



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique

**Projet de Fin d'Études En vue de l'obtention du diplôme
d'Ingénieur d'État en Électrotechnique**

Présenté par :

CHOUIREF Samira

SEBBANE Yasmina

Thème :

**Etude et commande du convertisseur matriciel
indirect alimentant une machine asynchrone**

Président :	Dr. T. Zebadji	Ecole Nationale Polytechnique
Rapporteurs :	Pr. M.O. Mahmoudi	Ecole Nationale Polytechnique
	Pr. E. M. Berkouk	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur :	Pr. A. Hellal	Ecole Nationale Polytechnique
Invité :	Dr. A. Benachour	Ecole Nationale Polytechnique

ENP 2014

ملخص

يناقش هذا العمل النمذجة والسيطرة والمحاكاة لنظام التحويل الكهروميكانيكي الطاقة الكهربائية استنادا الى الماكينة اللامتزامنة متصلة مباشرة بالشبكة الكهربائية بحيث يتحكم فيها محول مصفوفي غير مباشر مراقب بواسطة تقنية الفضاء الشعاعي المتقاطع. قمنا بنمذجة المحول المصفوفي الغير مباشر و الماكينة اللامتزامنة للحصول على السعة والتواتر للجهد المطلوب، بعدها قمنا بتطبيق تقنية الحقل الموجه، التي تعتمد على الترتيب الخطي مع تطبيق منضم التكامل النسبي في النظام الذي تم فيه التحكم هذه الطريقة تسمح لنا بالتحكم بالحقل المغناطيسي و العزم المولد من طرف المحرك بصفة مستقلة كمحرك التيار المستمر نو التحريض المستقل. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها سلوكا مرضيا للغاية للألة الغير متزامنة بتغذيتها بالمحول المصفوفي الغير مباشر.

الكلمات المفتاحية: الماكينة اللامتزامنة، المحول المصفوفي الغير مباشر، استراتيجية النمذجة تقنية الحقل الموجه.

Résumé

Ce travail traite la modélisation, le contrôle et la simulation d'un système de conversion électromécanique d'énergie électrique à base d'une machine asynchrone connectée directement au réseau et pilotée via un convertisseur matriciel indirect contrôlé par la technique SVM. Nous avons modélisé le convertisseur matriciel indirect et la machine asynchrone. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence de la tension désirée, puis ont appliqué la commande par orientation du flux rotorique suivi d'un réglage linéaire avec des régulateurs PI appliqués au système à commander.

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement très satisfaisant de la machine asynchrone alimentée par le convertisseur matriciel indirect.

Mots clés : machine asynchrone, convertisseur matriciel indirect, stratégie de commande SVM, commande vectorielle

Abstract

The work discusses the modeling, simulation and control of an electromechanical conversion of electrical energy based on a directly connected to the network and driven via an indirect matrix converter controlled by the SVM technical asynchronous machine. We modeled the indirect matrix converter and asynchronous machine. To obtain the amplitude and frequency of the desired voltage, then the command is applied by rotor flux orientation followed by a linear control with PI controllers applied to the system to be controlled.

Simulation results obtained showed a very satisfactory behavior of the asynchronous machine fed by the indirect matrix converter.

Keywords: asynchronous machine, indirect matrix converter control strategy SVM, vector control

Remerciements

Nous remercions, avant tout, notre Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce travail.

Nous remercions nos encadrateurs : Mr M.O.MAHMOUDI et Mr E.M.BERKOUK, Professeurs à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour leurs précieuses directives, leurs fructueux conseils, leurs courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.

Nous remercions vivement Mr Ben Achour Ali pour son aide, sa patience et sa disponibilité durant tout le long de notre travail.

Nous adressons nos chaleureux remerciements aux membres du jury qui ont bien voulu juger notre travail et nous honorer avec leur participation.

Nous souhaitons également remercier tous les enseignants ayant assurés nos cours pendant nos années d'études.

Dédicace

En signe d'amour, de gratitude et de respect, je dédie ce modeste travail :

*Ma chère **mère**, mon âme, la lumière de mes yeux, l'être que j'aime et que je chéris plus que tout au monde, celle qui a fait de moi ce que je suis.*

*Mon **père** qui m'a éclairé mon chemin et qui m'a encouragé et soutenue dans les moments difficiles de ma carrière.*

*Mes frères : **Kamel** et **Moussa**, et toute la famille : **SEBBANE** et **AIT TAYEB**,*

*A mon petit ange **Minou**,*

*Ma très chère binôme et sœur **Samira**, à tous mes amis de l'ENP, à tous mes amis que j'ai connus,*

*Je remercie vivement mes chères amies **Nesrine**, **Amina** et **Nadjet** qui n'ont jamais cessé de m'encourager,*

*A tous les habitants de mon **village IGHIL-ALI***

Merci.

*Écrit par : **Fassmina***

Dédicace

Merci Allah de m'avoir donné la force et la patience pour compléter le travail d'aller jusqu'au bout du rêve et le bonheur de lever mes mains vers le ciel et de dire " Ya Rabbi "

Je dédie ce modeste travail à celle qui m'a donné la vie, le symbole de tendresse, qui s'est sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à ma mère

A mon père, école de mon enfance, qui a été mon ombre durant toutes les années des études, et qui a veillé tout au long de ma vie à m'encourager, à me donner l'aide et à me protéger.

A mes grands-mères

A mes adorables sœurs Hayet et Masissa

A mes frères Kaci, Kamel et Anis.

A mes amies.

A tous ceux qui me sont chères.

A tous ceux qui m'aiment.

A tous ceux que j'aime.

A toute la famille Chouiref

Je dédie ce travail.

Tables des matières

Nomenclature

Liste des figures et des tableaux

Symboles et abréviation

INTRODUCTION GENERALE..... i

Chapitre I : convertisseur matriciel indirect

I.1. Etat De L'art	1
I.2 Le Convertisseur Matriciel Indirect :	2
I.3 Les Differentes Topologies Du Convertisseur Matriciel Indirect.....	4
I.3.1 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « SPARSE »	4
I.3.2 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « VERY-SPARSE ».....	4
I.3.3 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « ULTRA-SPARSE ».....	5
I.3.4 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « A ETAGE INVERSEUR »	6
I.4 Les Interrupteurs Bidirectionnels :	7
I.5 Choix De L'IGBT	8
I.6 Differentes Topologies De Connexion De IGBT	9
I.6.1 IGBT Connecte a un pont de diode.....	9
I.6.2 INTERRUPTEUR A QUATRE SEGMENTS A EMETTEUR COMMUN :	10
I.6.3 INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL A UN COLLECTEUR COMMUN :	10
I.6.4 RBIGBT.....	10
I.7 Modelisation Du Convertisseur Matriciel Indirect	11
I.7.1 STRUCTURE :	11
I.7.2 REGLES ET CONTRAINTES ELECTRIQUES	13
I.7.2.1 Règles Electriques	13
I.7.2.2 Fonction Et Matrice De Connexion Des Interrupteurs	13
I.7.2.3 Limite	15
I.8 Circuits De Protection.....	16
I.8.1 PROTECTION PAR UN CIRCUIT CLAMP.....	16
I.8.2 PROTECTION PAR UN FILTRE D'ENTREE :	17
I.9 Conclusion	18

Chapitre II : commande par MLI vectorielle du convertisseur matriciel indirect

II.1 Introduction	18
II.2 PRINCIPE DE LA MLI Vectorielle.....	18
II.3 Commande De L'etage Redresseur	20
II.4 Commande De L'etage Onduleur :.....	25
II.5 Commande De L'IMC.....	30
II.6 Algorithme De La Commande SVM.....	31
II.7 Resultats De Simulation :	32
II.7.1 LA TENSION COMPOSEE, COURANT DE CHARGE ET SPECTRE D'HARMONIQUE.....	34
II.7.2 LE COURANT DE CHARGE ET SON SPECTRE HARMONIQUE.....	38
II.8 Probleme Lie Au Convertisseur Matriciel Indirect	40
II.8.1 LES HARMONIQUES DES COURANTS D'ENTREE :	40
II.8.1.1 <i>Filtre D'entrée</i>	41
II.8.1.2 <i>Modélisation Du Filtre D'entrée</i>	42
II.8.1.3 Contrôle Du Facteur De Déplacement	44
II.9 CONCLUSION	40

Chapitre III: Modélisation de la machine asynchrone

III.1 Introduction	49
III.2 Hypotheses Simplificatrices	49
III.3 Modele Mathematique De La MAS	50
III.3.1 <i>Equations En Triphasée</i>	50
III.3.2 <i>Equations En Diphasée</i>	52
III.3.3 <i>Choix Du Repère « Dq »</i>	53
III.3.4 <i>Référentiel Lié Au Champ Tournant</i>	53
III.3.4.1. <i>Equations électriques</i>	54
III.3.4.2. <i>Equations mécanique</i>	54
III.3.4.3. <i>Expression du modèle d'état</i>	55
III.4 Resultats De Simulation	56
III.4.1 <i>Fonctionnement A Vide (Cr= 0 N.M)</i>	57
III.4.2 <i>Fonctionnement En Charge (Cr= 9 Nm)</i>	58
III.4.3 <i>Mas Alimentée Par Un Convertisseur Matriciel Indirect A Mli Vectorielle</i>	58
III.4.4 <i>Performances De L'association Convertisseur Matriciel-Machine Asynchrone</i> .	58

