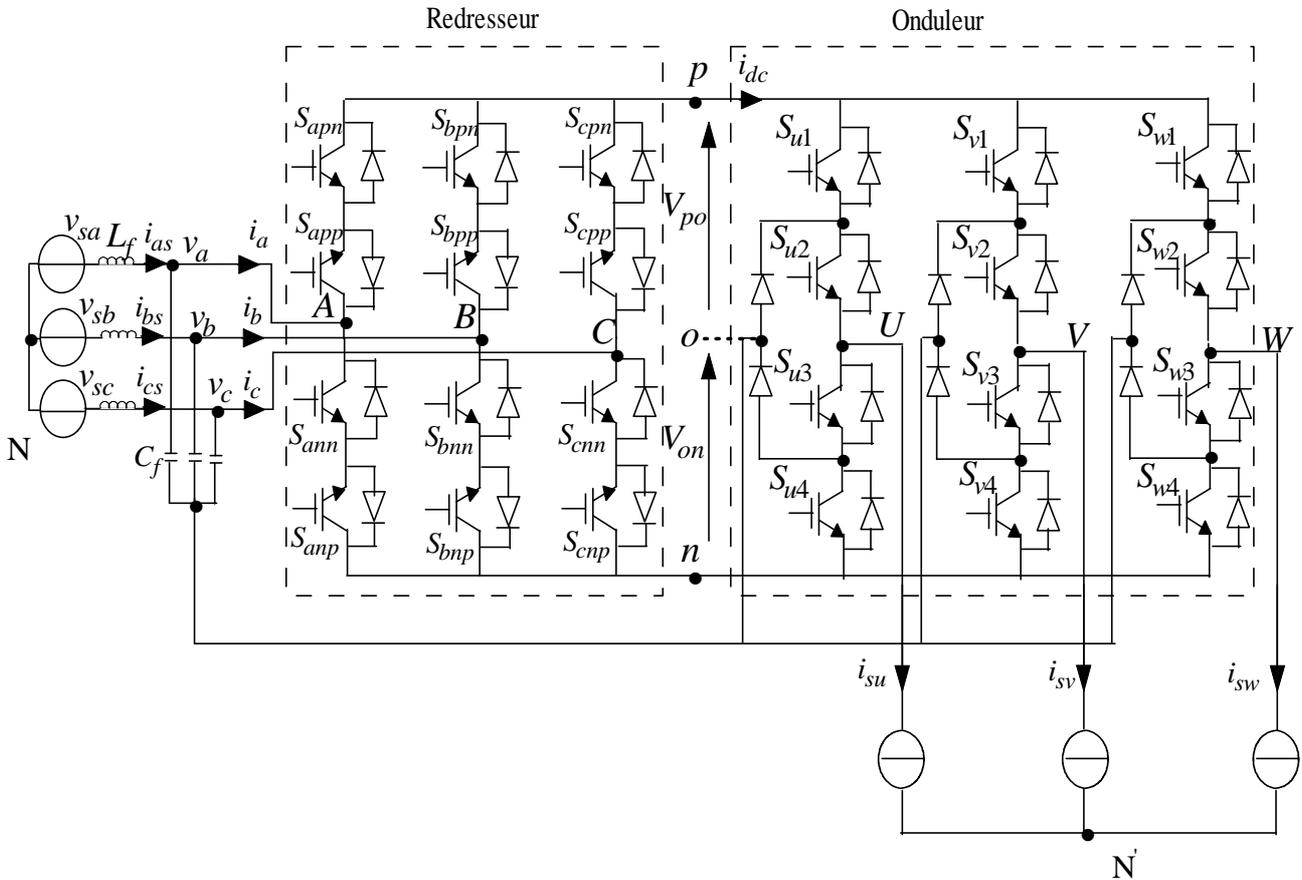


Fig.4.21 Topologie de l'IMC à trois niveaux

### 4.4.1 Etage redresseur

Comme pour l'IMC, l'étape redresseur produit non seulement la tension du bus continu à l'étape onduleur mais également doit maintenir les courants d'entrée sinusoïdaux avec la possibilité de contrôler le facteur de puissance. Par conséquent, le vecteur courant  $\vec{I}_e^*$  d'entrée est le vecteur de référence pour l'étape redresseur.

Par l'application de la SVM (Fig.4. 22), il y a six vecteurs actifs du courant d'entrée  $I_1$  à  $I_6$  et trois vecteurs nuls qui sont représentés par le vecteur  $I_0$ . En ce référent toujours, à la Fig.4.22, les vecteurs du courant d'entrée permettent de déterminer les connexions des tensions de phases d'entrée aux bornes  $p$  et  $n$  du bus continu. Par exemple, le vecteur  $I_1(ac)$  représente la connexion de la phase A d'entrée au point  $p$  du bus continu et la connexion de la phase C d'entrée au point  $n$  du bus continu. Pour synthétiser le vecteur de référence  $\vec{I}_e^*$ , deux vecteurs actifs adjacents  $I_\gamma$  et  $I_\delta$  et un vecteur nul  $I_0$  sont sélectionnés en fonction du secteur où le vecteur de référence  $\vec{I}_e^*$  est localisé.

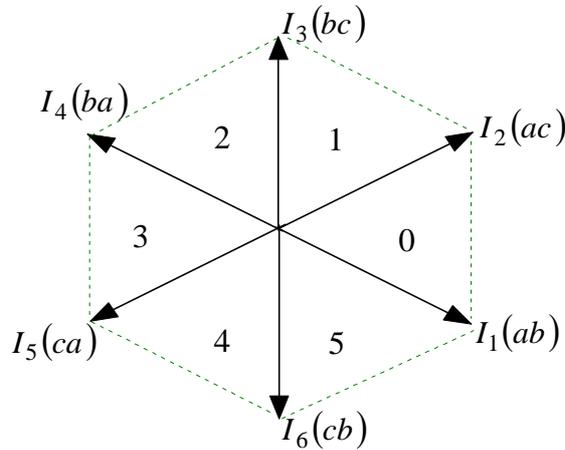


Fig.4.22 Représentation du polygone des courants d'entrée

Le calcul des rapports cycliques  $d_\gamma$ ,  $d_\delta$  et  $d_0$  relatifs aux courants  $I_\gamma$ ,  $I_\delta$  et  $I_0$  est donné comme suit :

$$\begin{cases} d_\gamma = m_c \cdot \sin(60^\circ - \theta_c) = \frac{T_\gamma}{T_{seq}} \\ d_\delta = m_c \sin(\theta_c) = \frac{T_\delta}{T_{seq}} \\ d_{oc} = 1 - d_\gamma - d_\delta = \frac{T_{oc}}{T_{seq}} \end{cases} \quad (4.22)$$

Pour la topologie IMC3n, l'étape redresseur est toujours commandé pour assurer un maximum de la tension  $V_{dc}$  de sorte que la modulation sur l'étape onduleur commande le rapport global de transfert de tension. Par conséquent, on peut éliminer le vecteur courant nul et l'ordre de commutation du redresseur se compose maintenant seulement des deux vecteurs courants actifs adjacents. En employant la relation (4.22), les rapports cycliques

ajustés de l'étage redresseur sont déterminés par la relation (4.23), où l'indice de modulation  $m_c=1$ .

$$\begin{cases} d_\gamma^R = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta} \\ d_\delta^R = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} \end{cases} \quad (4.23)$$

En raison de l'annulation du vecteur courant nul, la valeur moyenne de la tension du bus continu  $V_{dc-moy}$  n'est plus constante et a besoin d'être recalculée (4.24). Ainsi sa valeur peut être employée pour compenser l'indice de modulation de l'étage onduleur  $m_v$ .

$$\begin{cases} V_{dc-moy} = d_\gamma^R \cdot V_{I=I_\gamma} + d_\delta^R \cdot V_{I=I_\delta} \\ m_v = \frac{\sqrt{3} \cdot V_s}{V_{dc-moy}} \end{cases} \quad (4.24)$$

## 4.4.2 Etage onduleur

### 4.4.2.1 La SVM pour l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux à structure NPC

L'onduleur de tension à structure NPC (NPC VSI) est actuellement très répandu dans les applications industrielles de fortes puissances. La topologie à trois niveaux est montrée par la figure 4.23. L'onduleur est alimenté par un diviseur capacitif (C1 et C2), où chacune des capacités est chargée à la moitié de la tension continue. Le point milieu (o) constitue la masse flottante dont le potentiel doit être maintenu nul. A chaque instant, le NPC VSI doit connecter chacune des phases de sortie aux points (p, n et o). En mode complètement commandable, avec les combinaisons représentées dans le tableau 4.4, chaque phase de sortie  $V_{Xo}$  ( $X \in \{U, V, W\}$ ) possède trois possibilités de potentiel  $V_{dc}/2, 0, -V_{dc}/2$ .

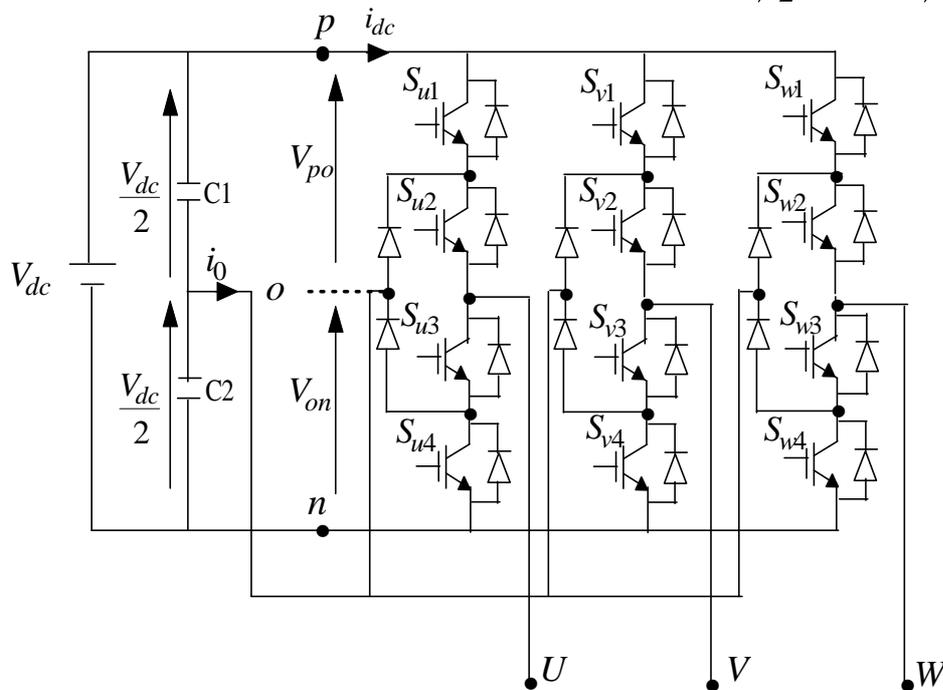


Fig.4.23 Topologie de l'onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC

Tableau 4. 4 : La table d'excitation associée à la commande complémentaire proposée

$F_{X1}$	$F_{X2}$	$F_{X3}$	$F_{X4}$	$V_{Xo}$	Etat de commutation
1	1	0	0	$V_{dc}/2$	p
0	1	1	0	0	o
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$	n

$F_{Xi}$  : commande de la base du commutateur  $S_{Xi}$ , avec ( $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ ) et  $V_{Xo}$  ( $X \in \{u, v, w\}$ ).

Pour le NPC VSI à trois niveaux, il ya 27 combinaisons possibles des états des interrupteurs du convertisseur, ces combinaisons définissent 19 vecteurs de tensions de sortie, qui peuvent être subdivisés en 4 familles. Vecteurs tensions nuls (ZVV) [ $V_0$ ], vecteurs tensions petits (SVV) [ $V_1, V_4, V_7, V_{13}$  et  $V_{16}$ ], vecteurs tensions moyens (MVV) [ $V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{15}$  et  $V_{18}$ ], vecteurs tensions grands (LVV) [ $V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}$  et  $V_{17}$ ]. Le diagramme vectoriel de l'onduleur est constitué de six secteurs et chaque secteur peut être divisé en quatre triangles (figure 4.24). Le vecteur de sortie de référence  $\vec{V}_s$  peut être synthétisé en utilisant les trois vecteurs les plus proches et ses vecteurs sont sélectionnés en fonction du triangle où le vecteur  $\vec{V}_s$  est localisé.

Pour contrôler le potentiel du point neutre flottant, la valeur moyenne du courant  $i_0$  doit être maintenue nulle pendant chaque période de commutation  $T_{seq}$ . L'algorithme de la modulation vectorielle des trois vecteurs fictifs les plus proches (NTV SVM) présenté dans [Bus 04] permet justement de garantir cette condition. Par exemple, en se référant au secteur 1 (figure 4.26), le grand vecteur fictif ( $V_{LVi}$ ) et le vecteur fictif nul ( $V_{ZV}$ ) sont définis pour le LVV et ZVV respectivement, tandis que le moyen vecteur fictif ( $V_{MVi}$ ) et le petit vecteur fictif ( $V_{SVi}$ ) sont définis par la combinaison linéaire des vecteurs correspondant à certaines combinaisons d'état de commutation.

Basé sur l'algorithme NTV SVM, le vecteur  $V_{SV}$  est formé par la combinaison de deux vecteurs d'une paire SVV qui produisent le même courant  $i_0$  (indiqué entre parenthèse sur la figure 4.26 pour chaque vecteur) mais de signe opposé. Pour le vecteur  $V_{MV}$ , il est défini par la combinaison de trois vecteurs dans le même secteur et que chaque vecteur contribue d'un courant  $i_0$  égal a  $i_{su}$ ,  $i_{sv}$  et  $i_{sw}$  respectivement, cette combinaison produit un courant  $i_0$  de valeur moyenne nulle car pour une charge triphasée équilibrée  $i_{su} + i_{sv} + i_{sw} = 0$ . Les coefficients ( $C_1$  à  $C_7$ ) pour le  $V_{SV}$  et  $V_{MV}$  déterminent la proportion du vecteur respectif dans la combinaison. Dans [Bus 04], les vecteurs  $V_{SV}$  et  $V_{MV}$  sont définis respectivement par la combinaison équitable des vecteurs avec les coefficients  $C_1 + C_2 + C_3 + C_4 = \frac{1}{2}$  et  $C_5 + C_6 + C_7 = \frac{1}{3}$ . Chaque secteur est divisé en cinq triangles T1-T5 (voir figure 4.25). Pour synthétiser le vecteur tension de sortie  $\vec{V}_s$ , trois vecteurs fictifs ( $V_x$ ,  $V_y$  et  $V_z$ ) sont sélectionnés en fonction du secteur où  $\vec{V}_s$  est localisé. Le calcul des rapports cycles relatifs à chaque vecteur sélectionné pour chaque triangle est donné par le tableau 4.5.

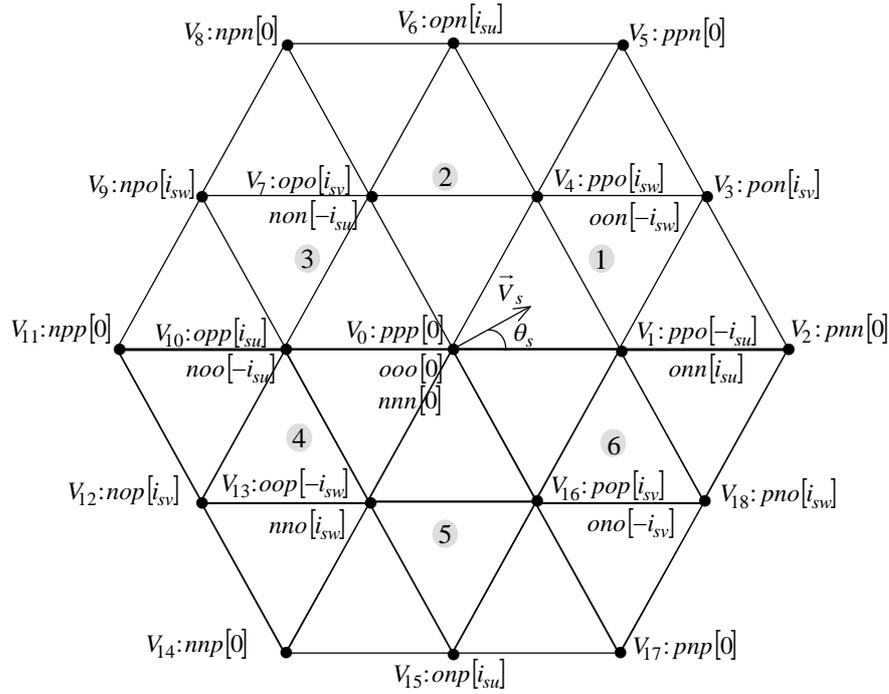


Fig.4.24 Représentation du polygone des tensions de sortie pour un NPC VSI

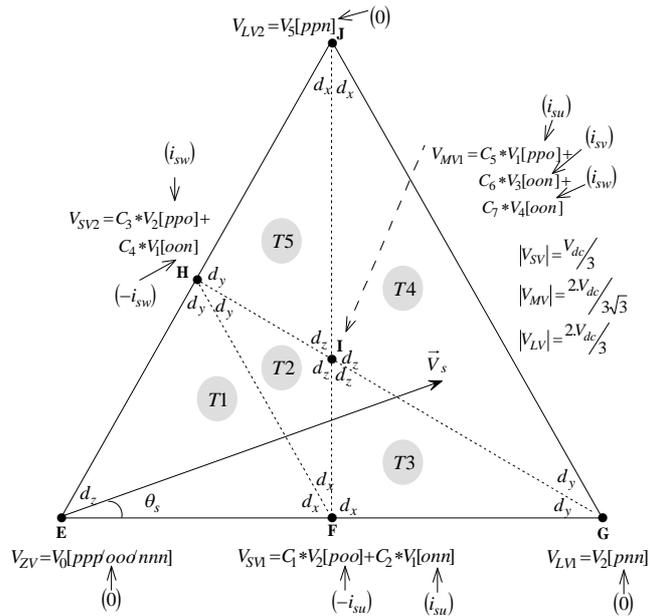


Fig.4.25 Diagramme vectoriel des tensions de sortie dans le secteur 1 basé sur NTV SVM

Tableau 4.5 : Les rapports cycliques des vecteurs fictifs sélectionnés dans chaque triangle

Triangle	$d_x$	$d_y$	$d_z$
T1 [EFH]	$m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s - \sin \theta_s)$	$2m_v \sin \theta_s$	$1 - m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s + \sin \theta_s)$
T2 [FIH]	$2 - m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s + 3 \sin \theta_s)$	$2 - 2m_v \sqrt{3} \cos \theta_s$	$3m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s + \sin \theta_s) - 3$
T3 [FGI]	$2 - m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s + \sin \theta_s)$	$m_v \sqrt{3} \cos \theta_s - 1$	$3m_v \sin \theta_s$
T4 [GJI]	$0.5m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s - \sin \theta_s) - 1$	$2 - 2m_v \sqrt{3} \cos \theta_s$	$1.5m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s - \sin \theta_s)$
T5 [HIJ]	$0.5m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s - \sin \theta_s) - 1$	$m_v \sqrt{3} \cos \theta_s - 1$	$3 - 1.5m_v(\sqrt{3} \cos \theta_s + \sin \theta_s)$

#### 4.4.2.2 La SVM pour l'étage onduleur

Pour l'étage onduleur, afin de remédier au problème du point neutre flottant, la stratégie NTV SVM est appliquée à la commande du NPC VSI. En se rapportant à la figure 4.21, le raccordement de l'étage onduleur au point neutre des condensateurs montés en étoile est nécessaire afin de fournir un point neutre de tension nulle exigé par le NPC VSI. Cependant, ce raccordement cause l'écoulement du courant  $i_0$  du point neutre quand une phase de sortie est reliée au point neutre  $o$  (problème du neutre flottant du NPC VSI). Un contrôle non approprié du courant du point neutre provoque directement la distorsion de la tension entre phases de sortie. La commande NTV SVM peut maintenir la valeur moyenne nulle du courant du point neutre, sur une période de commutation, de sorte que le potentiel du point neutre des condensateurs montés en étoile d'entrée puisse être maintenu.