III. 5. CONCLUSION.....	72
-------------------------	----

Chapitre IV : Commande vectorielle de la machine asynchrone

IV.1 Introduction.....	72
IV.2 Principe De Decouplage.....	72
IV.3 Principe De La Commande Par Orientation Du Flux Rotorique	73
IV.4 Methodes De Commande Par Flux Oriente	74
<i>IV.4.1 Description.....</i>	<i>74</i>
<i>IV.4.2 Commande Directe Par Flux Orienté</i>	<i>75</i>
<i>IV.4.2.1 Commande Vectorielle Utilisant Un Capteur Du Flux.....</i>	<i>75</i>
<i>IV.4.2.2 Commande Vectorielle Utilisant Un Estimateur Du Flux</i>	<i>75</i>
<i>IV.4.2.3 Découplage Des Equations</i>	<i>76</i>
IV.5 Simulation	78
<i>IV.5.1 Vérification Par Simulation Du Découplage Entre Le Flux Et Le Couple.....</i>	<i>78</i>
IV.6 Conclusion	79
Conclusion Générale	80
Annexe	
Bibliographie	

Nomenclature

AC/DC/AC : Alternative /Continu /Alternative

AC/AC : alternative/Alternative

MC : convertisseur matriciel

IMC : convertisseur matriciel indirect

SMC : convertisseur matriciel Sparse

USMC : convertisseur matriciel ultra-Sparse

VSMC : convertisseur matriciel Very-Sparse

ILMC : Convertisseur matriciel indirect a étage inverseur

MLI : modulation de largeur d'impulsion

IGBT : transistor bipolaire a grille isolé

MOSFET: Transistor à effet de champ a grille isolée

RB-IGBT : IGBT à blocage inverse

GTO : Thyristor blocable par la gâchette

MAS : Machine asynchrone

V_{dc} : Tension du bus continu

I_{dc} : Courant du bus continu

q : rapport de transfert en tension

Listes des figures

FIGURE I. 1 SCHEMA ELECTRIQUE DU CONVERTISSEUR MATRICIELLE INDIRECTE.....	3
FIGURE I. 2 LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT.....	4
FIGURE I. 3 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « SPARSE » [10].....	4
FIGURE I.4 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « VERY-SPARSE » [10].....	5
FIGURE I. 5 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « ULTRA-SPARSE » [10].....	5
FIGURE I. 6 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL « A ETAGE-INVERSEUR » [10].....	6
FIGURE I. 7 CARACTERISTIQUE STATIQUE/DYNAMIQUE IDEALE.....	7
FIGURE I. 8 CARACTERISTIQUE STATIQUE D'INTERRUPTEUR UNIDIRECTIONNEL.....	8
FIGURE I. 9 CARACTERISTIQUE STATIQUE A 3 SEGMENTS (A) BIDIRECTIONNEL EN TENSION (B) BIDIRECTIONNEL EN COURANT.....	8
FIGURE I. 10 DIAGRAMME PUISSANCE-FREQUENCE DES COMPOSANTS.....	9
FIGURE I. 11 TOPOLOGIE IGBT CONNECTE A UN PONT DE DIODES [13].....	10
FIGURE I. 12 TOPOLOGIE A EMETTEUR COMMUN [13].....	10
FIGURE I. 13 TOPOLOGIE A COLLECTEUR COMMUN [13].....	10
FIGURE I. 14 TOPOLOGIE RBIGBT [13].....	11
FIGURE I. 15 MODELISATION DES INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS ET UNIDIRECTIONNELS.....	11
FIGURE I. 16 LE CONVERTISSEUR MATRICIEL IDEALISE.....	12
FIGURE I.17 le circuit clamp de l'IMC.....	16
FIGURE I. 18 CONFIGURATION DU FILTRE D'ENTREE.....	17
FIGURE II. 1 LE REDRESSEUR DE COURANT.....	21
FIGURE II. 2 REPRESENTATION DE L'HEXAGONE DE COMMUTATION DES COURANTS.....	24
FIGURE II. 3 SYNTHESE DE VECTEUR COURANT DE REFERENCE DANS UN SECTEUR DONNEE.....	25
FIGURE II. 4 LES SIX SECTEURS DE FONCTIONNEMENT DE L'ETAGE REDRESSEUR.....	26
FIGURE II. 5 SCHEMA DE L'ETAGE ONDULEUR.....	27
FIGURE II. 6 FONCTIONNEMENT D'UN BRAS D'ONDULEUR.....	27
FIGURE II. 7 REPRESENTATION DE L'HEXAGONE DE COMMUTATION DES TENSIONS.....	29
FIGURE II. 8 SYNTHESE DU VECTEUR TENSION DE REFERENCE DANS UN SECTEUR DONNEE.....	30
FIGURE II. 9 LES SIX SECTEURS DE FONCTIONNEMENT DE L'ETAGE REDRESSEUR.....	31
FIGURE II. 10 LE MODEL DU COMMUTATION DE L'IMC.....	32
FIGURE II. 11 PROCESSUS DE LA COMMANDE SVM.....	33
FIGURE II. 12 RESULTATS DE SIMULATION DE L'ETAGE REDRESSEUR.....	34
FIGURE II. 13 LA TENSION DU BUS CONTINU V_{dc}	35
FIGURE II. 14 RESULTATS DE SIMULATION DE L'ETAGE ONDULEUR.....	35
FIGURE II. 15 ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSEE ($f_s = 25 \text{ Hz}$, $f_c = 12 \text{ kHz}$, $q =$ 0.867).....	36
FIGURE II. 16 ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSEE ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 12 \text{ kHz}$, $q =$ 0.867).....	37
FIGURE II. 17 ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSEE ($f_s = 100 \text{ Hz}$, $f_c = 12 \text{ kHz}$, $q =$ 0.867).....	37

FIGURE II. 18 ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSEE ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 12 \text{ kHz}$, $q = 0.5$).....	38
FIGURE II. 19 ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSE ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 33 \text{ kHz}$, $q = 0.867$)	38
FIGURE II. 20 ANALYSE SPECTRALE DE LA TENSION COMPOSE ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 42 \text{ kHz}$, $q = 0.867$)	39
FIGURE II. 21 LES CARACTERISTIQUES DE L'AMPLITUDE FONDAMENTALE EN FONCTION DU RAPPORT DE TRANSFERT EN TENSION.....	39
FIGURE II. 22 LA CARACTERISTIQUE DU TAUX DE DISTORSION HARMONIQUE EN FONCTION DU RAPPORT DE TRANSFERT EN TENSION.....	40
FIGURE II. 23 ANALYSE SPECTRALE DE COURANT DE CHARGE ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 33 \text{ KHz}$, $q = 0.867$)	41
FIGURE II. 24 ANALYSE SPECTRALE DE COURANT DE CHARGE ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 42 \text{ KHz}$, $q = 0.867$)	41
FIGURE II. 25 ANALYSE SPECTRALE DU COURANT D'ENTREE DE L'IMC ($f_c = 12 \text{ kHz}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$, $q = 0.867$)	42
FIGURE II. 26 FILTRE D'ENTREE D'UNE PHASE	44
FIGURE II. 27 ANALYSE SPECTRALE DU COURANT FILTRE	45
FIGURE II. 28 MISE EN EVIDENCE DU CONTROLE DE L'ANGLE DE DEPLACEMENT A L'ENTREE POUR LA METHODE SVM ET POUR UN FILTRE AMORTI.....	46
FIGURE II. 29 LES GRADEURS D'ENTREE TENSION ET COURANT	47
FIGURE II. 30 AGRANDISSEMENT POUR LA MESURE DU DEPHASAGE (DEPHASAGE = 9°)	47
FIGURE II. 31 LE COURANT DE CHARGE DE LA PHASE « U »	48
FIGURE III. 1 PRESENTATION SCHEMATIQUE DE LA MAS TRIPHASEE	50
FIGURE III. 2 POSITION DES AXES DQ PAR RAPPORT AUX AXES DE LA MACHINE.....	52
FIGURE III. 3 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MAS A VIDE (CR=0 N.M)	58
FIGURE III. 4(A) LE COURANT EN REGIME PERMANENT D'UNE PHASE STATORIQUE DE LA MAS ALIMENTEE PAR LE RESEAU (ZOOM)	58
FIGURE III. 5 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE EN CHARGE	59
FIGURE III. 6 RESULTATS DE SIMULATION DE LA MAS ALIMENTEE PAR L'IMC	61
FIGURE III. 7(A) LE COURANT D'UNE PHASE STATORIQUE EN REGIME PERMANENT DE LA MACHINE ALIMENTEE PAR LE CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT (ZOOM)	61
FIGURE III. 8 LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT DE LA MAS ($f_s = 50 \text{ Hz}$, ($Q = 0.867$, $f_c = 10 \text{ kHz}$))......	63
FIGURE III. 9 LA VITESSE DE ROTATION DE LA MAS ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $Q = 0.867$, $f_c = 10 \text{ kHz}$).....	64
FIGURE III. 10 LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT DE LA MAS ($f_s = 25 \text{ Hz}$, $Q = 0.867$, $f_c = 10 \text{ kHz}$).	64
FIGURE III. 11 LA VITESSE DE ROTATION DE LA MAS ($f_s = 25 \text{ Hz}$, $Q = 0.867$, $f_c = 10 \text{ kHz}$).	65
FIGURE III. 12 LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT DE LA MAS ($f_s = 60 \text{ Hz}$, $Q = 0.867$, $f_c = 10 \text{ kHz}$).	65