En outre, la commande NTV SVM peut également résoudre la complication provoquée par la variation de la tension du bus continu. Les tensions  $V_{po}$  et  $V_{on}$  se composent non seulement d'une composante continue mais également de la troisième composante harmonique de fréquence d'entrée. Le troisième harmonique est en soi inclus à chaque redressement quand le redresseur est commandé avec la SVM. L'inégalité des tensions  $V_{po}$  et  $V_{on}$  changent les modules et les angles (seulement pour MVV) des vecteurs SVV et le MVV produits à n'importe quel instant de commutation (figure 4.26). Le module et l'angle variables des vecteurs compliquent le processus de modulation quand la SVM est appliquée.

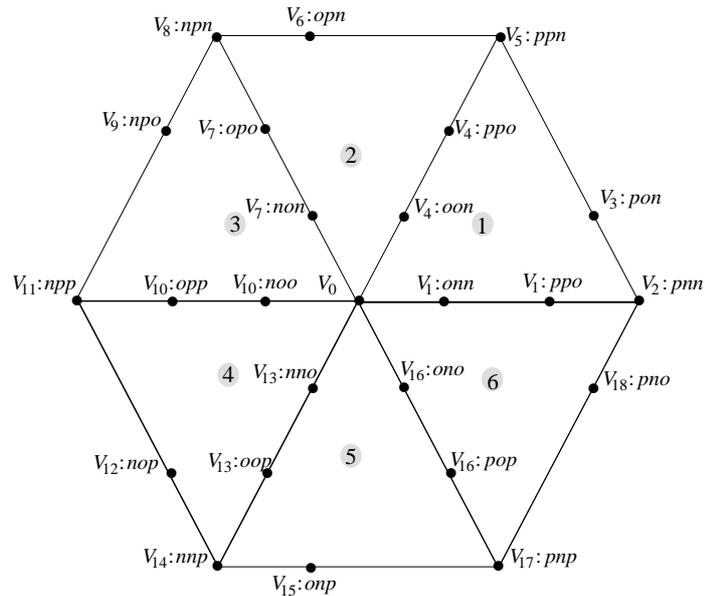


Fig.4.26 Représentation du polygone des tensions de sortie pour l'étage onduleur basé sur NTV SVM

Basé sur la NTV SVM, les vecteurs  $V_{MV}$  et  $V_{SV}$  sont définis par la combinaison linéaire des vecteurs (SVV et MVV). Les coefficients ( $C_1$  à  $C_7$ ) pour le  $V_{MV}$  et  $V_{SV}$  déterminent la proportion du vecteur respectif dans la combinaison. Les équations pour déterminer les coefficients ( $C_1$  à  $C_7$ ) sont présentées par l'expression (4.25), où les modules et les angles des vecteurs dans la combinaison due à l'effet de  $V_{po} \neq V_{on}$  sont

considérés dans le calcul [Bus 04]. En maintenant le module et l'angle pour tous les vecteurs fictifs, le diagramme vectoriel pour l'étage onduleur de l'IMC3n est identique à celui présenté dans la figure 4.25. Par conséquent, pour synthétiser  $\vec{V}_s$ , trois vecteurs fictifs les plus proches sont choisis à base du triangle où le vecteur  $\vec{V}_s$  est localisé et le rapport cyclique de chaque vecteur fictif choisi peut être déterminé avec les équations présentées dans le tableau 4. 5.

$$\left\{ \begin{array}{l} C_1 = C_3 = \frac{V_{on} - V_{dc}/2}{V_{on} - V_{po}} \\ C_2 = C_4 = \frac{V_{dc}/2 - V_{po}}{V_{on} - V_{po}} \\ C_6 = h.g \\ C_7 = \frac{1}{e} \left( \frac{V_{dc}}{3} - a - f.h.g \right) \\ C_5 = 1 - C_6 - C_7 \end{array} \right. \quad (4.25)$$

Avec :

$$a = \begin{cases} 2V_{on}/3 \dots \sec 1,3,5 \\ 2V_{po}/3 \dots \sec 2,4,6 \end{cases} ; \quad b = \begin{cases} 2V_{po}/3 \dots \sec 1,3,5 \\ 2V_{on}/3 \dots \sec 2,4,6 \end{cases} ; \quad c = \frac{2(V_{po}^2 + V_{po}V_{on} + V_{on}^2)^{1/2}}{3} \cos \theta_M ;$$

$$d = \frac{2(V_{po}^2 + V_{po}V_{on} + V_{on}^2)^{1/2}}{3} \sin \theta_M ; \quad e = \frac{b}{2} - a ; \quad f = c - a ; \quad g = \left( d.e - \frac{\sqrt{3}}{2}.f.b \right)^{-1} ;$$

$$h = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \left( \frac{e}{3} - \frac{b}{2} \right) + \frac{\sqrt{3}}{2}.b.a ;$$

Et  $\theta_M$  est l'angle du vecteur MVV.

#### 4.4.2.3 Modulation complète du l'IMC3n

Dans l'objectif de maintenir l'équilibre courant d'entrée et tension de sortie pendant chaque séquence de commutation, la modulation de l'IMC3n doit combiner la modulation de l'étage redresseur ( $I_\gamma$  et  $I_\delta$ ) et de l'étage onduleur ( $V_x$ ,  $V_y$  et  $V_z$ ).

Si  $\vec{I}_e$  est localisé dans le secteur 2 et  $\vec{V}_s$  dans le triangle 4 du secteur 2, pour l'étage redresseur les vecteurs sélectionnés sont :  $I_1 = I_\gamma$  et  $I_2 = I_\delta$ . D'autre part, les vecteurs sélectionnés pour l'étage onduleur sont :  $V_{MV1} = V_z$ ,  $V_{LV1} = V_y$  et  $V_{LV2} = V_x$  ; en se basant sur la NTV SVM, ces vecteurs effectifs sont formés par les vecteurs tensions :  $V_1(onn)$ ,  $V_2(pnn)$ ,  $V_3(pon)$ ,  $V_4(ppo)$  et  $V_5(ppn)$ .

Pour l'étage onduleur, les vecteurs sélectionnés sont arrangés en double séquences :  $V_4 - V_5 - V_3 - V_2 - V_1 - V_1 - V_2 - V_3 - V_5 - V_4$ , mais avec des rapports cycliques différents.

En se référant à la figure 4.27, les rapports cycliques relatifs à l'étage onduleur peuvent être déterminés par la relation (4.26) suivante [Bus 04]

$$\begin{cases} d_1 = d_z * d_\gamma^R * C_7; & d_2 = d_x * d_\gamma^R; & d_3 = d_z * d_\gamma^R * C_6 \\ d_4 = d_y * d_\gamma^R; & d_5 = d_z * d_\gamma^R * C_5; & d_6 = d_z * d_\delta^R * C_5 \\ d_7 = d_y * d_\delta^R; & d_8 = d_z * d_\delta^R * C_6; & d_9 = d_x * d_\delta^R \\ d_{10} = d_z * d_\delta^R * C_7 \end{cases} \quad (4.26)$$

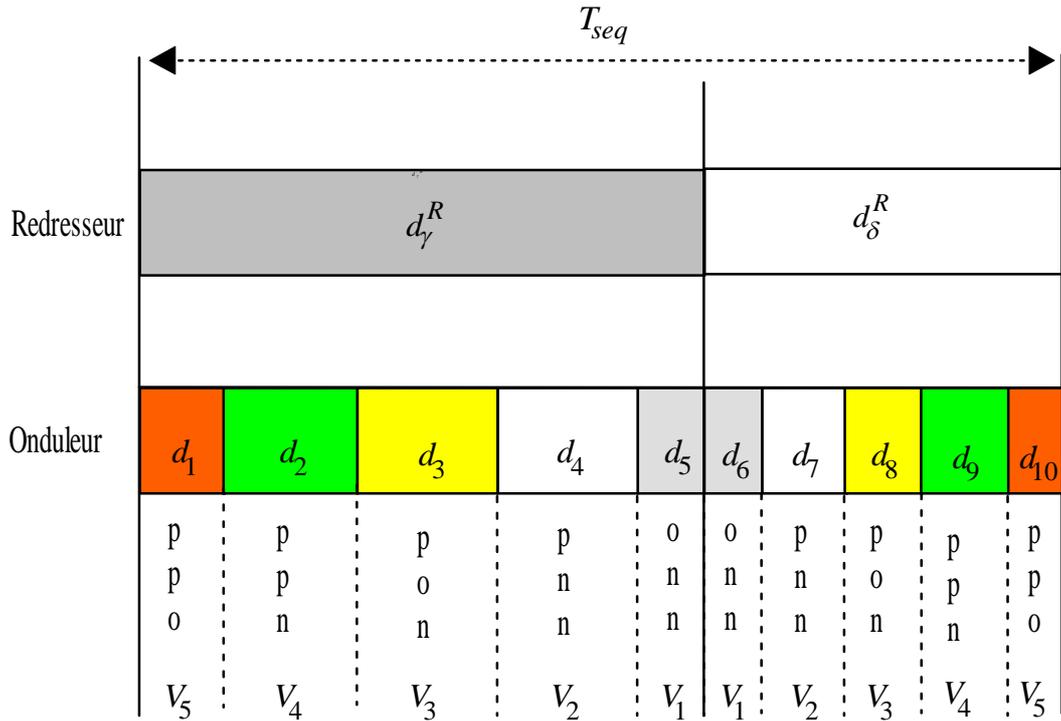


Fig.4.27 Séquences MLI de l'IMC3n dans le secteur 2

#### 4.4.3 Résultats de simulation et interprétations

Les paramètres de simulation utilisés sont :  
 Valeur efficace des tensions d'entrée : 220V ; inductance du filtre d'entrée : 127μH ;  
 capacité du filtre d'entrée : 21.94μF ; résistance de la charge : 8Ω ; inductance de charge :  
 5mH ; fréquence d'entrée : 50Hz ; fréquence de sortie : 25Hz ; fréquence du hachage :  
 10kHz.

La figure 4.28 montre la tension simple d'une phase de sortie ainsi que son spectre harmonique. Nous constatons l'apparition des harmoniques 11 et 13 mais d'une amplitude très faible qui ne dépasse pas, pour les deux, 2% de l'amplitude du fondamental. La figure 4.29 illustre la tension entre phases de sortie du convertisseur et son analyse spectrale, les harmoniques 11 et 13 de très faibles amplitudes subsistent toujours. La figure 4.30 représente les trois courants de charge ainsi que le spectre harmonique du courant dans la première phase, ces courants peuvent être considérés comme étant sinusoïdaux. Enfin, il est à noter que la tension composée est passée de 3 niveaux, pour IMC, à cinq niveaux pour IMC3n.

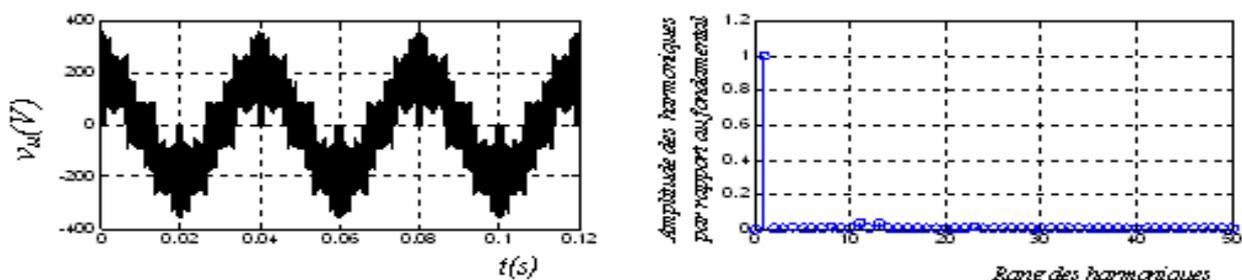


Fig. 4.28 Tension simple de sortie et son spectre harmonique

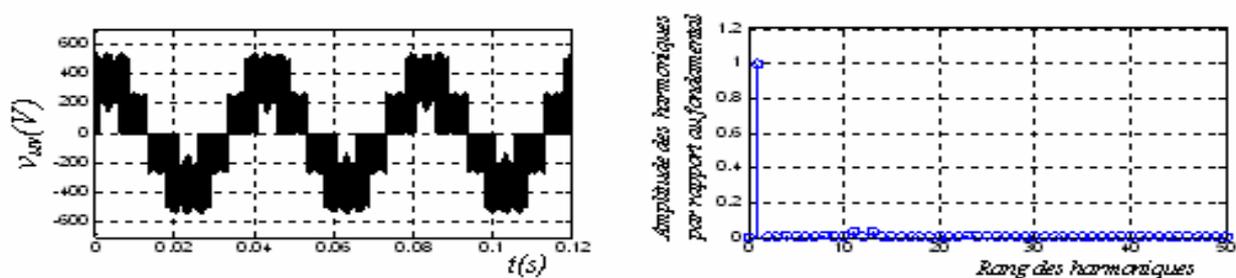


Fig. 4.29 Tension composée de sortie et son spectre harmonique

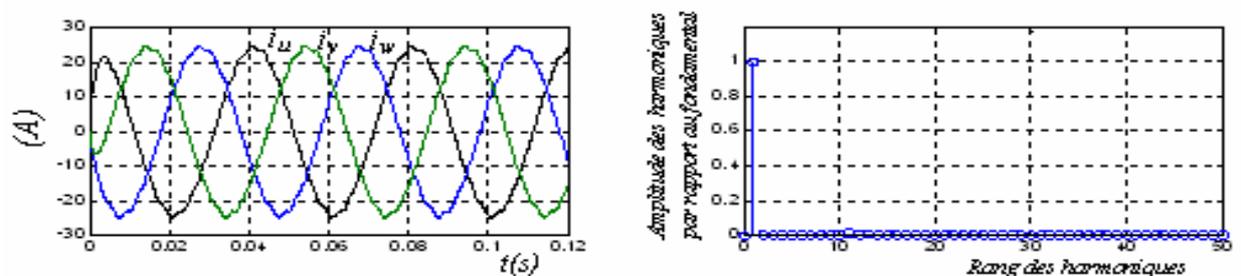


Fig. 4.30 Courants de charge et leur spectre harmonique

## 4.5 Conclusion

Ce chapitre présente une nouvelle topologie du convertisseur matriciel. Elle combine la méthode de contrôle traditionnelle MLI pour le convertisseur AC/DC/AC avec les besoins d'un convertisseur matriciel et accomplit ainsi les avantages fonctionnels du convertisseur matriciel. Les résultats théoriques d'analyse et de simulation prouvent que le convertisseur IMC recèle les performances suivantes :

- Les formes d'ondes des courants d'entrée et des tensions de sortie peuvent être purement sinusoïdales ;
- le convertisseur peut fournir un facteur de puissance unitaire à l'entrée ;
- le fonctionnement en quatre quadrants du convertisseur est possible ;
- ne nécessite aucun élément de stockage intermédiaire, il s'apprête bien à une réalisation compacte ;
- possède le même rapport de transfert de tensions que le MC ;
- des méthodes MLI conventionnelles peuvent être appliquées pour contrôler séparément l'étage redresseur et l'étage onduleur ;
- le convertisseur est complètement exempt de problèmes de commutation liés aux convertisseurs matriciels directs ;

#### *Chapitre 4: Convertisseur matriciel indirect*

- le convertisseur offre un rendement meilleur que le convertisseur matriciel direct, puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant zéro ;
- la possibilité de réaliser des structures multi-niveaux.

Les structures IMC peuvent constituer la solution idéale pour les problèmes de commutation rencontrés dans la structure MC, ce qui permettra l'émergence de la conversion directe AC/AC et concurrencer la conversion indirecte conventionnelle AC/DC/AC, car dans certaines applications industrielles la conversion directe serait d'un apport certain. Nous présenterons dans le chapitre suivant une application ciblée du MC dans un système éolien à vitesse variable basée sur la machine asynchrone double alimentée associée à une unité de stockage inertiel.

## **Chapitre 5**

# **Application du convertisseur matriciel dans un générateur éolien**

# Chapitre 5

---

## Application du convertisseur matriciel dans un générateur éolien

### 5.1 Introduction

La multiplication des éoliennes dans le monde a conduit les recherches de façon à améliorer l'efficacité de la conversion électromécanique et à optimiser la qualité d'énergie produite. Raison pour laquelle de nombreux travaux scientifiques ont vu le jour ces dernières années [Aim 03][Bou 07][Lec 03].

Les éoliennes actuellement installées peuvent être classées selon deux catégories : les éoliennes à vitesse fixe et à vitesse variable. La technologie inhérente à la première catégorie d'éolienne est bien maîtrisée. En effet, c'est une technologie qui a fait preuve d'une simplicité d'implémentation, une bonne fiabilité, et un faible coût, ce qui permet une installation rapide de centaines de kW de génération éolienne. Cependant, avec la mise en place très progressive de projets d'éolienne dont la puissance est supérieure au MW, ce sont les éoliennes à vitesse variable qui se développeront à l'avenir pour cette gamme de puissance générée. En effet ces dernières présentent plusieurs avantages, notamment une meilleure exploitation de l'énergie du vent, la réduction des oscillations du couple et des efforts mécaniques, et une grande souplesse quant à la liaison au réseau grâce à l'emploi de convertisseurs modernes d'électronique de puissance [Aim 03].

Les générateurs éoliens sont des générateurs dont la source primaire d'énergie est le vent. Il est bien connu que le vent a des caractéristiques très fluctuantes et imprévisibles et il est impossible de prédire sa valeur pour un moment donné. La puissance générée par une turbine éolienne est proportionnelle au cube de la vitesse du vent, donc une petite variation de la vitesse de vent provoquera une variation considérable sur la puissance générée par la turbine.

Comme la puissance mécanique débitée par la turbine est très fluctuante, la puissance générée par le générateur éolien sera aussi fluctuante. Cela pose beaucoup de problèmes pour les gestionnaires du système énergétique pour deux raisons. Il faut assurer la balance entre la puissance générée et la puissance consommée. De plus, la puissance consommée est difficilement prévisible et variable. A cause de ces restrictions, les générateurs éoliens actuels ne peuvent pas fonctionner sans être associés à une source classique d'énergie.

Afin de réguler la puissance débitée sur le réseau, l'idée de stockage est exploitée, le stockage inertiel est une solution appropriée aux aérogénérateurs, car il offre des avantages certains par rapport aux autres types de stockage [Cim 04].

Les générateurs éoliens actuels sont considérés comme des charges négatives dans le système énergétique (ils ne participent pas aux services système). Les services système sont toujours à la charge des alternateurs classiques. C'est pourquoi le taux de pénétration de la production éolienne, doit être limité dans un réseau afin de pouvoir garantir la

stabilité de celui-ci. Dans ce cas, certains retours d'expérience indiquent que pour des taux de pénétration supérieurs à 20 ou 30%, des problèmes de stabilité peuvent apparaître [Cim 04]. Si on veut augmenter le taux de pénétration des éoliennes, il faut trouver des solutions permettant aux générateurs éoliens de participer aux services système.