FIGURE III. 13 LA VITESSE DE ROTATION DE LA MAS ($f_s=60$ HZ, $Q=0.867$, $f_c = 10$ khz	66
FIGURE III. 14 LE COURANT STATORIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ($f_s=50$ HZ, $Q=0.867$, $f_c = 10$ khz).....	66
FIGURE III. 15 LE COURANT STATORIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ($f_s =75$ HZ, $Q=0.867$, $f_c = 10$ KHZ).....	67
FIGURE III. 16 LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ($f_s =50$ HZ, $Q=0.5$, $f_c = 10$ KHZ).....	67
FIGURE III. 17 LE COURANT STATORIQUE TRANSITOIRE ET PERMANENT D'UNE PHASE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ($f_s=50$ HZ, $Q=0.5$, $f_c = 10$ khz).....	68
FIGURE III. 18 LE SPECTRE D'HARMONIQUES DE TENSION DE SORTIE ($f_s =50$ HZ, $Q=0.867$, $f_c =$ 10 KHZ).....	68
FIGURE III. 19 LE SPECTRE D'HARMONIQUES DE TENSION DE SORTIE ($f_s=50$ HZ, $Q=0.86$, $f_c =$ 33 khz).....	69
FIGURE III. 20 LE SPECTRE D'HARMONIQUES DU COURANT STATORIQUE ($f_s=50$ HZ,.....	69
FIGURE III. 21 LE SPECTRE D'HARMONIQUES DU COURANT STATORIQUE ($f_s=50$ HZ, $Q=0.867$ et $f_c = 10$ khz)	70
FIGURE IV. 1 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	73
FIGURE IV.2 REFERENTIEL LIE AU FLUX ROTORIQUE.....	74
FIGURE IV.3 ESTIMATEUR DU FLUX ET DU COUPLE.....	76
FIGURE IV.4 MODELE DE LA MACHINE.....	76
FIGURE IV.5 SCHEMA SYNOPTIQUE DE LA COMMANDE DIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE EN UTILISANT UN ESTIMATEUR DU FLUX ET DU COUPLE	77
FIGURE IV.6 RESULTATS DE SIMULATION DU TEST DE DECOUPLAGE POUR LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE ET LE FLUX ROTORIQUE	78
FIGURE IV.7 RESULTATS DE SIMULATION DE DECOUPLAGE POUR LES FLUX ROTORIQUES SUR LES DEUX AXES	79

Liste des tableaux

TABLEAUX I.1 LE NOMBRE D'INTERRUPTEURS POUR LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DU CONVERTISSEUR MATRICIEL.....	7
TABLEAU I. 1 SYNTHESES DES TOPOLOGIES DES CONVERTISSEURS AC/DC/AC SANS STOCKAGE	7
TABLEAU II. 1 ETAS DES INTERRUPTEURS ET VECTEURS DE COMMUTATIONS DU REDRESSEUR	23
Tableau II. 2 Etas des interrupteurs et vecteurs de commutations de l'étage onduleur	28
TABLEAUX II.3 RELEVÉ SPECTRALE D'HARMONIQUE DU COURANT D'ENTRÉE.....	43

Introduction Générale

L'une des applications industrielles en plein essor est l'alimentation des moteurs électriques par les variateurs de vitesse dans le but d'asservir leur couple et leur vitesse tout en ayant un bon rendement

Bien que cet asservissement par les convertisseurs de puissance soit une technique bien établie et mûrie, la topologie matricielle est très peu connue, jusqu'à présent l'intérêt ce type de convertisseur était de nature plutôt académique et ainsi il n'existe pas de produit commercialisé du convertisseur matriciel

Cette structure que nous allons pencher dans ce mémoire est avantageuse par rapport aux convertisseurs conventionnels l'élément passif qui est le condensateur est éliminé, il est ainsi possible d'augmenter considérablement la durée de vie et de réduire le volume du convertisseur.

En revanche, le convertisseur possède de grands inconvénients d'une part sa complexité de commande et d'autres part, la valeur du ratio de tension est réduite par rapport aux structures classiques ainsi, que son implémentation et sa réalisation est difficile.

A l'exception d'usage du filtre d'entrée, un circuit de protection peut être intégré afin de protéger la structure contre les surtensions et la forme symétrique du convertisseur matriciel permet une récupération de l'énergie directement du réseau.

Le but de notre travail est d'abord la modélisation et la commande par la stratégie « SVM » du Convertisseur matriciel indirect AC/AC, deuxièmement l'analyse du coefficient de performance qui est le taux de distorsion harmonique et présentation d'éventuelles solutions qui permettent d'y remédier. Enfin, l'indication des performances du convertisseur matriciel indirect à la conduite de la machine asynchrone et améliorer les performances dynamiques de cette dernière.

Au chapitre I nous présenterons la modélisation du convertisseur matriciel indirect après avoir cité l'état de l'art du convertisseur matriciel où quelques travaux montrent son importance et son évolution dans le temps. Dans ce cadre, nous allons entamer une étude comparative entre ses différentes topologies ainsi citer les circuits de protections contre les défauts de commutation.

Au chapitre II la stratégie de commande « SVM » exposée et analysée, l'étude par simulation est effectuée sous l'environnement SIMULINK/MATLAB.

Le chapitre III est dédié à l'étude, à la modélisation de la machine asynchrone et la présentation des simulations du comportement dynamique de cette dernière ainsi qu'une

interprétation sur les résultats obtenus avec un accent particulier sur les performances de la machine à l'introduction du convertisseur matriciel indirect.

Le but de ce chapitre IV est d'obtenir de bonnes performances dynamiques du modèle de la machine asynchrone étudiée dans le chapitre précédent pour cela, nous allons commander la MAS par une commande vectorielle à flux rotorique orienté direct.

Chapitre I

Convertisseur matriciel indirect

I.1. Etat de l'art

La topologie matricielle d'un convertisseur de fréquence a été mentionnée en 1976 par L.Gyugyi et B. R .Pelly [1], Ensuite en 1981, la dénomination de « transformateur généralisé » a été introduite par A. Alesina et Marco G.B.Venturini qui élaboraient une synthèse de ce convertisseur à haute fréquence tout en définissant le concept de la matrice de modulation qui permet de calculer les temps de conduction des interrupteurs en fonction de la forme d'onde de sortie désirée [2].

En 1985, D. Ziogas, S. I. Khan et M. H. Rashid étudient les caractéristiques et les performances de la PWM pour les différents facteurs (rapport de tension et le taux de distorsion harmonique) pour l'amplitude de la tension de sortie [3].

En 1992, C.L. Neft et C. D. Schauder ont décrit une nouvelle stratégie de commande du convertisseur matriciel (MC), qui a été utilisée pour des applications d'entraînement d'un moteur à induction pour le fonctionnement dans les quatre quadrants. Dans ce travail ils ont publié une autre approche de commande de commutation selon un concept redresseur/onduleur sans élément de stockage (tension intermédiaire fictive), ce travail a rapporté des formes d'ondes améliorées [4].

En 1993 P.W Wheeler and D.A. Grant mettaient un accent particulier sur les pertes en commutation et leurs résultats pratiques ont montré que le convertisseur matriciel est devenu un sérieux challengeur de l'onduleur en courant alternatif à vitesse variable [5].

En 1995, D .Casadei, G. Serra et A. Tani élaboraient deux nouvelles stratégies de commande appliquées à la commande SVM afin de réduire la présence d'harmoniques de courant d'entrée dû au déséquilibre de tension d'entrée [6].

Dans la variété des publications anglophones à ce sujet, le convertisseur matriciel a été appelé aussi « *Venturini-Converter* », « *Forced commutated cycloconverter* », (FCC), « *Unrestricted frequency changer* », (UFC) ou « *Direct frequency changer* ». Pourtant le terme le plus employé est « *Matrix converter* » d'où la notation française « convertisseur matriciel » [7].

A partir de 1996, de nombreuses recherches ont été éditées pour immerger ce convertisseur dans le secteur industriel, vu que dernièrement plusieurs travaux publiés sont

basés sur la commutation sûre des interrupteurs bidirectionnels et les diverses techniques de commande [8].

Cependant, ce convertisseur cité dans la littérature n'a pas été largement accepté par l'industrie. Ceci certainement à cause des problèmes de commutation rencontrés dans cette structure [9], ce qui rend sa commande complexe et exige une protection contre les défauts de commutation.

Plusieurs solutions ont été publiées pour résoudre ces problèmes :

- Procédé de commutation multi- étapes,
- Implémentation d'un circuit de protection (pont redresseur a diode), qui a un nombre de semi-conducteur élevé d'où l'augmentation du cout du convertisseur [9].

Une autre solution a été éditée consiste à la modification de la structure du convertisseur matriciel toute en gardant ses caractéristiques originales. Pour cela, les différentes topologies possibles sont : « *Indirect Matrix Converter* », « *Sparse Matrix Converter* », « *Very-Sparse Matrix Converter* », « *Ultra Sparse Matrix Converter* » et « *Inverting Link Matrix Converter* » [10].

Dans le but de la minimisation des pertes en conduction et l'augmentation du rendement pour les différentes applications modernes, de nouvelles structures ont été apparues récemment à base des topologies classiques comme « *Integrator Link Indirect Matrix Converter* », « *Hybrid Switch Ultra-Sparse Matrix Converter* », « *Delta Ultra-Sparse Matrix Converter* » et ce dernier est bien adapté pour les systèmes de production des énergies éoliennes [11].

I.2 Le convertisseur matriciel indirect

Le convertisseur matriciel indirect est une association de deux convertisseurs d'où le nom de convertisseur matriciel « double étages » ,un redresseur de courant directement connecté à un onduleur de tension passant par un étage intermédiaire sans élément de stockage capacitif, il permet d'obtenir un système triphasé de tension variable en amplitude et en fréquence à partir des tensions fixes du réseau d'alimentation industriel.

Cette structure est une association de deux convertisseurs, un redresseur de courant est un onduleur de tension (voir *Figure I.1*).

Comme l'IMC est le convertisseur le plus répandu dans la plupart des travaux récents, il présente les principaux avantages suivants :

- fonctionnement en quatre quadrants,
- facteur de puissance d'entrée unitaire,
- forme d'onde sinusoïdale pure, avec seulement des harmoniques d'ordre élevé dans le courant d'entrée et la tension de sortie,
- Possibilité d'utilisation des algorithmes classiques appliqués aux onduleurs ce qui simplifie son circuit,

- Tous les interrupteurs du côté redresseur commutent à courant nul par conséquent, les problèmes de commutation ne sont plus posés comme ceux du convertisseur matriciel classique,
- absorption sinusoïdale des courants de réseaux et une consommation nulle de la puissance réactive,
- Une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun élément de stockage n'est à priori nécessaire à l'exception d'un filtre d'entrée qui est indispensable,
- Un circuit clamp beaucoup plus simple que celui de la structure MC.