L'objectif visé dans cette application consiste en l'étude de l'apport de l'utilisation d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) associée à un convertisseur matriciel dans une chaîne de production éolienne, ainsi que les éventuels inconvénients qui pourraient surgir. Afin de lisser la puissance injectée au réseau un système inertiel de stockage d'énergie (SISE) est également prévu [Ghe 07].

## 5.2 Description du système étudié

Le système étudié dans notre application est connecté au réseau, considéré puissant, et comporte deux parties :

- Un aérogénérateur à vitesse variable utilisant une MADA et pilotée par le rotor au moyen d'un convertisseur matriciel, un multiplicateur de vitesse et une turbine à trois pales.
- Un SISE comportant un volant d'inertie, une machine asynchrone à cage et un convertisseur AC\DC\AC (redresseur MLI à deux niveaux, filtre et onduleur MLI à deux niveaux).

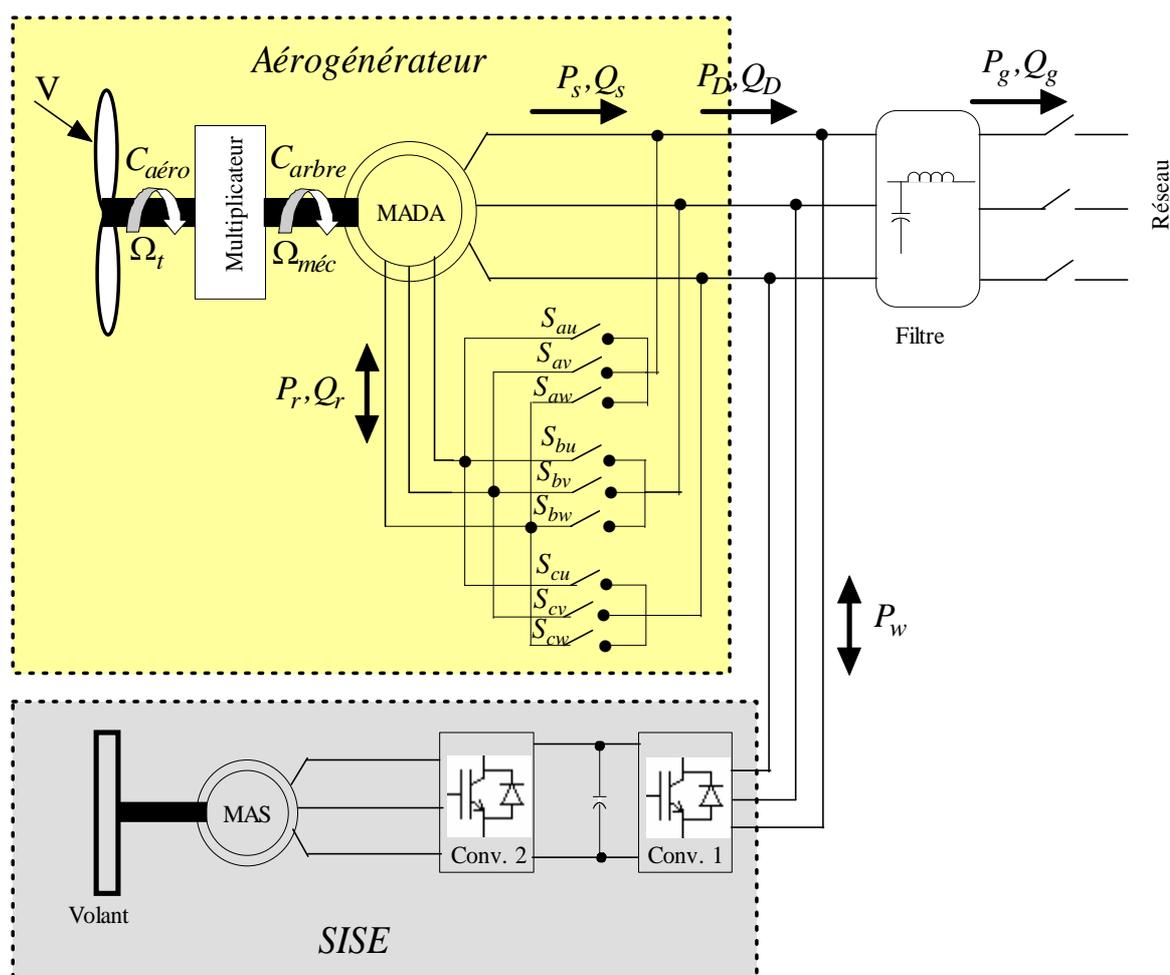


Fig.5.1 Schéma global du système étudié

## 5.3 Modélisation du système éolien

### 5.3.1 Modélisation et principes de contrôle de la turbine

L'aéro-turbine transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique, le multiplicateur de vitesse de gain  $G$  permet à la fois de diminuer le couple et d'augmenter la vitesse de rotation, et d'un générateur électrique qui convertit l'énergie mécanique en énergie électrique.

La puissance du vent captée par les pales est définie de la manière suivante [Sey 03][Ale 88]

$$P_{vent} = \frac{\rho}{2} \cdot S \cdot v_{vent}^3 \quad (5.1)$$

Avec :

$\rho$  la densité de l'air qui est égale à  $1,22 \text{ kg/m}^3$  à la pression atmosphérique à  $15^\circ\text{C}$ .

$S$  la surface balayée par la turbine.

$v_{vent}$  la vitesse du vent.

La puissance du vent n'est pas totalement captée par les pales, d'où la puissance aérodynamique est inférieure à celle du vent, dans le cas où l'angle de calage des pales  $\beta = 0$ , les deux puissances sont liées par l'expression suivante :

$$P_{aero} = C_p(\lambda) \cdot P_{vent} \quad (5.2)$$

Le coefficient de puissance  $C_p$  dépend de la vitesse du vent, du nombre de pales, de leur rayon et de leur vitesse de rotation. Pour les éoliennes actuelles, on atteint des valeurs de 0,45 à 0,5 [Lec 03]. La figure 5.2 représente la variation de  $C_p$  en fonction du rapport de vitesse  $\lambda$  pour un angle de calage des pales nul.

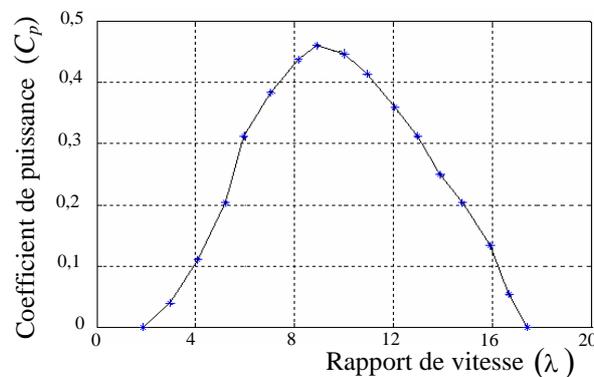


Fig.5.2 Coefficient de puissance  $C_p$  en fonction de rapport de vitesse  $\lambda$

Le rapport de vitesse  $\lambda$  est défini comme le rapport entre la vitesse linéaire des pales et la vitesse du vent :

$$\lambda = \frac{R \cdot \Omega_t}{v_{vent}} \quad (5.3)$$

où  $\Omega_t$  est la vitesse angulaire de la turbine et  $R$  le rayon des pales.

Le couple aérodynamique (éolien) est déterminé par la relation suivante :

$$C_{aero} = \frac{P_{aero}}{\Omega_t} = C_p(\lambda) \cdot \frac{\rho}{2} \cdot S \cdot v_{vent}^3 \cdot \frac{1}{\Omega_t} \quad (5.4)$$

Les vitesses mécaniques de la turbine et celle de la génératrice sont liées par le gain du multiplicateur comme suit:

$$\Omega_t = \frac{\Omega_{méc}}{G} \quad (5.5)$$

Les couples sur l'arbre lent  $C_{aéro}$  et sur l'arbre rapide  $C_{arbre}$  sont exprimés par la relation suivante :

$$C_{arbre} = \frac{C_{aéro}}{G} \quad (5.6)$$

Les masses des différents éléments de la turbine sont représentées par l'inertie  $J_{turbine}$ . Le modèle mécanique proposé considère l'inertie totale  $J$  constituée de l'inertie de la turbine ramenée sur l'axe rapide et celle de la génératrice  $J_g$ , et on suppose que le multiplicateur de vitesse est idéal. L'inertie totale  $J$  est donnée par l'expression suivante:

$$J = \frac{J_{turbine}}{G^2} + J_g \quad (5.7)$$

L'équation fondamentale de la dynamique permet d'établir l'évolution de la vitesse mécanique à partir du couple mécanique total  $C_{méc}$  appliqué au rotor :

$$J \frac{d\Omega_{méc}}{dt} = \sum C = C_{méc} \quad (5.8)$$

Le couple mécanique est fonction du couple électromagnétique  $C_{em}$  produit par la génératrice, du couple des frottements visqueux  $C_{visq}$ , et du couple issu du multiplicateur  $C_{arbre}$ .

$$C_{méc} = C_{arbre} - C_{em} - C_{visq} \quad (5.9)$$

Le couple visqueux est donné par l'expression suivante :

$$C_{visq} = f \cdot \Omega_{méc} \quad (5.10)$$

avec  $f$  représente le coefficient de frottement visqueux.

On établit à partir des équations précédentes, un schéma bloc fonctionnel du modèle de la turbine (figure 5.3).

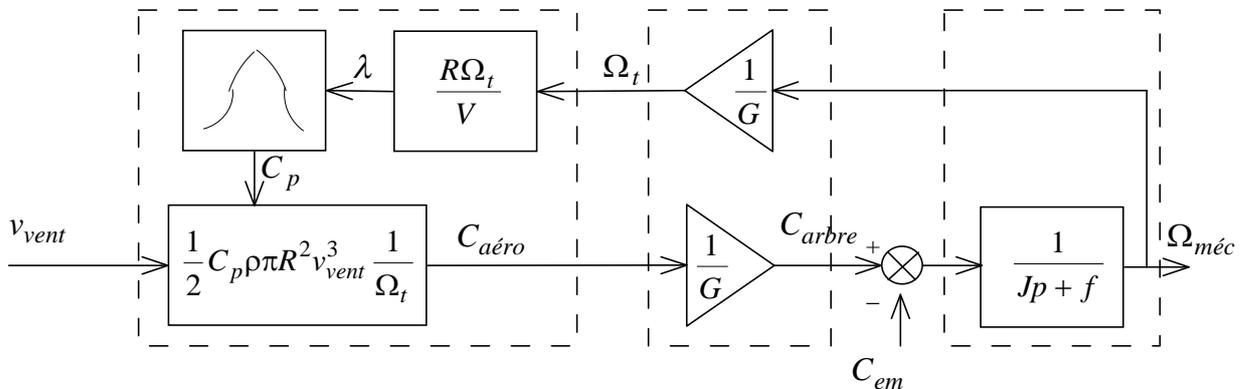


Fig.5.3 Schéma bloc fonctionnel du modèle de turbine

Le schéma bloc nous montre que la vitesse de rotation de la turbine est contrôlée, par action sur le couple électromagnétique de la génératrice. La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système.

La vitesse du vent est variable dans le temps, et pour garantir un captage maximal de l'énergie éolienne incidente, il faut ajuster en permanence la vitesse de rotation de la turbine à celle du vent. Ceci est réalisé en utilisant la technique d'extraction du maximum de la puissance (MPPT).

A partir de la vitesse du vent mesurée, on détermine la vitesse mécanique optimale de la turbine (correspondant à  $\lambda_{opt}$  et  $\beta=0^\circ$ , voir fig.5.2), en multipliant cette dernière par la valeur du gain du multiplicateur on obtient la vitesse mécanique du rotor de la MADA, qui est utilisée comme grandeur de référence pour un régulateur ; ce dernier élabore une consigne de commande, convenant au couple électromagnétique que devrait développer la machine pour passer à la vitesse optimale. Le couple issu de l'asservissement de vitesse, sera utilisé comme grandeur de référence du couple dans la structure fonctionnelle du modèle de la turbine (fig.5.3). L'ensemble est représenté par la figure 5.4.

Le correcteur de vitesse utilisé est de type proportionnel intégral (PI) à avance de phase avec anticipation, le calcul des paramètres du correcteur est donné en [Annexe B](#). En remplaçant, le coefficient de puissance  $C_p$  par  $C_{pmax}$  et  $\lambda$  par  $\lambda_{opt}$ , dans l'expression de la puissance aérodynamique (5.2), en négligeant les pertes, on obtient l'expression de la puissance mécanique optimale suivante :

$$P_{méc-opt} = -\frac{1}{2} \cdot C_{pmax} \frac{\rho \cdot \pi \cdot R^5}{G^3 \cdot \lambda_{opt}^3} \cdot \Omega_{méc}^3 \quad (5.11)$$

Le signe (-) dans l'expression (5.11) est utilisé pour désigner une puissance générée.

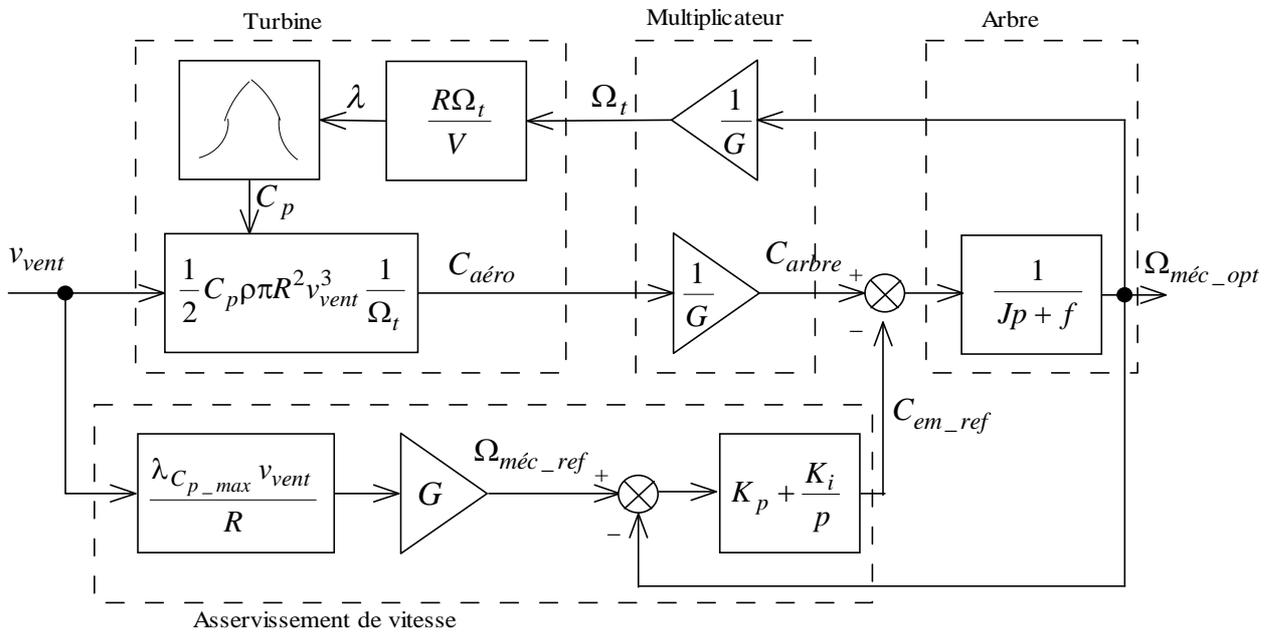


Fig.5.4 Schéma bloc fonctionnel avec asservissement de la vitesse mécanique

### 5.3.2 Modélisation de la MADA et sa commande

Une machine asynchrone à double alimentation est une machine à courant alternatif dont la vitesse varie en fonction de la charge. Elle se compose comme une machine asynchrone d'un primaire dit stator qui est fixe, et d'un secondaire qui est le rotor de forme cylindrique qui est mobile. Le stator a trois (03) enroulements couplés en étoile ou en triangle qui sont alimentés par un système triphasé de tension. Il en résulte la création d'un

champ magnétique glissant dans l'entrefer machine, où sa vitesse est  $\Omega_s = \frac{\omega_{sg}}{P_{dfig}}$ , où

$\omega_{sg}$  désigne la pulsation du réseau d'alimentation triphasé, et  $P_{dfig}$  est le nombre de paire de pôles du champ magnétique qui apparaît au niveau du stator. Le rotor qui est exécuté comme le stator, supporte un bobinage triphasé avec un même nombre de couplé en étoile.

Le rotor tourne à la vitesse  $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$  par rapport au stator, avec  $\theta$  l'angle entre le repère statorique et le repère rotorique. La représentation schématique de la machine asynchrone à double alimentation est montrée sur la figure 5.4.

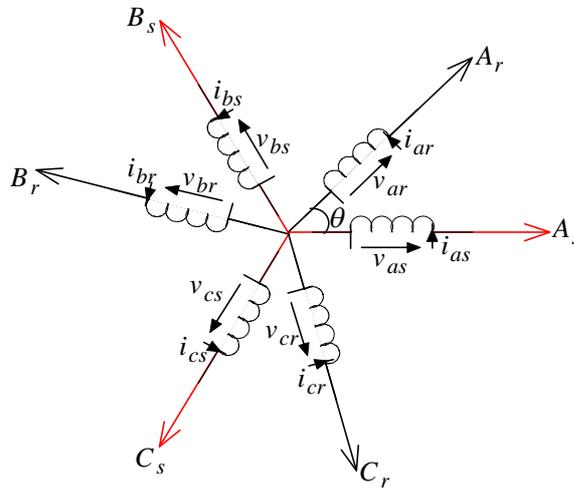


Fig.5.5 Représentation schématique de la MADA

Pour notre étude, nous considérons les hypothèses simplificatrices suivantes :

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonctions linéaires des courants ;
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées ;
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdales, et les inductances mutuelles entre deux enroulements varient sinusoïdalement en fonction de l'angle entre leurs axes magnétiques;
- L'effet de peau négligé.

De ce fait, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements.

#### 5.3.2.1 Modèle de la MADA

##### - Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements:

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{cases} \quad (5.12)$$

Les flux sont donnés par:

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}] [i_r] + [M_{sr}] [i_s] \end{cases} \quad (5.13)$$

En appliquant la transformée de Laplace, et en remplaçant (5.13) dans (5.12), on obtient:

$$\begin{cases} [v_s] = [R_s] \cdot [i_s] + p([L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r]) \\ [v_r] = [R_r] \cdot [i_r] + p([L_{rr}] [i_r] + [M_{sr}] [i_s]) \end{cases} \quad (5.14)$$

Avec:

$$[v_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Où:

$[v_s], [v_r]$ : vecteurs de tensions statorique et rotorique;

$[i_s], [i_r]$ : vecteurs de courant statorique et rotorique;

$[\phi_s], [\phi_r]$ : vecteurs de flux statorique et rotorique;

$[R_s], [R_r]$ : vecteurs de résistances statorique et rotorique;

$[L_{ss}], [L_{rr}]$ : vecteurs d'inductances statorique et rotorique;

$[M_{sr}]$ : matrice des inductances mutuelles stator-rotor,  $[M_{sr}]^t = [M_{rs}]$

$l_s, l_r$ : inductances propres d'une phase statorique et rotorique;

$L_s = l_s - M_s, L_r = l_r - M_r$ : inductances cyclique d'une phase statorique et rotorique;

$M_s, M_r$ : inductances mutuelles entre deux phases respectivement statorique et rotorique;

$M$ : maximum d'inductance mutuelle entre une phase statorique et rotorique (les axes des deux phases coïncident);

$P_{dfig}$ : opérateur de Laplace ;

$\theta$ : Ecart angulaire entre deux phases, statorique et rotorique correspondant.