Ses principaux inconvénients sont :

- Rapport de transfert de tension inférieur à l'unité ($\sim 0,867$),
- une faible immunité aux perturbations du réseau électrique.

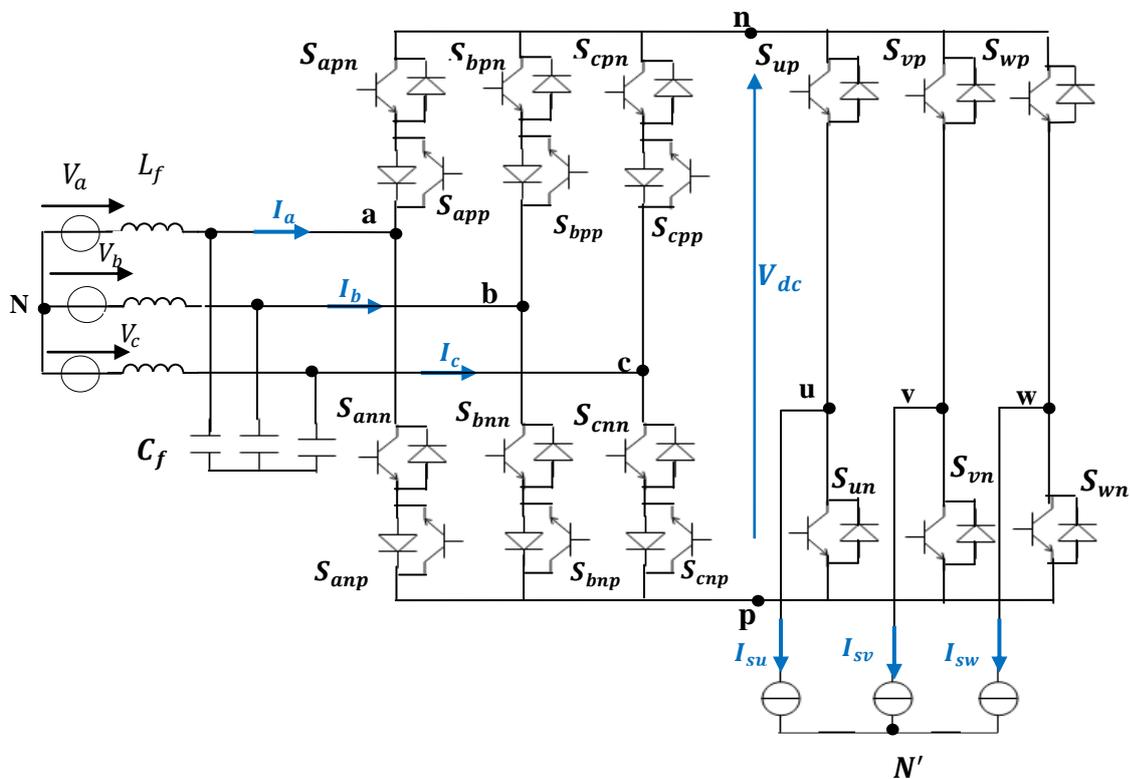


Figure I.1 Schéma électrique du convertisseur matriciel indirect

I.3 Les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect

Le redresseur du convertisseur matriciel introduit par J.W Kolar [8] peut être réalisé par plusieurs façons, ces différentes topologies possibles sont présentées sur la *Figure I 1*.

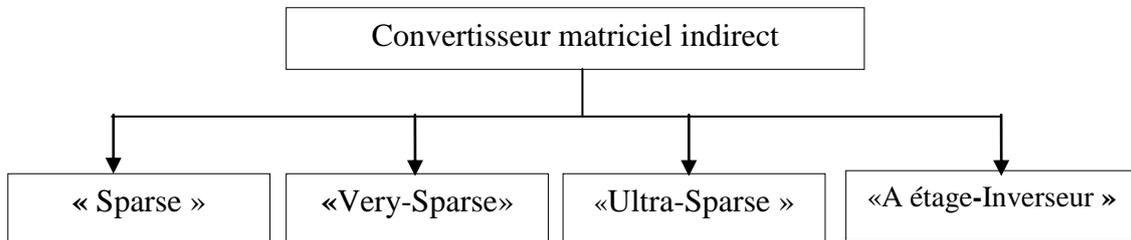


Figure I.2 Les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect

I.3.1 Le convertisseur matriciel « Sparse »

La topologie montrée sur la *Figure I.3* possède les mêmes caractéristiques que celle de l'IMC, mais le nombre d'interrupteurs du côté redresseur est réduit à 9 et par conséquent, leur conception et leur construction devenue simple et le sens du transfert de puissance est imposé par la conduction des interrupteurs par deux chemins d'écoulement :

- La puissance est transmise vers la charge via la conduction de trois diodes et trois transistors,
- La puissance est réinjectée dans le réseau d'entrée via la conduction de deux diodes et deux transistors.

Les pertes par conduction de cette topologie sont plus importantes que celles du convertisseur matriciel indirect « IMC ».

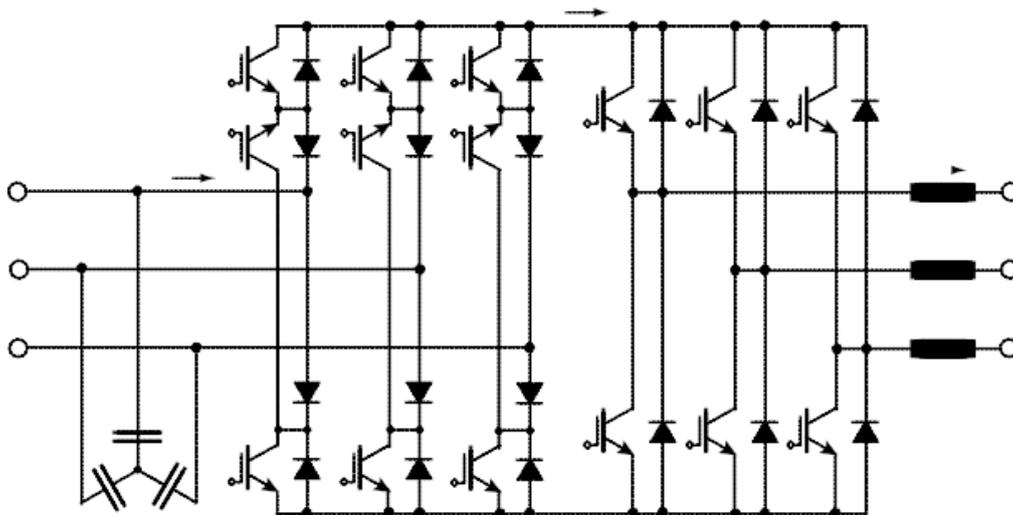


Figure I.3 Le convertisseur matriciel « Sparse » [10]

I.3.2 Le convertisseur matriciel « Very_sparse »

La topologie nommée convertisseur matriciel « Very-sparse » présentée sur la *Figure I.2* est composée de six interrupteurs quatre segments à transistor unique [12].

Les pertes en conduction de cette topologie sont plus grandes puisque chaque élément actif nécessite la mise en conduction d'un transistor et deux diodes.

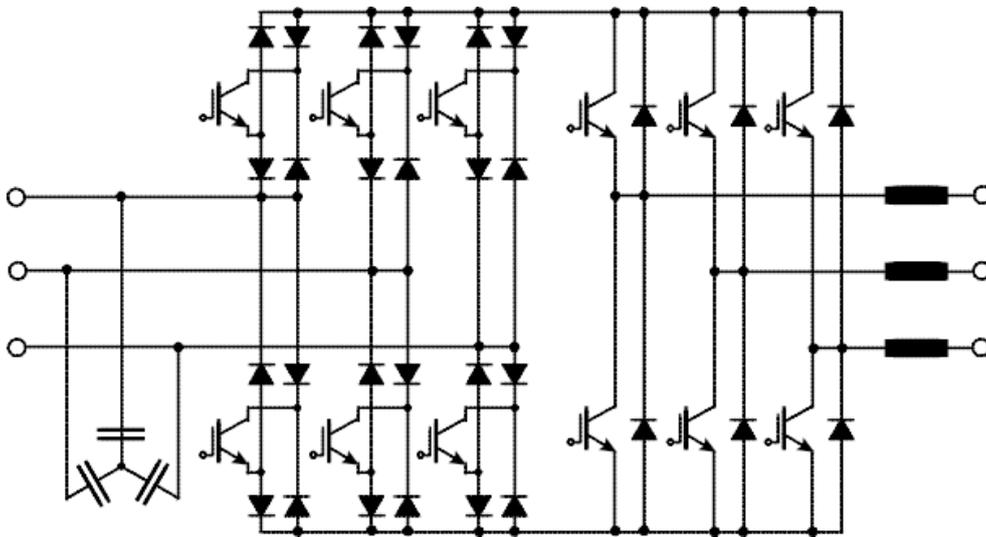


Figure I.4 Le convertisseur matriciel « Very-Sparse » [10]

I.3.3 Le convertisseur matriciel « Ultra-Sparse »

Cette topologie possède un nombre minimum d'interrupteurs, un seul par phase d'entrée comme le montre la *Figure I.5*. Cette topologie requiert la conduction de deux diodes et d'un transistor par bras commandé. Le redresseur de cette structure produit donc des pertes par conduction similaire à celles générées par le redresseur de la topologie « Very-Sparse » [12], mais son inconvénient c'est que le flux de puissance n'est pas bidirectionnel.