**- Expression du couple électromagnétique**

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_{em} = \frac{1}{2} P_{dfig} [i]^T \frac{d[L]}{dt} [i] \quad (5.15)$$

Avec:

- $[i]$ : Matrice de courant total,  $[i] = \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix}$  ;
- $[L]$ : Matrice inductance totale,  $[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$  ;
- $P_{dfig}$  : est le nombre de paire de pôle.

Compte tenu que tous les termes des sous matrices  $[L_{ss}]$  et  $[L_{rr}]$  sont à coefficients constants, on aura:

$$C_{em} = \frac{1}{2} P_{dfig} [i]^T \left( \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] [i_r] \right) \quad (5.16)$$

**- Equation mécanique**

D'après la loi fondamentale de la dynamique nous pouvons écrire :

$$J \frac{d}{dt} \Omega_{méc} = C_{arbre} - C_{em} - C_{vis} \quad (5.17)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  (angle de rotation de la machine).

**5.3.2.2 Transformation de Park**

La transformation de Park est un outil mathématique qui a permis la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif système diphasé (repère d, q, o) continu, donc elle permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution [Sch 98].

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe d et axe en quadrature q).

La transformation de Park définie par la matrice de rotation  $[P(\theta)]$  est donnée sous la forme suivante:

$$[x_{dqo}] = [P(\theta)] [x_{abc}] \quad (5.18)$$

Avec:

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

**5.3.2.3 Application de la transformation de Park à la MADA**

En appliquant la transformée de Park pour chaque vecteur défini précédemment (tension, courant, flux), en remplaçant dans la matrice de Park  $\theta$  par  $\theta_s$  pour les équations du stator et  $\theta$  par  $\theta_r$  pour celles du rotor, on obtient :

**- Equations électriques**

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \cdot \phi_{ds} - \omega_{sg} \cdot \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \cdot \phi_{qs} + \omega_{sg} \cdot \phi_{ds} \\ v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \cdot \phi_{dr} - \omega_r \cdot \phi_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \cdot \phi_{qr} + \omega_r \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad (5.19)$$

**- Equations magnétiques**

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad (5.20)$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des flux statoriques et courants rotoriques est comme suit :

$$C_{em} = P_{dfig} \cdot (\phi_{ds} \cdot i_{qs} - \phi_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (5.21)$$

**5.3.2.4 Stratégie de commande de la MADA**

Les différentes stratégies de commande de la MADA reposent sur deux approches à savoir :

- Une approche basée sur un contrôle du flux en boucle fermée, cette approche est nécessaire lorsque le réseau est instable (tension et flux variables).
- Une approche basée sur un contrôle du flux en boucle ouverte, cette approche est utilisée quand le réseau est stable (tension et fréquence constantes).

Dans notre cas, on considère que le réseau est stable, c'est pourquoi on a opté pour la deuxième approche.

En choisissant un référentiel diphasé dq lié au champ tournant, et en alignant le vecteur flux statorique  $\Phi_s$  avec l'axe 'd' (afin de réaliser un découplage), nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \Phi_s \\ \phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (5.22)$$

L'expression du couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = -P_{dfig} \cdot \frac{M}{L_s} (\Phi_s \cdot i_{qr}) \quad (5.23)$$

Dans la production éolienne, on utilise les machines de moyenne, et de forte puissance, sur ce on peut négliger la résistance statorique, et dans la deuxième approche suscitée (flux statorique constant), on peut écrire les expressions des tensions et des flux statoriques comme suit :

$$\begin{cases} v_{ds} = 0 \\ v_{qs} = V_g = \omega_{sg} \cdot \Phi_s \end{cases} \quad (5.24)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = \Phi_s = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \phi_{qs} = 0 = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (5.25)$$

A partir du système d'équations (5.20), nous pouvons exprimer les courants statoriques  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  en fonction des courants rotoriques  $i_{dr}$  et  $i_{qr}$  comme suit :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{L_s} \cdot \Phi_s - \frac{M}{L_s} \cdot i_{dr} \\ i_{qs} = -\frac{M}{L_s} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (5.26)$$

**- Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques**

Les puissances actives et réactives de la MADA, sont exprimées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} P_s = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} \\ Q_s = v_{qs} \cdot i_{ds} - v_{ds} \cdot i_{qs} \\ P_r = v_{dr} \cdot i_{dr} + v_{qr} \cdot i_{qr} \\ Q_r = v_{qr} \cdot i_{dr} - v_{dr} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (5.27)$$

En remplaçant les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  par leurs expressions données (équation 5.26), dans les relations de puissances statoriques on obtient :

$$\begin{cases} P_s = -V_g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{qr} \\ Q_s = V_g \cdot \frac{\Phi_s}{L_s} - V_g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (5.28)$$

Avec  $\Phi_s = \frac{V_g}{\omega_{sg}}$  est constant pour toute vitesse de rotation, et la relation de la puissance réactive devient alors :

$$Q_s = \frac{V_g^2}{\omega_{sg} \cdot L_s} - \frac{V_g \cdot M}{L_s} \cdot i_{dr} \quad (5.29)$$

**- Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques**

En remplaçant les courants statoriques par leurs expressions dans les relations (5.20), on obtient le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot i_{dr} + \frac{M \cdot V_g}{\omega_{sg} \cdot L_s} \\ \phi_{qr} = (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (5.30)$$

Ces expressions des flux d'axes 'd' et 'q' sont alors portées dans les expressions des tensions rotoriques (5.19), nous obtenons alors :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot \frac{d}{dt} i_{dr} - g \cdot \omega_{sg} \cdot (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot i_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot \frac{d}{dt} i_{qr} + g \cdot \omega_{sg} \cdot (L_r - \frac{M^2}{L_s}) \cdot i_{dr} + g \omega_{sg} \cdot (\frac{M V_g}{\omega_{sg} \cdot L_s}) \end{cases} \quad (5.31)$$

En régime permanent, le système d'équations (5.31), s'écrit :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r \cdot i_{dr} - g \cdot \omega_{sg} \cdot \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{qr} \\ v_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + g \cdot \omega_{sg} \cdot \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot i_{dr} + g \cdot \omega_{sg} \cdot \left( \frac{M \cdot V_g}{\omega_{sg} \cdot L_s} \right) \end{cases} \quad (5.32)$$

avec  $v_{dr}$  et  $v_{qr}$  sont les tensions à imposer au rotor pour obtenir les courants voulus et par conséquent les puissances désirées.

#### - Expressions des puissances active et réactive de l'aérogénérateur

Les puissances active et réactive de l'aérogénérateur s'écrivent comme suit.

$$\begin{cases} P_D = P_s + P_r \\ Q_D = Q_s + Q_r \end{cases} \quad (5.33)$$

En négligeant certains termes, on trouve les équations des puissances active et réactive de l'aérogénérateur comme suit :

$$\begin{cases} P_D = (g-1) \cdot V_s \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{qr} \\ Q_D = \frac{V_g^2}{\omega_{sg} \cdot L_s} + (g-1) \cdot V_g \cdot \frac{M}{L_s} \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (5.34)$$

Le contrôle des grandeurs rotoriques de la MADA permet la gestion des puissances mise en jeu par l'aérogénérateur.

#### 5.3.2.5 Commande vectorielle en puissance de la MADA

L'objectif de la commande vectorielle en puissance de la MADA consiste à lui faire suivre une consigne en puissance avec une dynamique électrique, la mieux possible que le permet la fréquence de modulation du convertisseur utilisé. Le schéma bloc de la commande vectorielle est montré sur la figure 5.6.

Les blocs  $R_P$  et  $R_Q$  représentent les régulateurs des puissances active et réactive. Le but de ces régulateurs est d'obtenir des performances dynamiques élevées et une bonne robustesse. Pour atteindre ces objectifs, on a utilisé des régulateurs RST ([Annexe C](#)).

La puissance réactive de référence mise en jeu par l'aérogénérateur, afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire côté réseau, est maintenue nulle ( $Q_D = 0$ ) et la puissance active de référence ( $P_{D\_réf}$ ) produite par l'aérogénérateur est définie comme suit :

$$P_{D\_réf} = \eta \cdot P_{méc\_opt} \quad (5.35)$$

avec :  $P_{méc\_opt}$  la puissance mécanique optimale ;  $\eta$  : le rendement de la MADA et du convertisseur de puissance ;  $P_{D\_réf}$  : la puissance de référence de l'aérogénérateur.

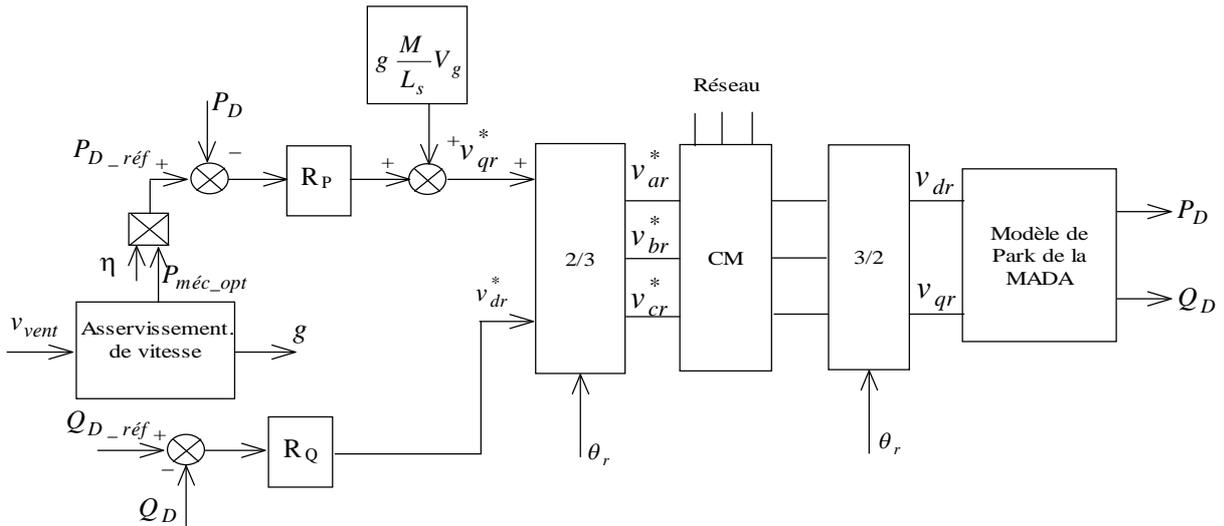


Fig.5.6 Schéma bloc de la commande en puissance de la MADA

## 5.4 Système inertiel de stockage d'énergie

Le système inertiel de stockage d'énergie (SISE) étudié est constitué d'un volant d'inertie entraîné par une machine asynchrone à cage d'écureuil (MAS). Le stator de cette dernière est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur AC\DC\AC.

Le contrôle de transit des puissances, entre le système de stockage et le réseau est réalisé par le réglage des grandeurs statoriques de la MAS.

Lors du stockage, l'énergie électrique est convertie en énergie mécanique par l'intermédiaire du moteur électrique. L'énergie mécanique est stockée dans le volant d'inertie sous forme d'énergie cinétique d'une masse tournante. Lors de la décharge du SISE, l'énergie mécanique est reconvertie en énergie électrique par l'intermédiaire du générateur électrique. Habituellement, une seule machine électrique peut fonctionner en moteur ou en générateur, en fonction du régime de fonctionnement du SISE. Le régime de fonctionnement est imposé par l'interface d'électronique de puissance, qui impose le sens de transfert de l'énergie à travers la machine électrique.

### 5.4.1 Principe de contrôle du SISE associé au générateur éolien

La puissance fournie par un générateur éolien est toujours variable, à cause des variations de la vitesse du vent. D'un autre côté, c'est le consommateur ou le réseau qui doit recevoir une puissance lissée. La figure 5.7 montre le principe de contrôle d'un SISE associé à un générateur éolien. Ayant la puissance générée par le générateur éolien  $P_{D\_réf}$ , et connaissant la puissance ( $P_{g\_réf}$ ) qu'il faut délivrer au réseau, la puissance de référence pour le SISE  $P_{w\_réf}$  peut être déterminée comme suit:

$$P_{w\_réf} = P_{g\_réf} - \eta P_{méc\_opt} \quad (5.36)$$

Si la puissance de référence est positive, c'est qu'il y a un excédent d'énergie qui doit être stockée. Si la puissance de référence est négative, on a un déficit d'énergie qui doit être couvert par l'énergie stockée [Cim 04].

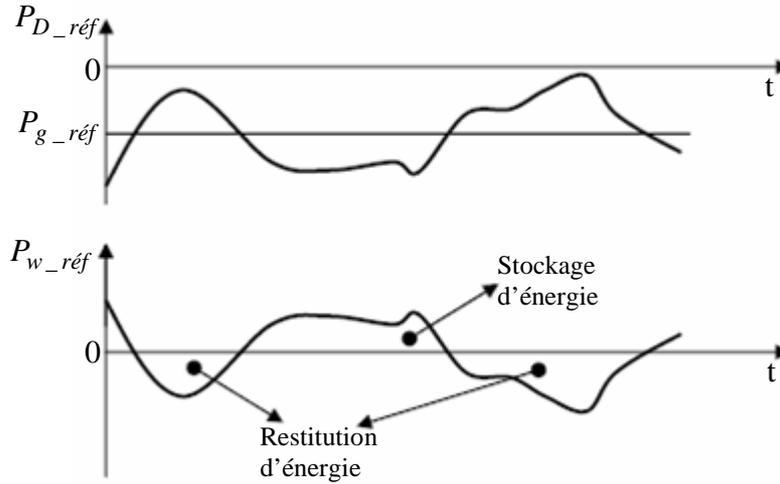


Fig.5.7 Principe du contrôle de SISE associé au générateur éolien

## 5.4.2 Contrôle en vitesse pour le SISE et contrôle vectoriel pour la MAS

### 5.4.2.1 Calcul de la vitesse de référence du volant

Il est bien connu que l'énergie est l'intégrale de la puissance en fonction du temps. Donc, en intégrant la puissance de référence déterminée par (5.36) on obtient une énergie. En faisant la somme de cette énergie avec l'énergie stockée dans le volant d'inertie initialement, on obtient l'énergie de référence pour le SISE:

$$E_{c\_réf} = E_c^{t_0} + \int_{t_0}^{t_1} P_{w\_ref} \cdot dt \quad (5.37)$$

où  $E_c^{t_0}$  : Représente l'énergie initiale du volant d'inertie.

Connaissant  $E_c = J_{vol} \cdot \frac{\Omega_{vol}^2}{2}$ , on obtient la vitesse de référence pour le volant d'inertie et, implicitement, pour la machine électrique du SISE :

$$\Omega_{vol\_réf} = \sqrt{\frac{2 \cdot E_{c\_réf}}{J_{vol}}} \quad (5.38)$$

Avec :  $J_{vol}$  le moment d'inertie du volant ;  $\Omega_{vol}$  la vitesse de rotation du volant.

Le moment d'inertie est calculé par :

$$J_{vol} = \delta \cdot m_{vol} \cdot R_{vol}^2 \quad (5.39)$$

Avec :  $\delta$  le coefficient de forme du volant ;  $m_{vol}$  la masse du volant et  $R_{vol}$  le rayon du volant.

L'énergie stockée dans le volant, est proportionnelle au carré de la vitesse d'entraînement, et au moment d'inertie de la masse tournante. Néanmoins, la quantité d'énergie stockée est limitée par la résistance du matériau qui constitue le volant. La vitesse du volant est limitée par la force centrifuge admissible, qui correspond à la vitesse limite imposée par le matériau dont il est fabriqué.

En raison de la sûreté de l'exploitation, il est recommandé que la vitesse du volant ne doit pas dépasser 70% de la vitesse maximale, et l'énergie stockée dans la masse en mouvement n'excèdera pas 50% de l'énergie maximale [Cim 04].

La vitesse de référence est limitée afin de maintenir la MAS dans la zone de fonctionnement à puissance constante et ne pas dépasser la vitesse maximale du volant d'inertie.

#### 5.4.2.2 Modèle de la machine asynchrone avec orientation du flux

Le modèle de la machine asynchrone dans le repère de Park, avec orientation du flux rotorique, peut être décrit par les équations (5.40)-(5.44):

$$v_{sd_{IM}} = R_{s_{IM}} \cdot i_{sd_{IM}} + \sigma_{IM} \cdot L_{s_{IM}} \frac{di_{sd_{IM}}}{dt} + \frac{M_{IM}}{L_{r_{IM}}} \frac{d\Phi_r}{dt} - \omega_{s_{IM}} \cdot \sigma_{IM} \cdot L_{s_{IM}} \cdot i_{sq_{IM}} \quad (5.40)$$

$$v_{sq_{IM}} = R_{s_{IM}} \cdot i_{sq_{IM}} + \sigma_{IM} \cdot L_{s_{IM}} \frac{di_{sq_{IM}}}{dt} + \frac{M_{IM}}{L_{r_{IM}}} \frac{d\Phi_r}{dt} + \omega_{s_{IM}} \cdot \sigma_{IM} \cdot L_{s_{IM}} \cdot i_{sd_{IM}} \quad (5.41)$$

$$M_{IM} \cdot i_{sd_{IM}} = \Phi_r + \frac{L_{r_{IM}}}{R_{r_{IM}}} \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (5.42)$$

$$\omega_{s_{IM}} = p_{im} \cdot \Omega_{IM} + \omega_{sr} \quad (5.43)$$

$$\text{avec } \omega_{sr} = \frac{M_{IM} \cdot R_{r_{IM}}}{L_{r_{IM}}} \frac{i_{sq_{IM}}}{\Phi_r}$$

$$C_{em_{IM}} = p \frac{M_{IM}}{L_{r_{IM}}} \Phi_r \cdot i_{sq_{IM}} \quad (5.44)$$

#### 5.4.2.3 Calcul du flux de référence de la MAS

Après orientation du flux rotorique, la puissance électromagnétique s'écrit:

$$P_{IM} = p_{im} \frac{M_{IM}}{L_{r_{IM}}} \phi_{rd} \cdot i_{sq_{IM}} \cdot \Omega_{IM} \quad (5.45)$$

avec :  $P_{IM}$  la puissance électromagnétique,  $C_{em_{IM}}$  le couple électromagnétique,  $\Omega_{IM}$  la vitesse mécanique,  $p_{im}$  le nombre de paires de pôles,  $M_{IM}$  l'inductance mutuelle,  $L_{r_{IM}}$  l'inductance cyclique rotorique,  $\phi_{rd}$  le flux rotorique sur l'axe direct,  $i_{sq_{IM}}$  le courant statorique sur l'axe en quadrature.

La valeur de la composante direct du flux rotorique est obtenue à partir de l'équation (5.45), comme suit :

$$\phi_{rd\_ref} = \frac{P_{IM} \cdot L_{r_{IM}}}{p_{im} \cdot M_{IM} \cdot i_{sq_{IM}}} \cdot \frac{1}{\Omega_{IM}} \quad (5.46)$$

#### 5.4.2.4 Calcul du courant de référence de la MAS

Le couple de référence de la MAS est donné par :

$$C_{réf} = \frac{P_{w\_réf}}{\Omega_{IM}} + f_b \cdot \Omega_{IM} + C_s \quad (5.47)$$

où  $P_{w\_réf}$  est calculée à partir de l'équation (5.36),  $C_s$  le couple de frottement sec et  $f_b$  le coefficient de frottement visqueux. Cependant la relation (5.47) ne peut pas être utilisée directement dans le schéma de contrôle ; parce que la vitesse du volant d'inertie doit être maintenue entre deux limites.