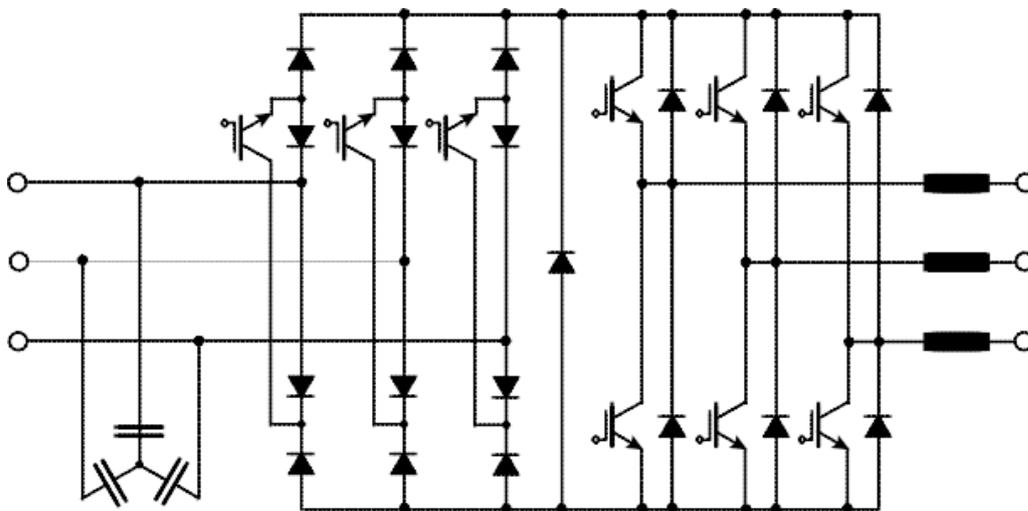


Figure I.5 Le convertisseur matriciel « Ultra-Sparse » [10]

I.3.4 Le convertisseur matriciel « à étage inverseur »

La topologie nommée convertisseur matriciel à étage inverseur présentée sur la *Figure I.6*, possède un redresseur unidirectionnel en courants mis en cascade avec un second étage d'inversion. Il a le même nombre d'interrupteurs que la topologie « Sparse », Seulement qu'il engendre des pertes par commutation supplémentaires et une stratégie de commande plus complexe [12].

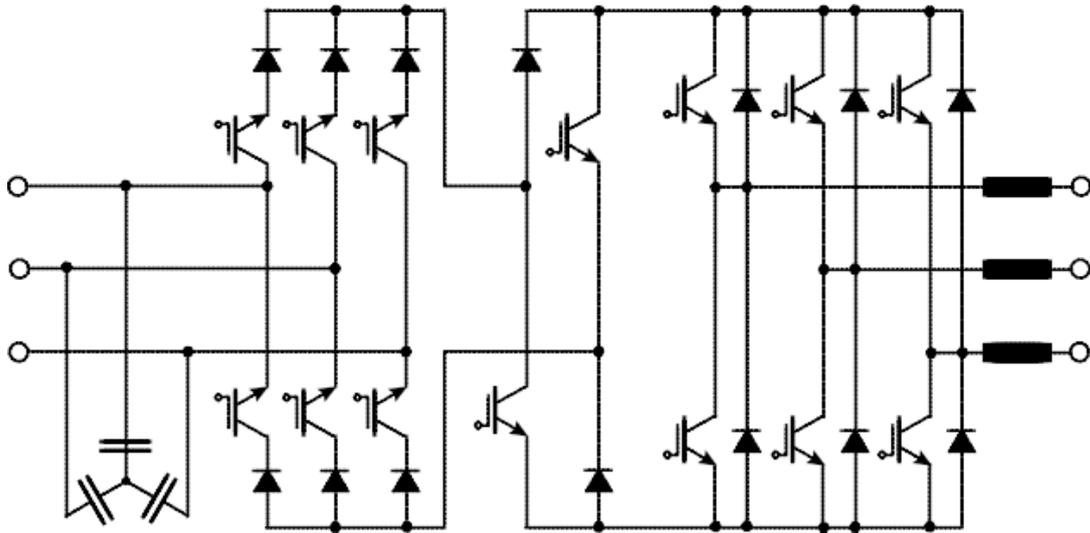


Figure I.6 Le convertisseur matriciel « a Etage-Inverseur » [10]

Toutes ces topologies citées ci-dessus possèdent des interrupteurs identiques d'où les pertes en commutation sont similaires, car elles commutent au même instant les mêmes tensions sous un courant I_{red} identique, à l'exception du convertisseur matriciel à étage inverseur qui a de plus un étage inverseur. Pour notre étude, nous nous basons sur la topologie « indirect » vu que son redresseur produit moins de pertes en conduction par rapport aux autres solutions indirectes proposées.

Les deux tableaux récapitulatifs ci-dessous citent le nombre d'interrupteurs utilisés pour chaque topologie et leurs avantages et inconvénients.

Type de convertisseur	Nombre de diodes	Nombre d'éléments actifs
MC	18	18
IMC	18	18
SMC	18	15
VSMC	30	12
USMC	18	9
ILMC	14	14

Tableau I. 1 le nombre d'interrupteurs pour les différentes topologies du convertisseur matriciel

Topologies	facilité de commande	chute de tension (pertes par conduction)	bidirectionnalité en puissance	Rapport de transfert de tension q
MC	Difficile	Moyenne	Oui	0.866
IMC	Difficile	Très basse	Oui	0.866
SMC	Simple	Basse	Oui	0.866
VSMC	Facile	Elevée	Oui	0.866
USMC	Facile	Elevée	Non	0.866
ILMC	Complexe	Très élevée	Oui	0.866

Tableau I. 2 synthèses des topologies des convertisseurs AC/DC/AC sans stockage

I.4 Les interrupteurs bidirectionnels

Le redresseur de l'IMC nécessite l'utilisation de six composants semi-conducteurs quatre segments dont la caractéristique statique de chaque interrupteur est représentée sur *Figure I.7*. Ces derniers ont la possibilité de conduire le courant et de bloquer la tension dans les deux sens.

La caractéristique statique, qui est une propriété intrinsèque de l'interrupteur, se réduit alors à un certain nombre de segments du plan $I_k(V_k)$.

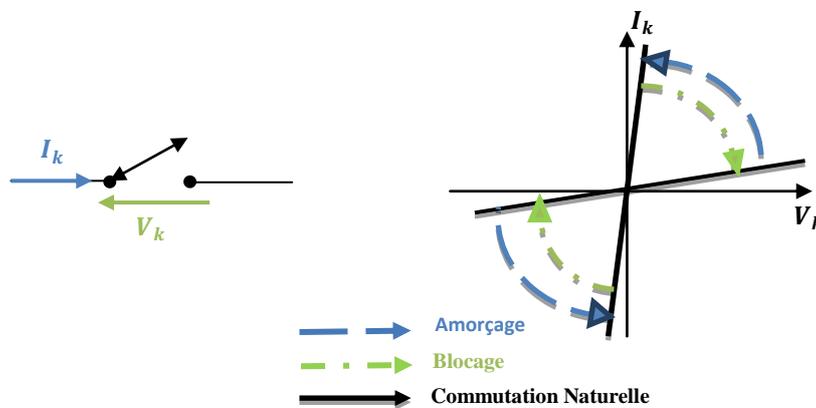


Figure I.7 Caractéristique statique/dynamique idéale

Comme il n'existe pas d'éléments de puissance à semi-conducteur réalisant la commutation forcée bidirectionnelles, les commutateurs doivent être construits à base d'éléments unidirectionnels comme le montre la *Figure I.8*.

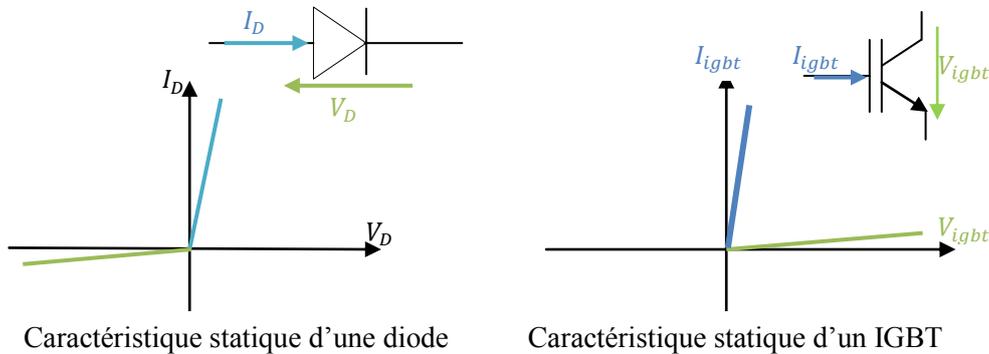


Figure I.8 Caractéristique statique d'interrupteur unidirectionnel

Selon la manière d'assembler ces deux éléments unidirectionnels, il est possible de construire un interrupteur à trois segments comme le représente la *Figure I.9*.

- Interrupteur réversible en tension s'ils sont mis en série,
- Interrupteur réversible en courant s'ils sont mis en parallèle.