A partir des expressions (5.44), (5.45) et (5.46), le courant rotorique de référence sur l'axe en quadrature peut être calculé comme :

$$i_{sqIM\_réf} = \frac{C_{réf} \cdot L_{rIM}}{p_{im} \cdot M_{IM} \cdot \Phi_r} \quad (5.48)$$

Le schéma de contrôle en puissance pour le SISE et de contrôle vectoriel pour la MAS est présenté dans la figure 5.8. Le calcul des régulateurs utilisés est donné en Annexe D.

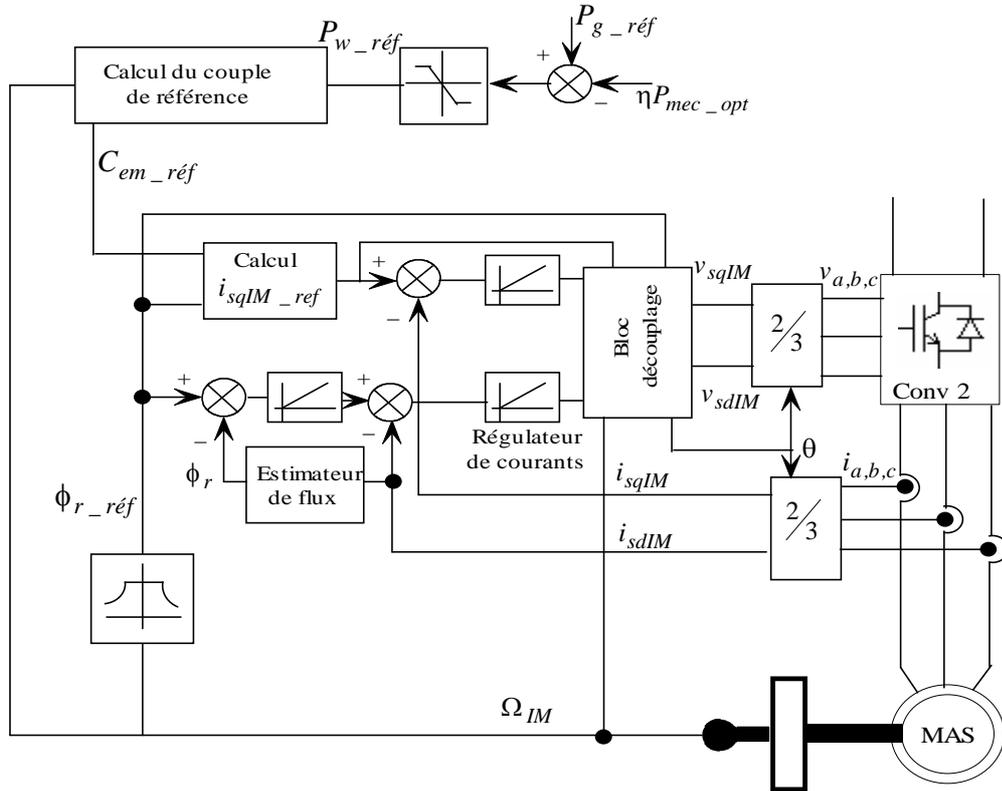


Fig.5.8 Schéma de contrôle en puissance pour le SISE et contrôle vectoriel pour la MAS

## 5.5 Résultats et interprétations

Dans notre application le rendement  $\eta$  de l'aérogénérateur est estimé à 95% (sans la turbine), la puissance active de référence du réseau,  $P_{g\_réf}$ , est fixée à la valeur de -1.5 MW (le signe négatif signifie une puissance générée) et pour maintenir le facteur de puissance du réseau unitaire la puissance réactive de référence du réseau,  $Q_{g\_réf}$ , est fixée à une valeur nulle.

La vitesse de rotation de la MADA est représentée par la figure 5.9, et comme la fréquence des grandeurs statoriques de la MADA est imposée par le réseau (fixée dans notre cas à 50 Hz) on trouve le glissement illustré par la figure 5.10 et qui varie sur une plage de  $\pm 10\%$  en passant par des valeurs nulles. Il est à noter que le profil du vent est choisi de façon à obtenir justement ces différentes valeurs du glissement, c'est-à-dire différents modes de fonctionnement (hypersynchrone, hyposynchrone, asynchrone synchronisée) de la MADA. L'allure de la puissance mécanique sur l'arbre (générée par la turbine) est montrée sur la figure 5.11, cette dernière varie, entre -1 et -2MW, sur les

phases de fonctionnement en mode hyposynchrone entre -1 et -1.5 MW, et sur les périodes de fonctionnement en mode hypersynchrone entre -1.5 et -2 MW. La puissance active générée par l'aérogénérateur varie autour de sa valeur de référence qui est de l'ordre de -1.5MW, et la puissance réactive varie autour de sa valeur de référence imposée nulle voir figure 5.12. La figure 5.13 représente les allures de la puissance active et réactive statoriques. La figure 5.14 montre les puissances active et réactive échangées entre le réseau et le rotor, cette relation s'établit directement du fait que le convertisseur matriciel ne contient aucun élément de stockage intermédiaire, leurs sens d'écoulement dépend du signe du glissement : pour ( $g < 0$ ) les puissances sont transmises du rotor au réseau (mode génératrice hypersynchrone), pour ( $g > 0$ ) les puissances sont transmises du réseau au rotor (mode génératrice hyposynchrone) et pour un glissement nul le rotor absorbe une puissance active qui représente les pertes Joules rotorique, et la puissance réactive est nulle. La figure 5.15.a montre que la tension est imposée par le réseau et l'amplitude du courant injecté au réseau est imposé par la commande ; on a montré sur deux périodes que la tension du réseau et le courant de ce dernier sont en opposition de phase pour tous les modes de fonctionnement ceci justifie que l'écoulement de puissance est toujours de l'aérogénérateur vers le réseau (voir figure 5.15.b). La figure 5.16.a illustre la tension et le courant rotorique, la figure 5.16.d montre que le courant est en avance de la tension d'un angle  $\frac{\pi}{2} < \varphi < \pi$  et ceci sur une période correspondant à un glissement négatif ; et sur la période où le glissement est positif l'angle de déphasage entre la tension et le courant est de  $0 < \varphi < \frac{\pi}{2}$  ceci est montré sur la figure 5.16.c. Pour les valeurs de glissement nul, ces grandeurs rotoriques sont continues, ceci est un apport de taille du convertisseur matriciel, on retrouve le cas d'une machine synchrone. La figure 5.17.a représente la tension et le courant de la MAS, et sur une période correspondant au mode de fonctionnement hyposynchrone de la MADA, la MAS fonctionne en génératrice (phase de déstockage), le courant est en avance de phase par rapport à la tension voir figure 5.17.b. On voit sur la figure 5.17.c que la MAS fonctionne en moteur (phase de stockage), le courant est en retard par rapport à la tension. Sur la figure 5.18, sont montrées les variations de la vitesse du volant d'inertie. Cette dernière diminue sur des plages correspondant aux modes de fonctionnement hyposynchrone et augmente sur les périodes où la MADA fonctionne en régime hypersynchrone. En outre, sa valeur est presque constante dans des plages où la vitesse mécanique de la MADA est proche de 157rd/s. La figure 5.19 nous montre le transit de puissance entre le SISE et le réseau, le sens d'écoulement de cette puissance varie en fonction de la puissance générée par l'aérogénérateur. Si cette dernière est inférieure à -1.5MW, le transfert d'énergie va du réseau vers le SISE (stockage), sinon, le sens d'écoulement de puissance va du SISE vers le réseau (déstockage) et ce pour compenser le déficit de puissance de l'éolien. Les composantes du flux rotorique de la MAS sur l'axe direct et quadratique sont illustrées sur la figure.5.20. La composante en quadrature est nulle, cela justifie que la commande à flux rotorique orienté.