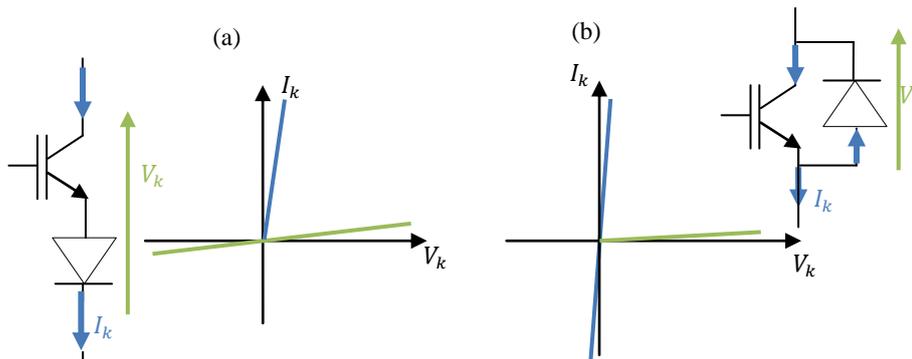


Figure I.9 Caractéristique statique à 3 segments (a) bidirectionnel en tension (b) bidirectionnel en courant

L'onduleur de l'IMC possède quant à lui six interrupteurs à trois segments bidirectionnels en courant et de la même manière que précédemment, combiner deux interrupteurs à trois quadrants, donne un interrupteur à quatre quadrants.

I.5 Choix de l'IGBT

Afin de réaliser une qualité élevée de contrôlabilité et de puissance l'IGBT est pris comme étant meilleur composant pour les applications utilisant la commutation.

Sa suprématie dans le domaine de la moyenne puissance n'est plus contestée et il est de plus en plus utilisé dans les applications à fortes puissances faisant concurrence au GTO « Gate Turn Off ». Enfin en faible puissance les IGBTs vont également se développer pour concurrencer les MOSFETs dans certains domaines. La *Figure I.10* ci-dessous représente

l'enveloppe des applications de l'IGBT à des fréquences de plus de 10 KHz, pour des puissances relativement importantes (10 kW et plus) d'où sa prise comme l'un des bons choix pour la réalisation des interrupteurs à quatre quadrant, en offrant pour les convertisseurs une dimension plus réduite et un bon compromis chute de tension/fréquence de commutation.

Dans la suite de notre mémoire, nous allons choisir le MOSFET afin de pouvoir voir l'influence sa fréquence de commutation élevée sur le fonctionnement de l'IMC.

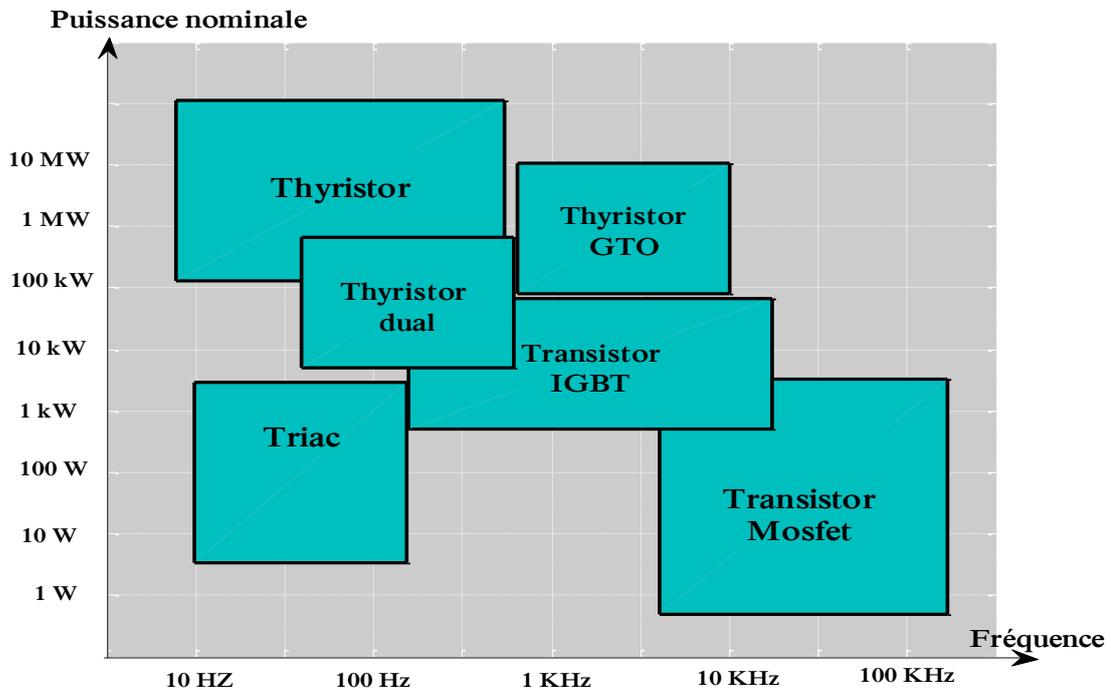


Figure I.10 Diagramme puissance-fréquence des composants [19]

I.6 Différentes topologies de connexion de l'IGBT

I.6.1 IGBT connecté à un pont de diodes

Cette topologie est constituée d'un IGBT connecté au milieu d'un pont de diodes, ces diodes sont incluses afin de fournir la capacité de blocage en tension inverse manquant à l'IGBT comme le montre la Figure I.11.

L'avantage de cette structure réside sur son aspect économique puisque elle contient qu'un seul composant commandable et cela ne l'empêche pas d'avoir l'inconvénient majeur suivant :

- le courant traverse trois semi-conducteurs par interrupteur. Les pertes en conduction et chutes de tension sont relativement importantes d'où le rendement légèrement affecté du convertisseur.

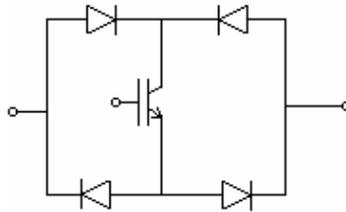


Figure I.11 Topologie IGBT connecté à un pont de diodes [13]

I.6.2 Interrupteur à quatre segments à émetteur commun

Cette structure à semi-conducteur comporte deux diodes et de deux transistors IGBT connectés comme le montre la Figure I.12. A tout moment seuls deux éléments conduisent d'où les pertes en conduction sont relativement faibles, cette topologie nécessite une alimentation isolée.

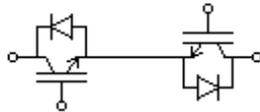


Figure I.12 Topologie à émetteur commun [13]

I.6.3 Interrupteur bidirectionnel à un collecteur commun

Par similitude, cette structure possède les mêmes caractéristiques ainsi que, les pertes par conduction sont identiques que la configuration précédente ; seulement que les transistors IGBT sont disposé en collecteur commun comme le montrer la Figure I.13.

Comme les émetteurs des deux transistors à émetteurs ne sont pas communs, l'interrupteur quatre quadrants nécessite deux alimentations isolées.

Pour la réalisation du convertisseur matriciel six alimentations suffisent par la mise en mêmes potentiel de certains émetteurs des transistors appartenant à différents interrupteurs.

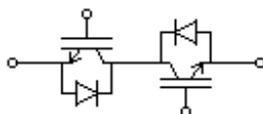


Figure I.13 Topologie à collecteur commun [13]

I.6.4 RBIGBT

Une nouvelle structure possible est réalisée en utilisant deux « Reverse Blocking » IGBT, leurs comportement est similaire à celui d'un IGBT en série avec une diode comme le montre la Figure I.14.

Ces composants qui ne sont pas encore largement commercialisés sont unidirectionnels en courants et bidirectionnels en tension et ils ont la même capacité de blocage en direct et en inverse.

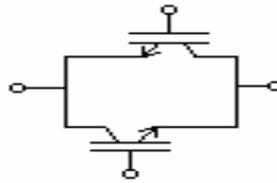


Figure I.14 Topologie RBIGBT [13]

I.7 Modélisation du convertisseur matriciel indirect

I.7.1 Structure

La source de tension à l'entrée possède un potentiel d'entrée nommés, a, b, et c référencés par rapport au potentiel neutre du réseau N d'entrée et connectés à la source de sortie via un filtre qui engendre une source de tension de nature capacitive sur l'entrée.

Les potentiels de sortie nommés u.v. et w sont connectés à une charge triphasée étant donné que cette dernière est de nature inductive, son comportement est assimilé à une source de courant, ces potentiels quant à eux sont référencés au neutre de la charge triphasée N' .

La tension intermédiaire continue V_{dc} (la différence de potentiel entre p et n), doit rester positive afin de ne pas engendrer de court-circuit au niveau des condensateurs de filtre d'entrée. Deux types de commutateurs sont utilisés dans la structure IMC, le côté redresseur possède des commutateurs bidirectionnels en courants et bloquant la tension des deux polarités. Le côté onduleur quant à lui possède des commutateurs bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension.

Dans notre étude nous supposons que chaque commutateur est modélisé par un interrupteur totalement commandable comme le montre sur la Figure I.15.

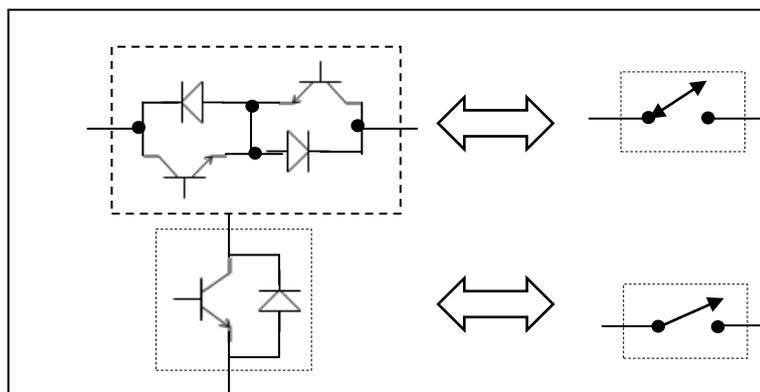


Figure I.15 modélisation des interrupteurs bidirectionnels et unidirectionnels

Nous supposons que :

- La commutation des interrupteurs est parfaite ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable devant les tensions d'alimentation.

Le schéma idéalisé du l'IMC est montré sur la *Figure I.16*.