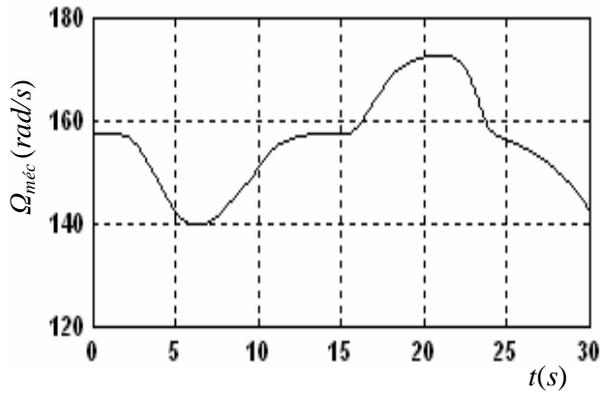


Fig.5.9 Vitesse de rotation de la MADA

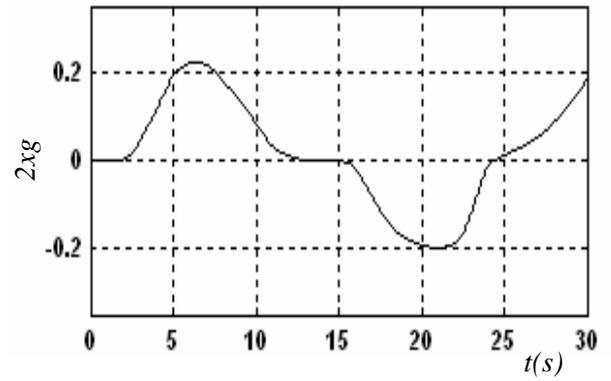


Fig.5.10 Glissement de la MADA

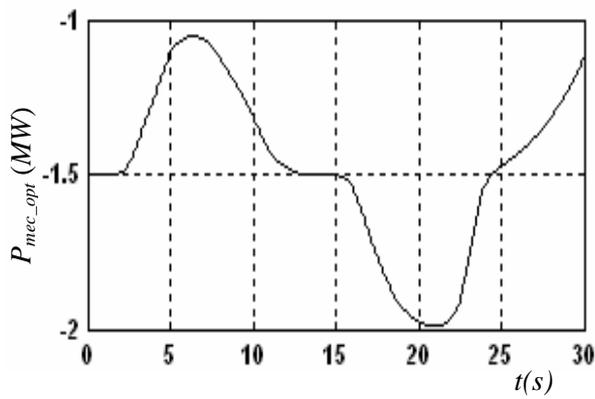


Fig.5.11 Puissance mécanique de la turbine

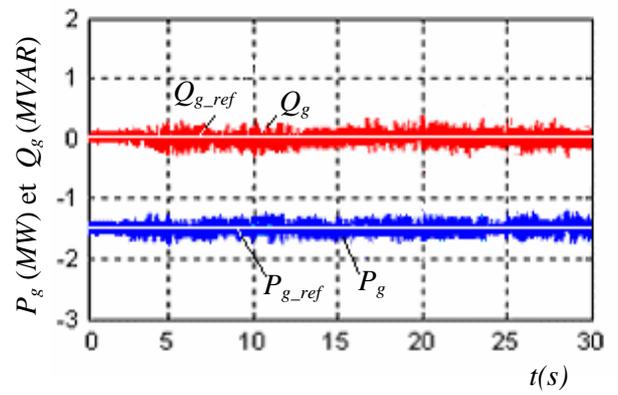


Fig.5.12 Puissance active et réactive du réseau

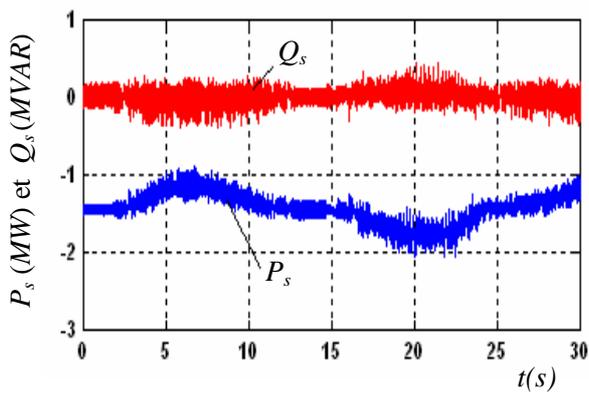


Fig.5.13 Puissance active et réactive statoriques

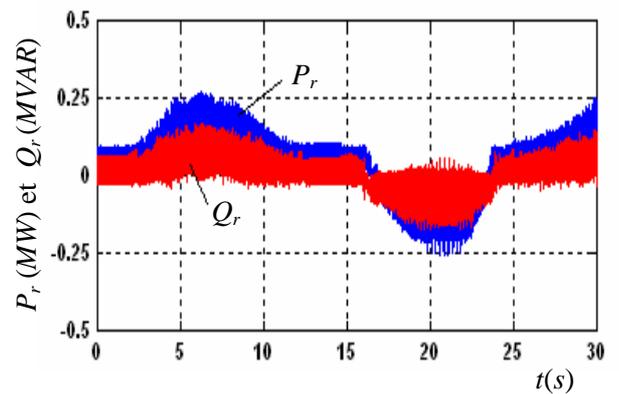


Fig.5.14 Puissance active et réactive rotoriques

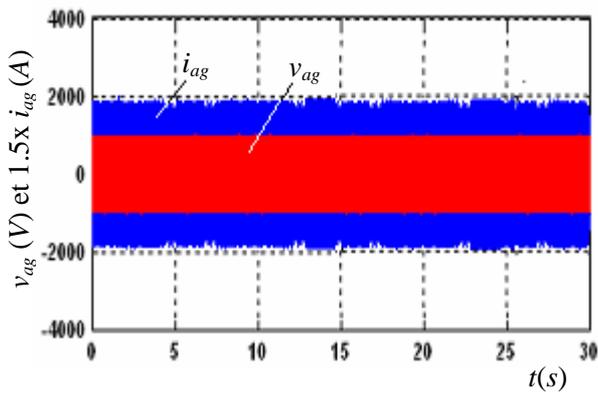


Fig. 5.15.a Tension et courant du réseau

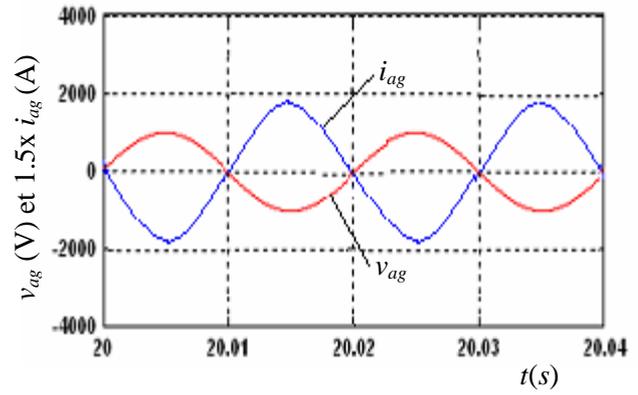


Fig.5.15.b Tension et courant du réseau sur deux périodes

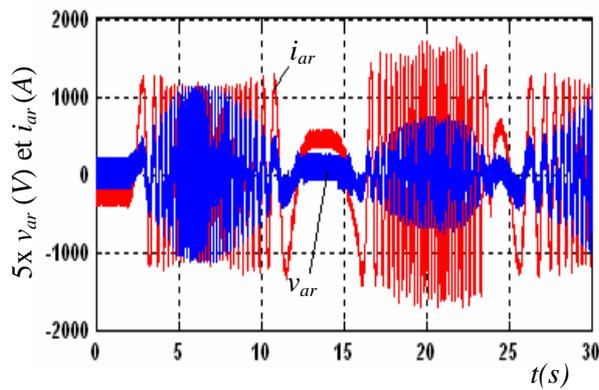


Fig.5.16.a Tension et courant rotorique

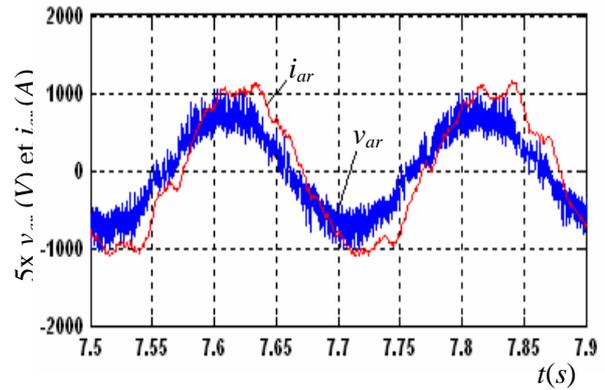


Fig.5.16.b Tension et courant rotorique pour  $g > 0$

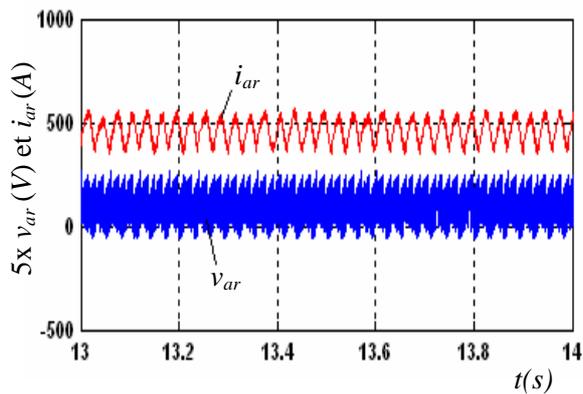


Fig.5.16.c Tension et courants rotoriques pour  $g = 0$

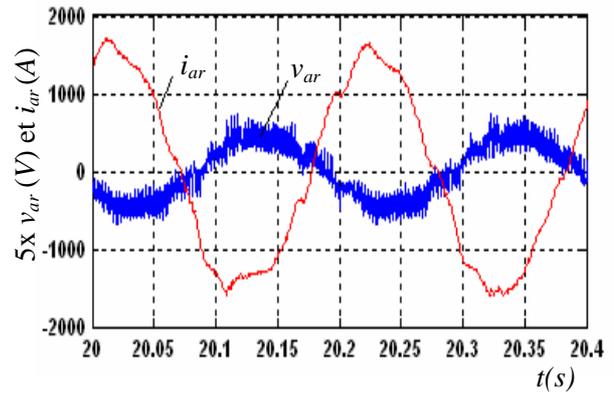


Fig.5.16.d Tension et courants rotoriques pour  $g < 0$

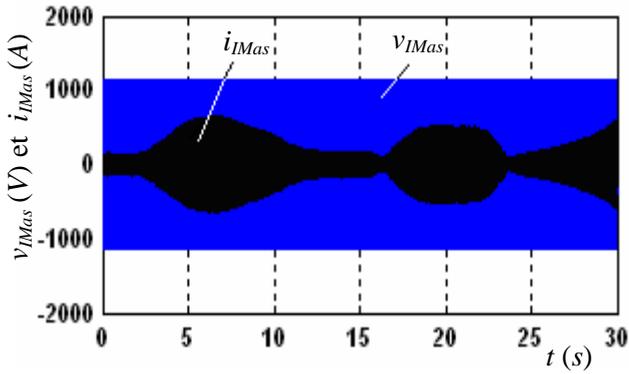


Fig.5.17.a Tension et courant statoriques de la MAS

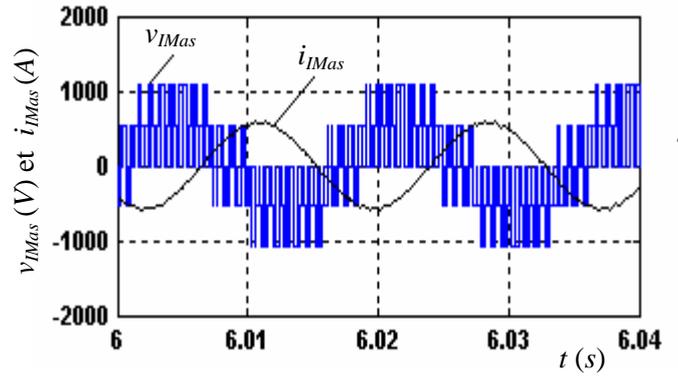


Fig.5.17.b Tension et courant de la MAS pendant une phase de déstockage

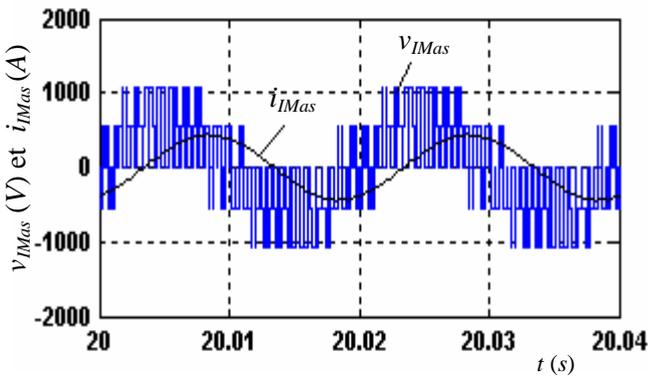


Fig.5.17.c Tension et courant de la MAS pendant une phase de stockage

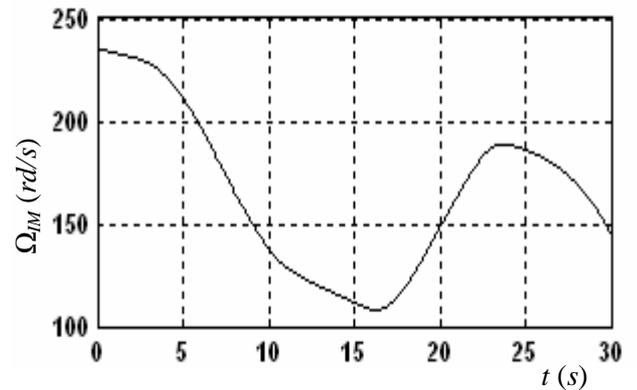


Fig.5.18 Vitesse du volant d'inertie

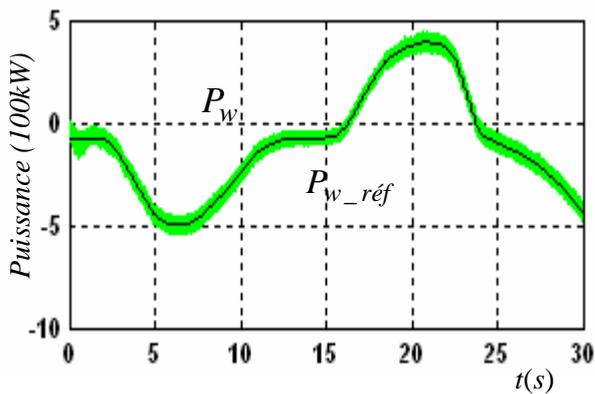


Fig.5.19 Puissance  $P_w$  et la Puissance de référence  $P_{w\_réf}$  de la MAS

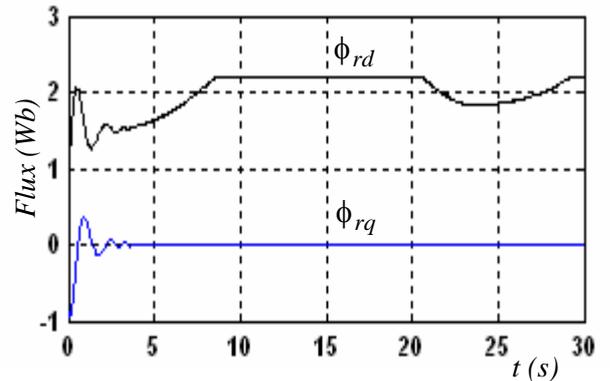


Fig.5.20 Composantes directe et quadratique du flux de la MAS

## 5.6 Conclusion

Dans ce présent chapitre, un générateur éolien à vitesse variable associé à un système de stockage inertiel est présenté. La première partie est dédiée à l'analyse du comportement de l'aérogénérateur basé sur une machine asynchrone double alimentée et pilotée par le rotor via un convertisseur matriciel. En effet, l'apport de l'introduction du convertisseur est clairement montré:

- Il offre la possibilité du fonctionnement dans les deux quadrants couple-vitesse de la MADA. Pour  $g > 0$  la MADA fonctionne en mode génératrice hyposynchrone, pour  $g < 0$  la MADA fonctionne en mode génératrice hypersynchrone et pour  $g = 0$ , la MADA fonctionne en mode génératrice asynchrone-synchronisée.
- Le bilan d'écoulement de puissance entre le rotor de la MADA et le réseau s'établit directement, cela est dû à l'absence d'élément de stockage dans la structure du convertisseur matriciel.

La deuxième partie est orientée vers le lissage de la puissance fournie au réseau par l'utilisation d'un système de stockage basé sur un volant d'inertie couplé à une MAS à cage, cette dernière est contrôlée par un convertisseur classique AC/DC/AC.

En terme de résultats du comportement dynamique obtenus, nous pouvons confirmer que le convertisseur matriciel constitue une solution viable, attractive et une alternative par rapport aux convertisseurs conventionnels utilisés jusqu'à présent dans les systèmes éoliens.

# **Conclusion générale**

## Conclusion générale

Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence et son application à la conduite de la machine asynchrone triphasée dans un système éolien.

Afin d'aborder cette étude, nous avons consacré le premier chapitre à la présentation de la modélisation du filtre d'entrée ainsi que les différentes configurations d'une cellule de commutation du convertisseur matriciel en exposant le réseau de Petri correspondant à son fonctionnement en mode normal et en mode commandable. On a montré également que du fait qu'on a modélisé l'interrupteur du convertisseur matriciel (constitué de deux transistors et deux diodes) par un commutateur bidirectionnel en courant et en tension a réduit largement le nombre de configurations possibles du convertisseur matriciel. Ainsi que le choix de la commande complémentaire ainsi définie est justifiée. En vue de la commande du convertisseur matriciel, on a élaboré son modèle de connaissance et de commande. On a montré qu'en utilisant les fonctions génératrices, on aboutit à un modèle homogène où toutes ses grandeurs sont continues.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté deux techniques de commande du convertisseur matriciel, à savoir, l'algorithme de Venturini et la modulation vectorielle ; puis on a effectué des tests de simulation pour vérifier et comparer nos résultats avec les travaux déjà publiés. La modulation de Venturini permet de synthétiser directement les ordres de commande des différents interrupteurs du CM, car cette technique lui est directement dédiée. Dans la modulation vectorielle, les phaseurs spatiaux de la tension de phase de la charge ainsi que du courant d'entrée sont imposés à l'aide d'un ensemble limité de vecteurs de commutation. Ce procédé permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de la charge en assurant leur forme sinusoïdale. Les résultats obtenus avec les deux techniques sont satisfaisants vu la qualité des signaux sur une charge inductive R-L à différentes fréquences de sortie. L'un des plus importants avantages procurés par le CM est le fait d'avoir un facteur de puissance réglable, qui peut être même unitaire. Les résultats de simulation obtenus ont montré cette propriété.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude des commutations dans le convertisseur matriciel. Etant donné qu'il n'existe aucun élément à semi-conducteur de puissance commandable à quatre quadrants, les commutateurs sont réalisés à base d'éléments de puissance unidirectionnels. Pour cela, on a le choix entre plusieurs topologies qui se divisent en deux catégories : les commutateurs à un élément encadré de diodes et les commutateurs à deux éléments mis en antiparallèle. Pourtant, le problème-clé à résoudre pour la réalisation d'un convertisseur matriciel est la commutation du courant. D'une part, la continuité du courant de charge ne doit pas être gênée par la commutation phase à phase, d'autre part les tensions d'entrée ne doivent pas être mises en court-circuit par le chevauchement des intervalles de conduction. Les stratégies présentées dans ce chapitre permettent en effet de réaliser des commutations appropriées dans le MC. Néanmoins, l'utilisation de ces stratégies complique davantage les algorithmes de commande du convertisseur, ce qui exige des calculateurs de plus en plus performants et qui par conséquent freine le développement du MC.

Dans le quatrième chapitre une nouvelle topologie du convertisseur matriciel dit indirect est étudiée. Elle combine la méthode de contrôle traditionnelle MLI pour le convertisseur AC/DC/AC avec les besoins d'un convertisseur matriciel et accomplit ainsi

les avantages fonctionnels du convertisseur matriciel. Les résultats théoriques d'analyse et de simulation prouvent que le convertisseur IMC recèle les performances suivantes :

- Les formes d'ondes des courants d'entrée et des tensions de sortie peuvent être purement sinusoïdales ;
- le convertisseur peut fournir un facteur de puissance unitaire à l'entrée ;
- le fonctionnement en quatre quarts du convertisseur est possible ;
- ne nécessite aucun élément de stockage intermédiaire, il s'apprête bien à une réalisation compacte ;
- possède le même rapport de transfert de tensions que le MC ;
- des méthodes MLI conventionnelles peuvent être appliquées pour contrôler séparément l'étage redresseur de l'étage onduleur ;
- le convertisseur est complètement exempt de problèmes de commutation liés aux convertisseurs matriciels directs ;
- le convertisseur offre un rendement meilleur que le convertisseur matriciel direct, puisque les commutations de l'étage redresseur ont lieu à courant nul ;
- la possibilité de réaliser des structures multi-niveaux.

Les structures IMC peuvent constituer la solution idéale pour les problèmes de commutations rencontrés dans la structure MC, ce qui permettra l'émergence de la conversion directe AC/AC et concurrencer la conversion indirecte conventionnelle AC/DC/AC, car dans certaines applications industrielles la conversion directe serait d'un apport certain.

Nous avons présenté dans le chapitre cinq une application ciblée du MC dans un système éolien à vitesse variable basée sur la machine asynchrone double alimentée associée à une unité de stockage inertiel.

La première partie de ce chapitre est dédiée à l'analyse du comportement de l'aérogénérateur basé sur une machine asynchrone double alimentée et pilotée par le rotor via un convertisseur matriciel. En effet, l'apport de l'introduction du convertisseur est clairement montré:

- Il offre la possibilité du fonctionnement dans les deux quadrants couple-vitesse de la MADA. Pour  $g > 0$  la MADA fonctionne en mode génératrice hyposynchrone, pour  $g < 0$  la MADA fonctionne en mode génératrice hypersynchrone et pour  $g = 0$  la MADA fonctionne en mode génératrice asynchrone-synchronisée.
- Le bilan d'écoulement de puissance entre le rotor de la MADA et le réseau s'établit directement, ceci est dû à l'absence d'élément de stockage dans la structure du convertisseur matriciel.

La deuxième partie est orientée vers le lissage de la puissance fournie au réseau par l'utilisation d'un système de stockage basé sur un volant d'inertie couplé à une MAS à cage, cette dernière est contrôlée par un convertisseur classique AC/DC/AC.

En terme de résultats du comportement dynamique obtenus, nous pouvons confirmer que le convertisseur matriciel constitue une solution viable, attractive et une alternative par rapport aux convertisseurs conventionnels utilisés jusqu'à présent dans les systèmes éoliens.

En perspectives, nous envisageons:

- La réalisation pratique du convertisseur matriciel et son implantation dans un banc d'essais de système éolien;
- développement d'autres topologies IMC ainsi que leurs stratégies de commande appropriées.

# **Bibliographie**

## Bibliographie

- [Aim 03] S. El Aimani, "Modelling and simulation of doubly fed induction generator for variable speed wind turbines integrated in a distribution network", 10<sup>th</sup> European Conference on power Electronics and Application, Toulouse, France, 2003.
- [Ale 88] A.Alesina, M.Venturini, "Intrinsic amplitude limits and optimum design of 9 switches direct PWM ac-ac converter", Proc. of PSEC con. pp.1284-1290, Rec. April 1988.
- [Ale 89] A. Alesina, M. Venturini, "Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 4, no. 1, pp.101-112, January 1989.
- [Alt 01] H. Altun, S. Sünter, "Simulation and Modeling of Vector Controlled 3-Phase Matrix Converter Induction Motor Drive", ELECO'01, Bursa, Nov. 7-11, 2001
- [Ans 06] A. Ansel, B.Robyns, "Modelling and simulation of an autonomous variable speed micro hydropower station", Mathematics and Computers in Simulation Journal no.71, 2006.
- [Aou 06\_1] D. Aouzellag, **K. Ghedamsi**, E.M. Berkouk, "Modeling of Doubly Fed Induction Generator with Variable Speed Wind turbine for Network Power Flow Control", WSEAS Journal, Issue 12, Volume 1, December 2006, pp1995-2000, ISSN 1790-5060.
- [Aou 06\_2] D. Aouzellag, **K.Ghedamsi**, E.M. Berkouk, "Modelling of Doubly Fed Induction Generator with Variable Speed Wind for Network Power Flow Control", JTEA'06, Tunis.
- [Aou 06\_3] D. Aouzellag, **K. Ghedamsi**, E.M. Berkouk, "Power Control of a Variable Speed Wind Turbine Driving an DFIG", ICREPQ'06, Spain.
- [Aou 07\_1] D. Aouzellag, **K. Ghedamsi**, E.M. Berkouk, "Network Power Flow Control of the Wind Generator", Elsevier, Renewable Energy, in press.
- [Aou 08] D. Aouzellag, **K. Ghedamsi**, E.M. Berkouk, "Network Power Flow Control of Variable Speed Wind Turbine", IEEE,POWERENG 2007, April 12-14, 2007, Setubal, Portugal.
- [Bar 04] J.P. Barton and D.G. Infield, "Energy Storage and its Use With Intermittent Renewable Energy", IEEE transaction on Energy Conversion, vol .19, no. 2, June 2004, pp.441-448.
- [[Ber 96] S. Bernet, T. Matsuo and T.A. Lipo, "A Matrix Converter Using Reverse Blocking NPT- IGBT's and Optimised Pulse Patterns", Proceedings of. IEEE/PESC'96 , Baveno, Italy, June 1996, pp. 107-113.
- [Bea 90] R.R. Beasant, W.C. Beattie, A. Refsum, "An Approach to the Realisation of a High Power Venturini Converter", Proceedings of IEEE/PESC'90, pp. 291-297, 1990.

- [Bou 07] O.Bouhali, Contribution des Convertisseurs Multiniveaux au Raccordement de la Production d'Origine Eolienne sur un Réseau Electrique », Thèse de Doctorat, ENP 2007.
- [Bur 89] N. Burany, "Safe Control of Four-Quadrant Switches", Conference Records of IEEE-IAS Annual Meeting, 1989, pp. 1190-1194.
- [Bus 04] S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, S. Somavilla, "The nearest three virtual space vector PWM-A modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level NPC inverter", IEEE Power Electronics Letters, Vol 2 No.1, March 2004.
- [Cad 01] R.Cadenas, R.Pena, G.Asher, J.Clare, R.Blasco-Giménez, "Control strategies for enhanced power smoothing in wind energy systems using a flywheel driven by a vector-controlled induction machine", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.48, June 2001, pp 625-635.
- [Cha 02] L. Chang, "Systèmes de conversion de l'énergie éolienne", *IEEE Canadian Review*, Summer 2002, pp: 1-5.
- [Cha 04] H.J. Cha "Analysis and design of matrix converter for adjustable speed drives distributed power sources" PhD University of Texas, USA, 2004.
- [Cim 04] G. Cimuca, M.M. Radulescu, C. Saudemont, B.Robyns, "Performance Analysis of an Induction Machine-Based Flywheel Energy Storage System Associated to a Variable-Speed Wind Generator", Proceedings of the 9<sup>th</sup> International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipments. OPTIM 2004, Brasov, Romania, May 2004, vol.II, pp.319-326.
- [Ghe 02] **K. Ghedamsi**, "Réalizations de différentes stratégies de commande d'un onduleur triphasé trios niveaux à structure NPC", Mémoire de Magister EMP, 2002.
- [Ghe 04] **K. Ghedamsi**, E.M. Berkouk, "Vector control by matrix converter for induction motor", IEEE (ICIT 2004), pp.530-535, tunis.
- [Ghe 06] **K.Ghedamsi**, D.Aouzellag, E.M. Berkouk, "Application of Matrix Converter for Variable Speed Wind Turbine Driving a Doubly Fed Induction Generator", IEEE, SPEEDAM'06, pp 38-42.
- [Ghe 07] **K.Ghedamsi**, D.Aouzellag, E.M. Berkouk, "Performance Analysis of a Flywheel Storage System Associated to a Variable Speed Wind Generator", ICEEDT'07, Tunisie.
- [Ghe 08\_1] **K.Ghedamsi**, D.Aouzellag, E.M. Berkouk, "Control of wind generator associated to a flywheel energy storage system", Elsevier, Renewable energy Journal, 33 (2008), pp: 2145-2156.
- [Ghe 08\_2] **K.Ghedamsi**, D.Aouzellag, E.M. Berkouk, "Performance Analysis of a Flywheel Storage System Associated to a Variable Speed Wind Generator", Journal of Electrical Systems, ISSN 1112-5205, pp: 248-258, Issue 2, Volume4, June 2008.

## *Bibliographie*

- [Gui 94] X.Guilland, J.P.Hautier, "Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs statiques", *Journal de Physique III*, April 1994, P.805-819.
- [Gyu 76] L. Gyugyi, B.R.Pelly, "Static power frequency changers", John Wiley and Sons, New York, 1976.
- [Han 04] Han Ju Cha, "Analysis and design of matrix converter for adjustable speed drives and distributed power sources", PhD thesis, Texas A&M University, August 2004.
- [Har 98] F. Hardan, J.A.M. Bleijs, R.Jones, P.Bromley, "Bi-directional power control for flywheel energy storage system with vector-controlled induction machine drive", IEE conference publication, pp.456-477, 1998.
- [Heb 02] R.Hebner, J.Beno, A.Walls, "Flywheel batteries come around again", *IEEE Spectrum*, April 2002, pp.44-51.
- [Hol 89] J. Holtz, U. Boelkens, "Direct frequency converter with sinusoidal line currents for speed-variable motors", *IEEE trans. On Industrial Electronics*, vol. 36, No. 4, 1989, pp.475-479.
- [Hub 95] L.Huber, D.Borojevic, "Space vector modulated three-phase to three-phase matrix converter with input power factor correction", *IEEE Trans on Industry Applications*, Vol.32 No.6 pp.1234-1246, 1995.
- [Iim 97] K. Iimori, K. Shinohara, O.Taruni, "New current-controlled PWM rectifier-voltage source inverter without DC link components", In Proc of PCC- Nagoka' 1997, pp.783-786.
- [Ito 04] J.Itoh, I.Sato, A.Odaka, H.Ohguchi, K.Kodachi, "A Novel Approach to Practical Matrix Converter Motor drive System with RB-IGBT", *Power Electronics Specialists Conference 2004*.
- [Jus 03] M. Jussila, M. Salo, and H. TUUSB, "Realization of a three-phase indirect matrix converter with an indirect vector modulation method", *33 rd Conf IEEE PESC, 2003*, vol. 2.
- [Jus 05] M.Jussila, M.Eskola, H.Tuusa, "Analysis of Non-Idealities in Direct and Indirect Matrix Converter", *European Conference on Power Electronics and Applications 2005*
- [Klu 00] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg, "New Steps towards a low-cost Power Electronic Building block for Matrix Converters", *Proceedings of IEEE/IAS Annual Meeting 2000*, vol. 3, pp. 1964-1971, 2000.
- [Klu 02] C. Klumpner, F. Blaaberg, " A new cost-effective multidrive solution based on a two-stage direct power electronic conversion topology", in Proc. IAS' 02, vol. 1, pp. 444-452, 2002.
- [Kol 02] J. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, H. Ertl, "Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter". In Proc of 17<sup>th</sup> IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2002, vol.2, pp.777-791.