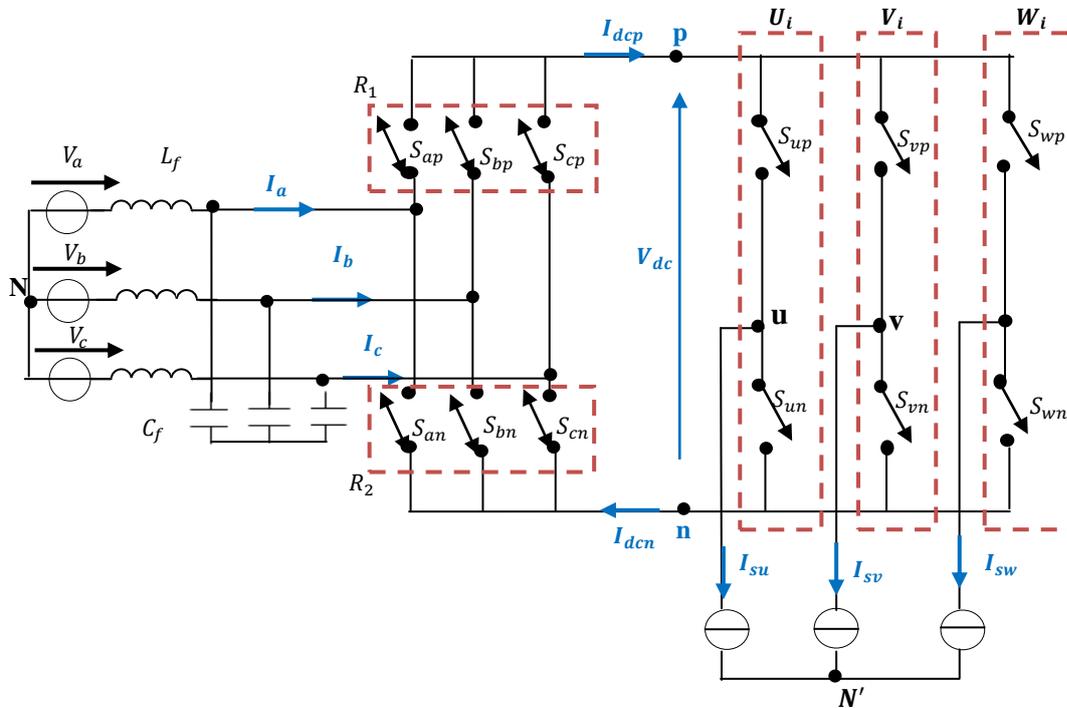


Figure I.16 Le convertisseur matriciel idéalisé

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_a, I_b et I_c : Les vecteurs instantanés des courants modulés de la source de tension.

I_{su}, I_{sv} et I_{sw} : Les vecteurs instantanés des courants commutés issus des sources de courants. La somme de ces courants est supposé nulle.

I.7.2 Règles et contraintes électriques

I.7.2.1 Règles électriques

Le réseau d'entrée peut être défini par un vecteur d'amplitude V_{em} et de fréquence f_e , de même la référence de courant de ligne à prélever sur le réseau d'entrée, d'amplitude I_{em} et en phase avec sa tension simple d'entrée, est définie par l'équation (I.1).

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{em} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t) \\ \cos\left(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = I_{em} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_e t) \\ \cos\left(2\pi f_e t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_e t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

Pour le réseau de sortie la référence en tension peut être définie par un vecteur d'amplitude V_{sm} et de fréquence f_s . De même les courant de sortie d'amplitude égale à I_{sm} et déphasé de θ_s par rapport aux tensions simples de sortie, sont définis par la relation (I.2).

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{sw} \end{bmatrix} = V_{sm} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_s t) \\ \cos\left(2\pi f_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{sw} \end{bmatrix} = I_{sm} \begin{bmatrix} \cos(2\pi f_s t + \varphi_s) \\ \cos\left(2\pi f_s t + \varphi_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\pi f_s t + \varphi_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Les tensions de référence sont les tensions simples par rapport au point neutre de la charge de courant (N') :

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{1}{3}(2U_{su} - U_{sv} - U_{sw}) \\ V_{sv} = \frac{1}{3}(2U_{sv} - U_{su} - U_{sw}) \\ V_{sw} = \frac{1}{3}(2U_{sw} - U_{su} - U_{sv}) \end{cases} \quad (I.3)$$

Après avoir rappelé les notations fondamentales, nous détaillons l'aspect théorique et la structure général de la topologie matricielle, pour cela on fait appel à la fonction de connexion des interrupteurs.

I.7.2.2 Fonction et matrice de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion comme suit :

$$\begin{cases} S(t) = 1 \text{ état passant (fermé)} \\ S(t) = 0 \text{ état bloqué (ouvert)} \end{cases} \quad (I.4)$$

Et la relation entre ses grandeurs est donnée par :

$$\begin{cases} i(t) = S(t)i_0(t) \\ v(t) = (1 - S(t))v_0(t) \end{cases} \quad (I.5)$$

Où :

$i_0(t)$: est le courant dans l'interrupteur à l'état passant

$v_0(t)$: est la tension aux bornes de l'interrupteur à l'état bloqué

Ces grandeurs sont imposées par le fonctionnement du convertisseur dans lequel il est placé l'interrupteur.

Il faut noter que cette notion de fonction de connexion n'est exploitable que si le fonctionnement du convertisseur est imposé uniquement par la commande des interrupteurs. Elle n'est donc pas utilisable dans les convertisseurs dont le fonctionnement dépend du comportement ou des imperfections des sources d'entrées ou de sorties.

La matrice de connexion quant à elle est une matrice qui a pour composantes des fonctions de connexion $[S]$ qui va être traitée par la suite dans ce chapitre.

Comme défini précédemment, l'IMC se compose de deux convertisseurs :

- Un redresseur de courant,
- Un onduleur de tension.

Le redresseur de courant est composé de deux cellules de commutation nommées R_1 et R_2 qui doivent respecter impérativement un certain nombre de règles :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée mais elle peut être ouverte,
- Le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert mais il peut être court-circuité.

Cela se traduit par la relation (I.6)

$$S_{aq} + S_{bq} + S_{cq} = 1, q \in \{p, n\} \quad (\text{I.6})$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[S_{Red}] = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

- La tension continue fictive V_{dc} est calculée en multipliant les tensions d'entrée par la matrice de connexion $[S_{Red}]$ qui représente les états des interrupteurs

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = [S_{Red}] * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

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

- Les courants d'entrée sont calculés en multipliant le courant fictif I_{dc} par la matrice de connexion transposée $[S_{Red}]^t$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [S_{Red}]^t * \begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

L'onduleur de tension est composé de trois cellules de commutation nommées U_i, V_i et W_i de façon qu'à tout instant les interrupteurs de cette dernière soient commandés de telle sorte que la source de tension continue fictive ne doit jamais être court-circuitée :

$$S_{jp} + S_{jn} = 1 \quad j \in \{u, v, w\} \quad (I.10)$$

La matrice de connexion de l'onduleur est décrite par :

$$[S_{Ond}] = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Les tensions de sorties de l'onduleur sont obtenues en multipliant la tension continue fictive V_{dc} par la fonction de connexion de l'onduleur $[S_{Ond}]$, et le courant fictif I_{dc} est calculé en employant la matrice transposée $[S_{Ond}]^t$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_{su} \\ U_{sv} \\ U_{sw} \end{bmatrix} = [S_{Ond}] * \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$\begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} = [S_{Ond}]^t * \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{sw} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

La matrice de connexion de l'IMC nommée $[S_{IMC}]$ est définie comme étant le produit de deux matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur :

$$[S_{IMC}] = [S_{Ond}] * [S_{Red}] = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

N'importe quelle combinaison de commutation de l'IMC est en fait équivalente à l'une des combinaisons de commutation du MC et par conséquent, ces deux structures assurent la même conversion.

I.7.2.3 Limite

Le ratio de transformation en tension nommé q défini par le rapport entre l'amplitude de la tension de sortie et de l'amplitude de la tension d'entrée est limité à $\frac{\sqrt{3}}{2}$.

Comme l'IMC ne possède aucun élément de stockage et qu'il fonctionne en régime sinusoïdal triphasé équilibré, ses puissances de sortie et d'entrée peuvent être considérées égales :

$$P_e = P_s = \frac{3}{2} V_{em} I_{em} = \frac{3}{2} V_{sm} I_{sm} \cos \varphi_s \quad (I.15)$$

$$q = \frac{V_{sm}}{V_{em}} = \frac{I_{em}}{I_{sm} \cos \varphi_s} \quad (\text{I.16})$$

La limite maximale du ratio de transformation q , permettant d'obtenir des tensions de sortie sans harmoniques basse fréquence, vaut $\frac{\sqrt{3}}{2}$. Cette limite est commune à tous les convertisseurs AC/AC sans stockage.

I.8 Circuits de protection

Vu que la structure du convertisseur matriciel composée des semi-conducteurs rend ce dispositif vulnérable aux surtensions et aux surintensités, il est indispensable d'ajouter des éléments réactifs quand retrouve dans les circuits auxiliaires comme le filtre d'entrée et le circuit clamp afin de lui assurer un bon fonctionnement.

I.8.1 Protection par un Circuit clamp

L'incidence de défaut de commutation, causé par le comportement non idéal des interrupteurs, peut engendrer des surtensions importantes aux ports d'entrée et de sortie dont la raison d'implémenter un circuit clamp à la fois pour le MC, ainsi que pour l'IMC.

Dans les structures IMC le circuit clamp est plus simple que celui du convertisseur MC, il est constitué seulement d'une diode D et d'un condensateur C_{dc} .