- [Lec 03] L.Leclercq, B.Robyns, J.M. Grave, "Control Based on fuzzy logic of a flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators", *Mathematics and Computers in Simulation*, vol.63, issue 3-5, 2003, pp.271-280.
- [Leu 98] Y.K. Leung, A.K. Paul, J.D.Plummer, S.S. Wong, "Lateral IGBT in thin SOI for high voltage, high speed power IC", *IEEE Transactions on Electron Devices*, Vol. 45, Issue 10, Oct. 1998, pp. 2251 – 2254.
- [Lew 03] R.G. Lawrence, K.L.Craven, G.D. Nickols, "Flywheel UPS", *IEEE Industry Application Magazine*, May-June 2003, pp44-50.
- [Mah 00] J. Mahlein, J. Igney, J. Weigold, M. Braun, O. Simon, "Matrix converter commutations with and without explicit input voltage sign measurement", *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, vol. 49, No.2, pp.407-414.
- [Mah 01] J. Mahlein, J. Igney, M. Braun, O. Simon, "Robust Matrix Converter Commutation without explicit Sign Measurement", *Proceedings of EPE 2001*, CD ROM, pp. 1-7, 2001.
- [Mat 01] M. Matteini, "Control techniques for matrix converter adjustable speed drives", PhD thesis, Univ of Bologna, 2001.
- [Mul 98] E. Muljadi, K. Pierce, P. Migliore, "Control strategy for variable-speed, stall-regulated wind turbines", in the *Proceeding of American Controls Conference*, Philadelphia, PA, 24-26 June, 1998, pp: 1-8.
- [Nef 88] C.L. Neft, C.D. Schauder, "Theory and Design of a 30-Hp Matrix Converter", *IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record*, pp. 934-939, 1988.
- [Nef 92] C.Neft, C.D.Schauder, "Theory and Design of a 30-hp matrix converter", *IEEE trans on Industry Applications*", Vol.28 No.3 pp.546-551, 1992.
- [Nie 96] P.Nielsen, "The matrix converter for an induction motor drive", PHD Thesis, Aalborg University, Denmark, 1996.
- [Nie 99] P. Nielsen, F. Bjaadbjerg, J. Pedersen, "New protection issues of a matrix converter: design considerations for adjustable-speed drives", *IEEE Trans. On Industry Applications*, vol.35, No. 5, 1999, pp. 1150-1161.
- [Nik 05] H. Nikkhajoei, M. R. Iravani, "A matrix converter based micro-turbine distributed generation system", *IEEE Trans. Power Delivery*, Vol. 20, No. 3, pp. 2182-2192, July 2005.
- [Rou 05] S.Round, F.Schafmeister, M.Heldwein, E.Pereira, L.Serpa, J.Kolar," Comparison of Performance and Realization Effort of a Very Sparse Matrix Converter to a Voltage DC Link PWM Inverter with Active Front End", *The 2005 International Power Electronics Conference*, pp.558-567, 2005.

## *Bibliographie*

- [Sch 98] A. Schuster, "Commande, Réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone", Thèse de Doctorat, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, 1998.
- [Sey 03] D. Seyoum, C. Grantham, "Terminal voltage control of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control", IEEE transactions on industrial Applications, September 2003, pp: 846-852.
- [Tou 98] A. Tounzi , "Utilisation de l'énergie éolienne dans la production de l'électricité", Journées du club EEA, 28-29 janvier 1998, Paris (France), pp 1-14.
- [Ven 80\_1] M.Venturini, "A new sine wave in, sine wave out conversion technique eliminates reactive elements", Proc. Powercon 7, pp. E3-1-E313, 1980.
- [Ven 80\_2] M.Venturini, "The generalized transformer: a new bidirectional sinusoidal waveform, frequency converter with continuously adjustable input power factor", Proc. Of PESC, pp242-252, Rec.1980.
- [Wal 98] A. Waltsgott, M. Ziegler, "Method of synchronising/controlling AC voltage-fed converters for matrix converters, in multi-phase systems", Patent DE19742609, July 2, 1998.
- [Whe 93] P.W.Wheeler, D.A.Grant, "A low loss matrix converter for AC variable speed drives", EPE Proceedings Brighton 1993, pp.27-32.
- [Wei 03] L. Wei, "The development of matrix converters with reduced number of switches", PhD dissertation, Electrical and computer engineering, Univ of Wisconsin-Madison, 2003.
- [Wei 01\_1] L. Wei, T.A. Lipo, "A novel matrix converter topology with simple commutation", Proc. ofIAS, Vol. 3, pp. 1749-1754, 2001.
- [Wei 01\_2] L. Wei, T.A. Lipo, "A novel matrix converter with simple commutation", In Proc of 36<sup>th</sup> IEEE Industry Applications society conference. (IAS'2001), vol.3, pp. 1749-1754, Chicago, USA, 2001.
- [Whe 02] P. Wheeler, J. Clare, L. Empringham, M. Bland, M. Apap, "Gate drive level intelligence and current sensing for matrix converter current commutations", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 49, No.2, 2002, pp.382-389.
- [Xu 97] S. Xu, R. Plikat, R. Constapel, Jacek Korec, D. Silber, "Bidirectional IGBT on SOI substrate with high frequency and high temperature capability", Proceedings of IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices and IC's, 1997, ISPSD '97, Weimar, Germany 1997, pp. 37-40.
- [Zie 98] M. Ziegler, W. Hoffman, "Semi Natural Two Steps Commutation Strategy for Matrix Converters", Proceedings of IEEE/PESC'98, vol. 1, pp. 727-731, 1998.
- [Zio 86] P.D. Ziogas, S.I. Khan, M.H. Rashid, "Analysis and Design of Forced Commutated Cycloconverter Structures with Improved Transfer Characteristics", IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. IE-33, No. 3, August 1986, pp. 271-280.

# **Annexes**

## Dimensionnement du filtre

Soient les caractéristiques électriques suivantes, pour le dimensionnement du filtre :

- Les harmoniques à fréquence de pulsation du courant d'entrée du CM soient suffisamment bien amorties par rapport au courant d'entrée du filtre. Ceci sera déterminé par la fonction  $\underline{F}_{f2}$ .
- La tension aux bornes de la réactance  $X_{L_f}$  reste dans certaines limites sous l'influence de la pulsation. Il ne doit pas apparaître des impulsions de surtensions à cause commutations à pentes élevées du courant par le CM. Les impulsions de surtensions peuvent détruire les commutateurs de puissance. Ceci est imposé par les fonctions  $\underline{F}_{f2}$  et  $\underline{F}_{f3}$ .
- La chute de tension par rapport à la fréquence du réseau ne soit pas trop élevée
- Le facteur de puissance à l'entrée ne soit pas trop petit. Le filtre causera un déplacement entre les ondes fondamentales de la tension et du courant du réseau qui diminuera le facteur de puissance du système d'entraînement.

En plus il est important que les valeurs des composants, en particulier des condensateurs, soient le plus petit possible.

Pour le dimensionnement du filtre, il faut d'abord choisir la fréquence de résonance  $\omega_0$  (appelée aussi parfois fréquence de coupure). Le choix sera principalement déterminé par la fréquence de pulsation du CM et le spectre des harmoniques du courant d'entrée.

Il s'ensuit que, plus la fréquence de pulsation est élevée, plus élevée peut être aussi la fréquence de résonance du filtre et donc plus petites les valeurs des composants passifs. En simplifiant la relation avec  $r_f \rightarrow \infty$  ( $D \rightarrow 0$ ), on trouve :

$$|F_{f2}| \approx \frac{\omega_0^2}{\omega_p^2 - \omega_0^2} \quad (\text{A.1})$$

On peut choisir la fréquence  $\omega_0$  selon

$$2\omega_0 = \pi f_0 = \omega_p \frac{\sqrt{g_{ip}}}{\sqrt{g_{ip} + 1}} \quad (\text{A.2})$$

Où  $g_{ip}$  est le gain à la fréquence de pulsation  $\omega_p$ . Ensuite, il ne reste qu'un seul paramètre à déterminer, la pondération entre la composante capacitive  $X_{C_f}$  et la composante inductive  $X_{L_f}$ . Comme critère pour ceci, on peut choisir un parmi les trois derniers critères qui ont été posés avant pour les caractéristiques du filtre.

Si l'on dimensionne le filtre par limitation des amplitudes des harmoniques de la tension de sortie, la fonction de transfert déterminante est donnée par le produit des fonctions  $\underline{F}_{f2}$  et  $\underline{F}_{f3}$ ; à noter que la tension  $u_r$  ne possède pas des composantes à la fréquence de pulsation, elle peut donc être considéré comme zéro (elle représente un court circuit dans le schéma équivalent).

Pour le dimensionnement, on exige donc le gain  $g_{up}$  par rapport aux harmoniques de tension introduites par la pulsation. Comme avant, l'influence de la résistance  $r_f$  sera négligée. En simplifiant la fonction  $\underline{F}_{f3}$  ainsi, on a :

$$\underline{F}_{f3} = \frac{s}{\frac{s}{r_f} + \frac{\omega_0}{2Dr_f}} = \frac{X_{L_f}}{\omega} s \quad \text{quant } r_f \rightarrow \infty \quad (\text{A.3})$$

Et ainsi

$$g_{up} = |\underline{F}_{f2} \underline{F}_{f3}| = \frac{X_{L_f} \omega_0^2}{\omega_p^2 - \omega_0^2} \quad (\text{A.4})$$

A noter que  $X_{L_f}$  est la réactance par rapport à la fréquence de la pulsation. On obtient finalement :

$$X_{L_f} = \frac{g_{ip} (\omega_p^2 - \omega_0^2)}{\omega_0^2} \quad (\text{A.5})$$

Cette méthode est bien adaptée pour la détermination de la capacité minimale qu'il faut choisir pour assurer le bon fonctionnement du système d'entraînement sans danger d'apparence de surtensions.

Le courant  $i_r$  à l'entrée du filtre est déterminé par les fonctions  $\underline{F}_{f1}$  et  $\underline{F}_{f2}$ . ainsi que leurs signaux d'entrée  $u_r$  et  $i_{ch}$ . Selon le diagramme de Bode, la fonction  $\underline{F}_{f2}$  introduit le gain unitaire et le déphasage disparaît à fréquence nominale.

Par contre, le gain de la fonction  $\underline{F}_{f1}$  dépend du choix de  $X_{L_f}$  et le déphasage introduit est  $90^\circ (r_f \rightarrow \infty)$ , soit :

$$\left| \underline{F}_{f2} \right| = \left| \frac{\frac{\omega}{X_{L_f}} s}{s^2 + \omega_0^2} \right| = \frac{1}{X_{L_f}} \frac{\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \quad \text{quant } r_f \rightarrow \infty \quad (\text{A.6})$$

### Exemple de dimensionnement

Le filtre sera dimensionné pour alimenter une charge ( $R_{ch}$ ,  $L_{ch}$ ).

La résistance  $R_{ch} = 8\Omega$ ,  $L_{ch} = 0.01H$ . La fréquence du réseau égale à 50 Hz.

On choisit le gain  $g_{up} = 0.1$  (-20db).

Pour une fréquence de commutation (pulsation)  $f_p = 10 \text{ KHz}$ .

- Calcul de  $f_0$  :

$$f_0 = f_p \frac{\sqrt{g_{ip}}}{\sqrt{g_{ip} + 1}} = 10^4 \sqrt{\frac{0.1}{0.1 + 1}} = 3015 \text{ Hz}$$

- Calcul de  $X_{L_f}$  :

$$X_{L_f} = \frac{g_{ip}(f_p^2 - f_0^2)}{f_0^2} = 1$$

- Calcul de  $L_f$  :

$$L_f = \frac{R_{ch}}{2\pi f_p} = 127 \mu\text{H}$$

- Calcul  $C_f$  :

$$C_f = \frac{1}{L_f \omega_0^2} = 21,94 \mu\text{F}$$

## Synthèse du régulateur PI à avance de phase

Le correcteur de vitesse doit accomplir deux tâches :

- Il doit asservir la vitesse mécanique à la valeur de référence ;
- Il doit atténuer l'action du couple éolienne qui constitue une entrée perturbatrice.

$$C_{em\_réf} = \left( \frac{a_1 \cdot p + a_0}{\tau \cdot p + 1} \right) \cdot (\Omega_{méc\_réf} - \Omega_{méc}) \quad (B.1)$$

$$\tau_1 = a_1/a_0 > \tau$$

Avec :  $a_1$ ,  $a_0$  et  $\tau$  sont les paramètres à déterminer et  $p$  est l'opérateur de Laplace.

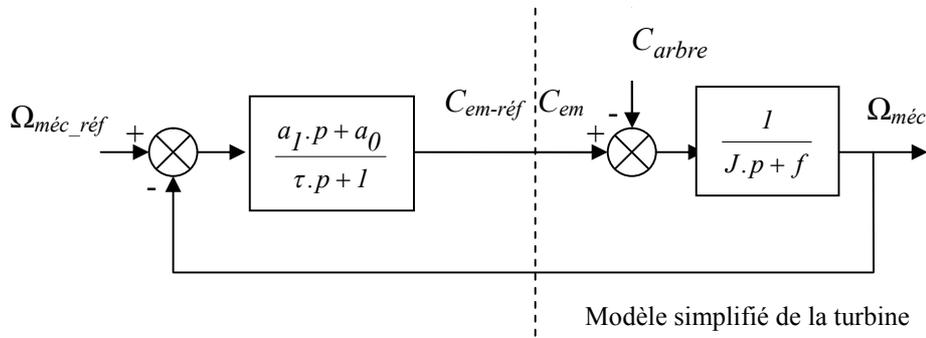


Fig.1. Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase

L'équation caractéristique en boucle fermée est donnée par l'expression suivante :

$$\Omega_{méc} = F(p) \cdot \Omega_{méc\_réf} + Y(p) \cdot C_{arbre} \quad (B.2)$$

Ou  $F(p)$  est la fonction de transfert de la référence sur la vitesse :

$$F(p) = \frac{a_1 \cdot p + a_0}{J \cdot \tau \cdot p^2 + (f \cdot \tau + J + a_1) \cdot p + a_0 + f} \quad (B.3)$$

$Y(p)$  est la fonction de transfert de la perturbation  $C_{arbre}$  :

$$Y(p) = \frac{\tau \cdot p + 1}{J \cdot \tau \cdot p^2 + (f \cdot \tau + J + a_1) \cdot p + a_0 + f} \quad (B.4)$$

Le but est d'atténuer l'action de la perturbation (couple éolien  $C_{arbre}$ ), pour cela on élève le paramètre  $a_0$ , et on détermine paramètres ( $a_1$  et  $\tau$ ), de manière à avoir une fonction de transfert du 2<sup>ème</sup> ordre, ayant une pulsation naturelle  $\omega_n$  et un coefficient d'amortissement  $\xi$ , définis comme suit :

$$\omega_n = \sqrt{\frac{a_0 + f}{J \cdot \tau}} \quad \text{et} \quad \xi = \frac{\tau + J + a_1}{a_0 + f} \cdot \frac{\omega_n}{2}$$

La constante de temps  $\tau$  permet de régler la pulsation naturelle et donc le temps de réponse de l'asservissement de vitesse mécanique, l'amortissement étant unitaire pour atténuer les dépassements des puissances.

$$a_0 = \omega_n^2 \cdot J \cdot \tau \quad \text{et} \quad a_1 = \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} (a_0 + f) - \tau - J$$

Le temps de réponse en boucle fermée affecte la valeur de la variation de puissance au moment de l'accrochage au réseau. En effet plus ce dernier est réduit plus la puissance électrique produite est importante en régime transitoire. Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase avec anticipation (figure.2)

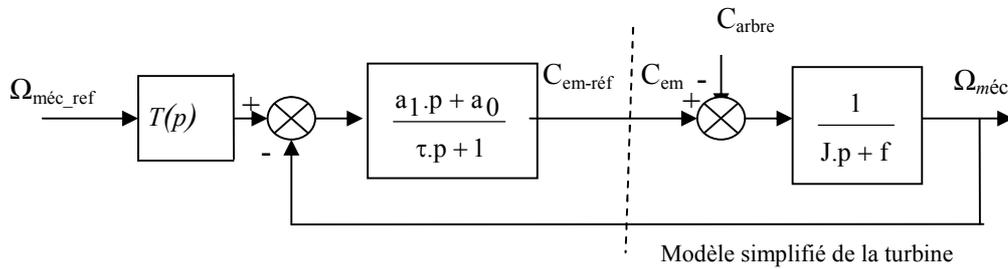


Fig.2. Schéma bloc du correcteur PI à avance de phase avec anticipation

$$T(p) = \frac{J \cdot \tau \cdot p^2 + (f \cdot \tau + J + a_1) \cdot p + a_0 + f}{(a_1 \cdot p + a_0) \cdot (\frac{t_r}{3} \cdot p + 1)} \quad (\text{B.5})$$

$t_r$  doit être inférieur à la moitié de la constante de temps du système.

$$a_0 = 121730 ;$$

$$a_1 = 1510.3 .$$

## Synthèse d'un régulateur RST

Le régulateur RST est un régulateur polynomial, et se présente comme une alternative intéressante aux régulateurs de type Proportionnel Intégral. Il est plus robuste et prenant mieux en compte les perturbations.

Ce régulateur est constitué de trois polynômes, qui sont R, S et T dont le degré est fixé en fonction de degré des fonctions de transfert, de poursuite et de régulation en boucle ouverte. Ils sont calculés à l'aide d'une stratégie qui permet le réglage des performances, de l'asservissement à l'aide de deux paramètres de synthèses ( $T_c$  et  $T_f$ ) de commande et de filtrage respectivement. Ces derniers nous permettent de définir la région où les pôles en boucle fermée seront placés.

La figure 1. montre un système, de fonction de transfert  $\frac{B}{A}$ , est corrigé par un RST.

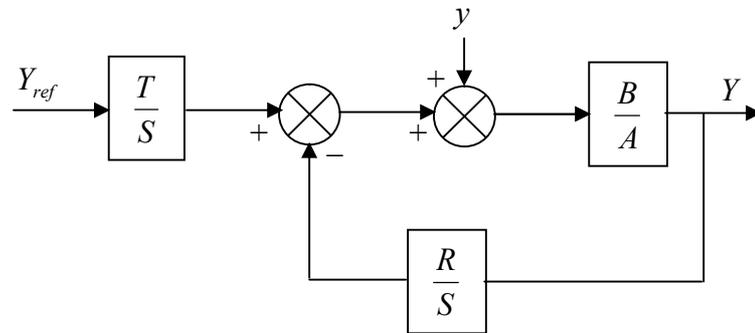


Fig.1. Schéma bloc d'un système régulé par un RST

$Y_{ref}$  représente la référence de la grandeur à asservir ;

$y$  représente la perturbation.

La régulation du système consiste à placer une fonction de transfert  $\frac{R}{S}$  sur la boucle de retour, et une fonction de transfert  $\frac{T}{S}$  appliquée à la référence.

Dans notre cas  $A = L_s \cdot R_r + p \cdot L_s \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)$  et  $B = M \cdot V_s$ .

A partir de la structure montrée sur la figure.1, la sortie du système  $Y$  en boucle fermée s'exprime :

$$Y = \frac{B.T}{A.S + B.R} \cdot Y_{ref} + \frac{B.S}{A.S + B.R} \cdot y \quad (C.1)$$

On déduit, de l'expression (C.1), le transfert en poursuite  $T_{\frac{Y}{Y_{ref}}}$  et le transfert en régulation  $T_{\frac{Y}{y}}$

$$\begin{cases} T_{\frac{Y}{Y_{ref}}} = \frac{B.T}{A.S + B.R} \\ T_{\frac{Y}{y}} = \frac{B.S}{A.S + B.R} \end{cases} \quad (C.2)$$

Le principe du placement de pôles, consiste à définir un polynôme arbitraire de stabilité  $D(p)$ , (correspondant au dénominateur des fonctions de transfert en poursuite et régulation) et à calculer  $S(p)$  et  $R(p)$  de sorte que conformément à l'équation de Bezout,

$$D = A.S + B.R \quad (C.3)$$

Le processus  $\frac{B}{A}$  et le régulateur  $\frac{R}{S}$  étant propre et le degré de polynôme  $D(p)$  est déterminé par celui de produit  $A.S$ .

$$\deg(D) = \deg(A) + \deg(S) \quad (C.4)$$

En choisissant un régulateur strictement propre ( $\deg(S) = \deg(R) + 1$ ) ; le temps de calcul est augmenté, mais outre que, les bruits de hautes fréquences sont filtrés, une aptitude à respecter le gabarit performances robustesse du cote hautes fréquences. Cela signifie que si  $A$  est de degré  $n$ , nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} \deg(D) = 2.n + 1 \\ \deg(S) = \deg(A) + 1 \\ \deg(R) = \deg(A) \end{cases} \quad (C.5)$$

Dans le cas de notre MADA, on obtient :

$$\begin{cases} A = a_1.p + a_0 \\ B = b_0 \\ D = d_3.p^3 + d_2.p^2 + d_1.p + d_0 \\ R = r_1.p + r_0 \\ S = s_2.p^2 + s_1.p + s_0 \end{cases} \quad (C.6)$$

Le polynôme  $D$  est décomposé en produit de deux polynômes  $C$  et  $F$

$$D = C.F \quad (C.7)$$

Nous introduisons deux paramètres : un horizon de commande  $T_c$  et un horizon de filtrage  $T_f$  (avec  $p_c = -\frac{1}{T_c}$  pole du polynôme de commande  $C$  et  $p_f = -\frac{1}{T_f}$  pole double du polynôme de filtrage  $F$ ). Ces pôles sont choisis à base des pôles de la boucle ouverte.

Le pole de commande a pour rôle d'accélérer le système, il est choisi arbitrairement cinq fois supérieur le pole du polynôme  $A$  soit :

$$\left\{ \begin{array}{l} p_c = 5.p_A = -5 \cdot \frac{L_s \cdot L_r}{L_s \cdot \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \\ T_c = -5 \frac{I}{p_c} = \frac{L_s \cdot \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{5 \cdot L_s \cdot R_r} \end{array} \right. \quad (C.8)$$

Pour rendre la commande moins sensible aux différents bruits, on a choisi  $T_c$  trois fois supérieur à  $T_f$ . soit

$$T_f = \frac{I}{3} \cdot \frac{L_s \cdot \left( L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{5 \cdot L_s \cdot R_r} \quad (C.9)$$

Dans l'hypothèse où les perturbations sont considérées comme constante par morceaux, cela nous conduit à modéliser la perturbation par un échelon. Pour que la perturbation soit rejetée, il est nécessaire d'annuler la fonction de transfert en régulation. Soit

$$\frac{S \cdot B}{A \cdot S + B \cdot R} \rightarrow 0 \quad (C.10)$$

Le théorème de la valeur finale indique alors :

$$\lim_{p \rightarrow 0} p \frac{S \cdot B \cdot y}{D \cdot p} = 0 \quad (C.11)$$

Si on observe l'expression (C.11), le terme  $D(0)$  ne peut pas être nul, et ce pour des raisons de stabilité. Il faut alors que  $S(0)$  soit nul.

Dans le système d'équations (C.6), il reste quatre termes inconnus (deux pour  $S$  et deux pour  $R$ ).

L'équation de Bezout ( $D=A \cdot S+B \cdot R=C \cdot F$ ), permet d'écrire le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} d_3 \\ d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_1 & 0 & 0 \\ 0 & a_0 & b_0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & b_0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} s_2 \\ s_1 \\ r_1 \\ r_0 \end{pmatrix} \quad (C.12)$$

## Annexe C

On définit les termes du polynôme  $T$ . En régime permanent, le but de la commande est d'obtenir  $\frac{Y}{Y_{ref}} = 1$

On a

$$\lim_{P \rightarrow 0} \frac{B.T}{A.S + B.R} = 1 \quad (\text{C.13})$$

Avec  $S(0)=0$  ; et  $T=R(0)$ .

Pour séparer poursuite et régulation, nous allons faire dépendre le terme  $\frac{BT}{AS + BR}$  uniquement de  $C$ .

Pour ce fait, on pose  $T=h.F$  (ou  $h$  est un réel).

Nous avons alors :

$$\frac{B.T}{AS + BR} = \frac{B.T}{D} = \frac{B.h.F}{C.F} = \frac{B.h}{C} \quad (\text{C.14})$$

et

$$\begin{cases} T = R(0) \\ h = \frac{R(0)}{F(0)} \end{cases} \quad (\text{C.15})$$

## Calcul des régulateurs PI de courant et de flux

### - Régulation du flux $\phi_r$ :

A partir des équations (5.35)~(3.41), on peut déterminer le schéma bloc suivant:

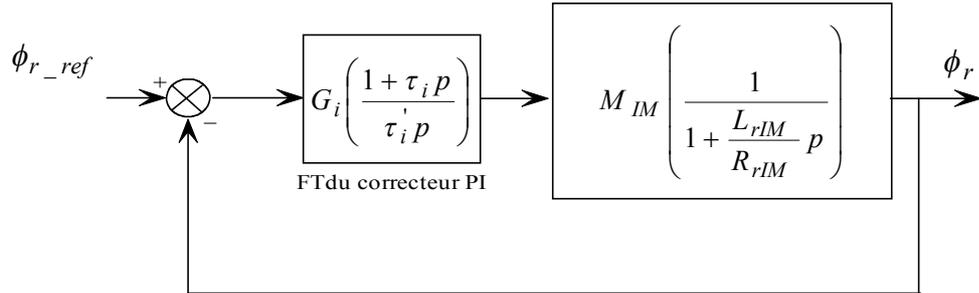


Fig.1 Régulation du flux  $\phi_r$

Au regard de la fig.2, on peut écrire la fonction de transfert en boucle ouvert  $FTbo(p)$  :

$$FTbo(p) = \frac{G_i(1 + \tau_i p)M_{IM}}{\left[1 + \frac{L_{rIM}}{R_{rIM}}\right] \tau_i p} \quad (D.1)$$

On choisit habituellement de compenser le pôle de la fonction de transfert de la machine. On pose donc :

$$\tau_i = \frac{L_{rIM}}{R_{rIM}} \quad (D.2)$$

et la fonction de transfert en boucle ouvert devient :

$$FTbo(p) = \frac{G_i M_{IM} R_{rIM}}{L_{rIM} p} \quad (D.3)$$

On calcul alors la fonction de transfert en boucle fermée  $FTbf(p)$  :

$$FTbf(p) = \frac{1}{\frac{L_{rIM}}{G_i M_{IM} R_{rIM}} p + 1} \quad (D.4)$$

Pour un premier ordre, le temps de réponse à 5% de la valeur finale est à trois fois la constante de temps, d'où :

$$t_r = 3 \frac{L_{rIM}}{G_i M_{IM} R_{rIM}} \quad (D.5)$$

Donc :

$$G_i' = 3 \frac{L_{rIM}}{t_r M_{IM} R_{rIM}} \quad (D.6)$$

- **Régulation des courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  :**

A partir des équations (5.35)~(3.41), on peut déterminer le schéma bloc suivant:

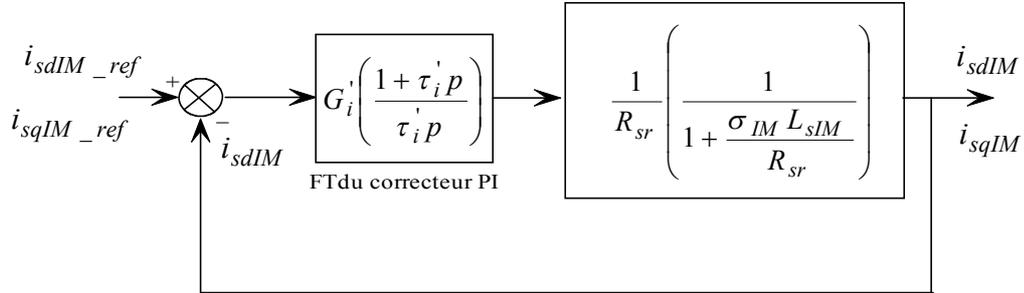


Fig.2 Régulation des courants  $i_{sdIM}$  et  $i_{sqIM}$

avec :

$$R_{sr} = R_s + \frac{M_{IM}^2}{L_{rIM}} R_r$$

Au regard de la fig.2, on peut écrire la fonction de transfert en boucle ouvert  $FTbo(p)$  :

$$FTbo(p) = \frac{G_i' (1 + \tau_i' p)}{R_{sr} \left[ 1 + \frac{\sigma_{IM} L_{sIM}}{R_{sr}} \right] \tau_i' p} \quad (D. 7)$$

On choisit habituellement de compenser le pôle de la fonction de transfert de la machine.

On pose donc :

$$\tau_i' = \frac{\sigma_{IM} L_{sIM}}{R_{sr}} \quad (D.8)$$

et la fonction de transfert en boucle ouvert devient :

$$FTbo(p) = \frac{G_i'}{\sigma_{IM} L_{sIM} p} \quad (D.9)$$

On calcul alors la fonction de transfert en boucle fermée  $FTbf(p)$  :

$$FTbf(p) = \frac{1}{\frac{\sigma_{IM} L_{sIM}}{G_i'} p + 1} \quad (D.10)$$

Pour un premier ordre, le temps de réponse à 5% de la valeur finale est à trois fois la constante de temps, d'où :

$$t_r = 3 \frac{\sigma_{IM} L_{sIM}}{G_i'} \quad (D.11)$$

Donc :

$$G_i' = 3 \frac{\sigma_{IM} L_{sIM}}{t_r} \quad (D.12)$$

- Détermination des tensions de référence :

A partir des équations (5.35)~(3.41), on peut déterminer les schémas blocs suivants :

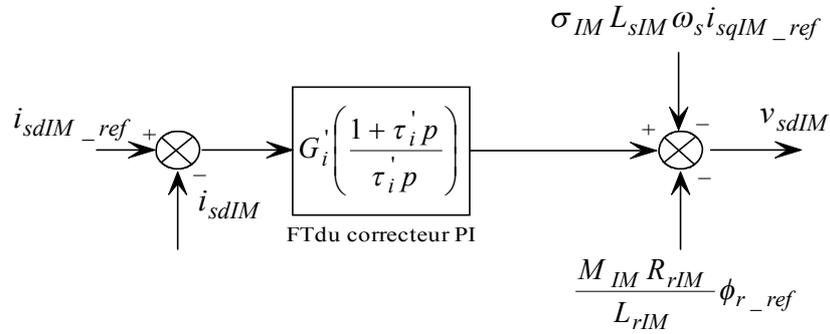


Fig.3 Détermination de la tension régulée  $v_{sdIM}$

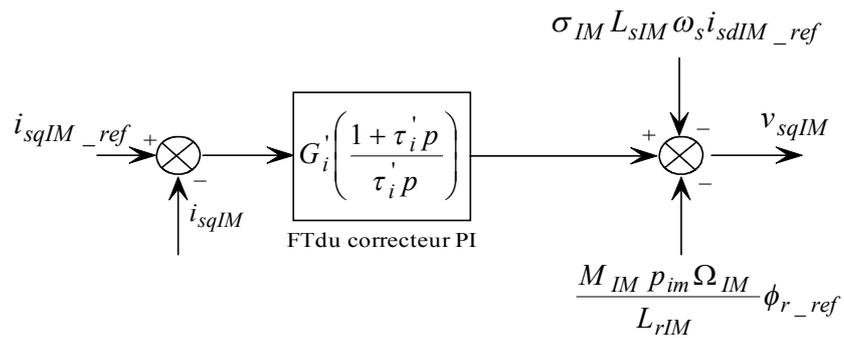


Fig.4 Détermination de la tension régulée  $v_{sqIM}$

---

**Paramètres de la turbine**

$$R = 36 \text{ m} ;$$

$$\text{Nombre de pales} = 3 ;$$

$$\text{Hauteur du mat} = 85 \text{ m} ;$$

$$G = 90 .$$

**Paramètres de la MADA**

$$R_s = 0.012 \Omega ;$$

$$R_r = 0.021 \Omega ;$$

$$L_s = L_r = 0.0137 \text{ H} ;$$

$$M = 0.0135 \text{ H} ;$$

$$J = 50 \text{ kg.m}^2 ;$$

$$P_{dfg} = 2 ;$$

$$f = 0.0071 \text{ N.m.s/rd} ;$$

$$V_g = 690 \text{ (V)} .$$

**Paramètres de la MAS**

$$R_{s_{IM}} = 0.036 \Omega ;$$

$$R_{r_{IM}} = 0.063 \Omega ;$$

$$L_{s_{IM}} = L_{r_{IM}} = 0.0411 \text{ H} ;$$

$$M_{IM} = 0.0405 \text{ H} ;$$

$$p_{lim} = 2 ;$$

$$J_{IM} + J_{vol} = 250 \text{ kg.m}^2 .$$

ملخص: ان فصل المقدم في هذه الأطروحة إسهام نموذج و تحكم لمحول مبشر لدرجات. و كديته في تية في لا مترامنة تلتق الاطوار في نظام طلق لرياح. في عرضنا نموذج لمحول مصفوفة. نصف في ذلك كديته لتحكم على محول مصفوفة لولاها خولوزمية (Venturini) و لتخري في مقياس التسلسب الاتعاعي. تم لنا بتجرب كذا. التحليل و مغلونه تلتاجنا بالاعمال لمصفوفة من قبل. التمشكل في نريد ان نجد في حال لصنع محول مصفوفة يكمن في كديته الثيار. و من لذل هذا لنا بدراسة تخطيطات كديته لتسمح لنا بنتاج كديته الا ان استخدام هذه تخطيطات تعد لكثر خولوزمية في التحكم على محول. و هذا ما يكفسي حاسوبيات تكون اكثر قوة و هذا ما ييرة تطور (MC) و في كذات اجرية جديدة مدرومة لاديني لكان لامحول مصفوفة (MC) و التي تربط منجبة مرتبة كديته (MCI) لمحول AC/DC/AC مع حلجيه محول مصفوفة و ككمن ايضا اليجويات قوتيفيه محول مصفوفة. ان تعلق نظرية الاكطرن و كذا كديته بين ان لمحول (MC) يكمن ان يشكل لنا حل مثاليا لمشكل كديته التي تعرضنا في كذا كديته (MC) و هذا ما يسمح لامحول مبشر AC/AC ان يطغوا و تسبق لامحول لتعبر مبشر AC/DC/AC.

ان الجزء التيمي لهذا فصل مخصص كديته MC في نظام طلق لرياح لتسرعات لتعبره التي كمتصل في غير مترامنة ذات تديته مضاعفة. مترامنة مع وحدة تخزين حركة. بناء على تعلق كذا لادرنجيه لتتصلان لرياحا يكندا ان تديته ان لامحول مصفوفة يشكل كذا جديا و جديا و الاكلوب بالنسبة لتحويلات الاصطلاحية لتستخدم في حد الاذن في نظام طلق لرياح.

كلمات التمليل:

- محول مصفوف - كديته لتحكم - كديته لتعبر - محول مصفوف غير مبشر - في غير مترامنة ذات تديته مضاعفة - نظام طلق لرياح.

**Résumé :** Le travail présenté dans cette thèse est une contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence et son application à la conduite de la machine asynchrone triphasée dans un système éolien. Nous avons présenté la modélisation du convertisseur matriciel ainsi que deux techniques de commande du convertisseur matriciel, à savoir, l'algorithme de Venturini et la modulation vectorielle ; puis on a effectué des tests de simulation pour vérifier et comparer nos résultats avec les travaux déjà publiés. Le problème-clé à résoudre pour la réalisation d'un convertisseur matriciel est la commutation du courant ; pour cela, nous avons étudié des stratégies de commutation permettent de réaliser des commutations appropriées dans le MC. Néanmoins, l'utilisation de ces stratégies complique davantage les algorithmes de commande du convertisseur, ce qui exige des calculateurs de plus en plus performants et qui par conséquent freine le développement du MC. Une nouvelle topologie du convertisseur matriciel (IMC) est étudiée; elle combine la méthode de contrôle traditionnelle MLI pour le convertisseur AC/DC/AC avec les besoins d'un convertisseur matriciel et accomplit ainsi les avantages fonctionnels du convertisseur matriciel. Les résultats théoriques d'analyse et de simulation prouvent que le convertisseur IMC peut constituer la solution idéale pour les problèmes de commutations rencontrés dans la structure MC, ce qui permettra l'émergence de la conversion directe AC/AC et concurrencer la conversion indirecte conventionnelle AC/DC/AC. La dernière partie du présent travail est réservée à une application ciblée du MC dans un système éolien à vitesse variable basée sur la machine asynchrone double alimentée associée à une unité de stockage inertiel. En terme de résultats du comportement dynamique obtenus, nous pouvons confirmer que le convertisseur matriciel constitue une solution viable, attractive et une alternative par rapport aux convertisseurs conventionnels utilisés jusqu'à présent dans les systèmes éoliens.

**Mots clé :** Convertisseur Matriciel, Stratégies de Commande, Commutations, Convertisseur Matriciel Indirect, Machine Asynchrone Double Alimentée, Système Eolien.

**Summary:** The work presented in this thesis is a contribution to modeling and control to the direct frequency converter and its application to drive the doubly fed induction generator in the variable speed wind turbine associated to the flywheel storage system. We presented modeling of the matrix converter and two command algorithms of the matrix converter, namely, the algorithm Venturini and modulation vector, and then it has carried out simulation tests to verify and compare our results with the work already published. The key problem to solve in order to achieve a matrix converter is switching current, and for this we have studied strategies commutation can make appropriate commutations in the MC. Nevertheless, the use of these strategies more complicated algorithms command converter, which requires computers more efficient and therefore hinders the development of MC. A new topology converter matrix (IMC) is studied; it combines the traditional method of control PWM for the AC/DC/AC converter with the needs of a matrix converter and carries the advantages of the matrix converter functional. The results of theoretical analysis and simulation show that the converter IMC may be the ideal solution for the problems encountered commutations in the structure MC, which will allow the emergence of direct AC/AC conversion and compete with conventional indirect conversion AC/DC/AC. The last part of this work is reserved for a targeted application of MC in a variable speed wind generator based on the doubly fed induction generator associated with a flywheel storage unit. In terms of the dynamic behavior results obtained, we can confirm that the matrix converter is a viable solution, and an attractive alternative compared to conventional converters used so far in the wind systems.

**Key Words:** Matrix Converter, Control strategies, Commutations, Indirect Matrix Converter, Doubly Fed Induction Generator, Wind System.