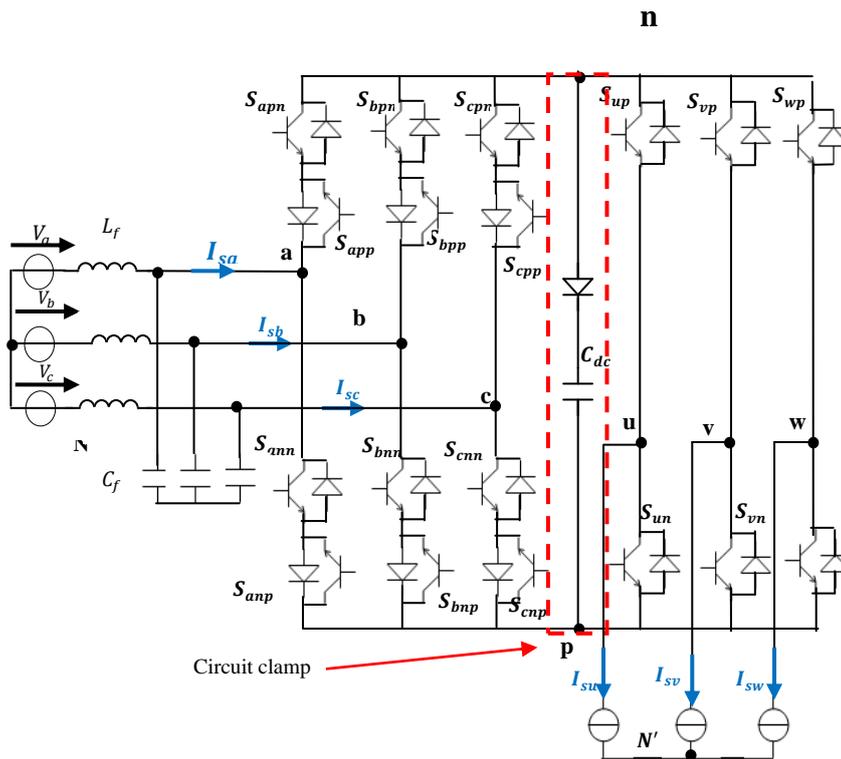


Figure I.17 Le circuit clamp de l'IMC

Il est à noter que le même circuit peut être utilisé quelle que soit la topologie IMC.

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_{dc} est complètement chargé, la diode D 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.

I.8.2 Protection par un Filtre d'entrée

Pour empêcher la propagation des courants harmoniques créés par le convertisseur matriciel vers le réseau, on utilise un filtre passif LC. C'est un circuit résonant série accordé sur la fréquence des harmoniques et monté en dérivation aux bornes du convertisseur matriciel, il offre aux courants harmoniques un trajet de très faible impédance et les absorbe voir figure I.18.

A la fréquence fondamentale, ce filtre se comporte comme un compensateur de la puissance réactive. L'utilisation des topologies plus complexes des filtres passifs a été recommandée dans la littérature afin de réaliser une bonne atténuation des courants harmoniques [16].

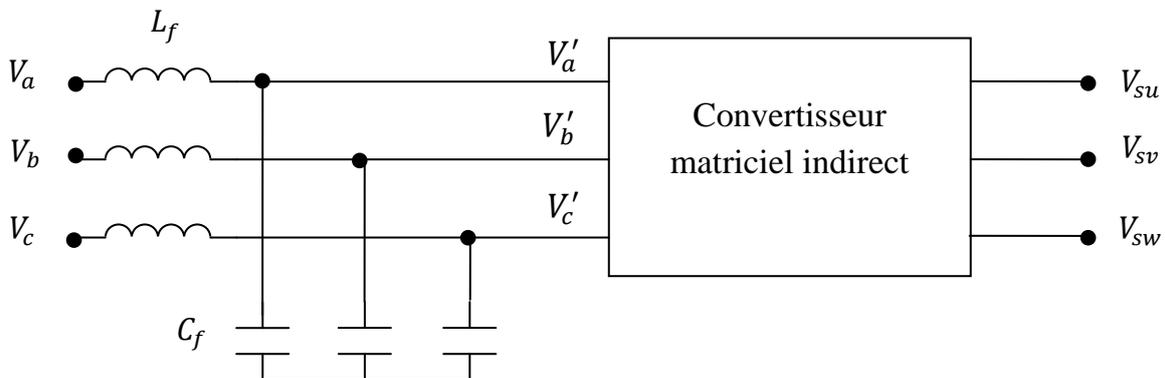


Figure I.18 Configuration du filtre d'entrée

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre d'introduction, nous avons principalement :

- caractérisé les éléments fondamentaux de l'IMC que sont les interrupteurs bidirectionnels, unidirectionnels et où l'IGBT est le composant adéquat choisi pour la construction de l'IMC ;
- modélisé la structure de l'IMC en faisant l'étude sur ses deux étages redresseur et onduleur toute en rappelant quelques définitions (Fonction de connexion, etc. ...) ;
- effectué une étude comparative sur les différentes topologies de l'IMC en terme du rendement et de complexité de la commande ;
- cité quelques circuits de protections contre les défauts de commutation.

Chapitre II

Commande par MLI vectorielle du convertisseur matriciel indirect

II.1 Introduction

Il est bien clair qu'aujourd'hui, l'emploi de la modulation de largeur d'impulsion dans la commande des convertisseurs devient un moyen efficace pour l'obtention de formes d'ondes proche de l'onde sinusoïdale.

Deux principaux objectifs font appel au développement des nouvelles techniques de commande :

- avoir un faible taux d'harmoniques et un gain en tension plus élevé,
- faciliter de réalisation et d'implémentation.

Dans le cadre de la recherche et du progrès technologique plusieurs stratégies de modulation à largeur d'impulsion ont été élaborées pour la commande des différents interrupteurs de l'onduleur de tension et des différents types des convertisseurs matriciels alimentant une machine asynchrone.

Ces techniques ont été classées en deux groupes : monophasées et triphasées. Pour les techniques monophasées la modulation s'effectue sur une seule phase de la machine, Par l'hypothèse de symétrie, les deux autres phases sont déduites de la première. Parmi ces techniques, notons la technique triangulo-sinusoidale et la technique d'élimination d'harmonique. Pour les techniques triphasées, nous trouvons la modulation par tronçon et la technique de modulation vectorielle (SVM) [14].

Le concept de la modulation vectorielle (SVM), connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Brojevic en 1989. Cette approche présente l'avantage d'obtenir une valeur de tension de sortie maximale ainsi, de produire un taux de distorsion harmonique minimal par rapport à d'autres techniques utilisées.

II.2 Principe de la MLI vectorielle

Pour l'étude du convertisseur matriciel, il est judicieux d'introduire la notion du vecteur spatial lié notamment à la disposition spatiale des bobinages d'une machine électrique triphasée.

La transformation complexe des grandeurs triphasées est définie par l'équation suivante :

$$X = \mathbf{c}(x_1 + ax_2 + a^2x_3) \quad (\text{II.1})$$

Avec c un coefficient, $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = (\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2})$ et x_k courant ou tension associé à la phase n°k.

Remarque1 : Quel que soit la forme des courants ou des tensions dans le temps, aucune contrainte temporelle n'est liée à l'utilisation du plan complexe, d'où l'appellation de vecteur d'espace qui permet de mettre en exergue ce fait.

Remarque2 : bien évidemment, le « vecteur d'espace » et le « phaseur complexe » associé à une des phases se confondent inexorablement lorsque les grandeurs triphasées sont sinusoïdales à un coefficient $c = \frac{2}{3}$.

$$X = \frac{2}{3}(x_1 + ax_2 + a^2x_3) \quad (\text{II.2})$$

$$X = \frac{2}{3}\left(A \cos(\omega t) + aA \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + a^2A \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right) \quad (\text{II.3})$$

$$X = A[(\cos(\omega t) + j\sin(\omega t))] \quad (\text{II.4})$$

Lorsque x_1, x_2, x_3 sont purement sinusoïdales et symétriques avec une pulsation constante, le vecteur d'espace se présente comme suit :

$$X = |X|e^{j\omega_x t} \quad (\text{II.5})$$

Où : $|X|$ est l'amplitude du vecteur spatial X , qui est égal aux amplitudes des trois phases :

$|X| = |x_1| = |x_2| = |x_3|$, ω_x : est la pulsation, t : c'est le temps.

On effectue le passage du plan triphasé au plan biphasé stationnaire (α, β)

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Dans le repère stationnaire (α, β) le vecteur spatial s'écrit X :

$$X = \text{Re}\{X\} + j\text{Im}(X) = X_\alpha + jX_\beta \quad (\text{II.7})$$

Pourquoi avoir introduit cette notion de vecteur d'espace qui n'apporte rien théoriquement aux approches matricielles ? Les points suivants sont probablement des éléments de justification :

- La familiarisation avec le plan complexe (grâce au vecteur de Fresnel) ;
- Utilisation du plan complexe au sein duquel les rotations s'expriment très simplement par l'opérateur $e^{j\theta}$;
- Les changements de référentiel apparaissent très simplement en commande de machines électriques ;

- Evaluation des durées de conduction des interrupteurs par simple « projection » pour la commande de modulateurs d'énergie.

Les trois objectifs de la SVM :

- Obtenir des formes d'ondes des courants d'entrée et de tensions de sortie sinusoïdales ;
- Permet la commutation à courant nul des commutateurs du côté source de tension ;
- Permet la visualisation spatiale et temporelle des tensions appliquées à la charge et des courants prélevés du réseau d'entrée.

La commande de l'IMC doit assurer le transfert de puissance instantanée constante à la charge.

II.3 Commande de l'étage redresseur

Le redresseur étudié est considéré comme étant un redresseur de courant à source autonome. En raison de la charge inductive et de la commutation à hautes fréquences des interrupteurs, le courant redressé I_{dc} est supposé constant.

L'étage redresseur à trois entrées et deux sorties représentées sur la *Figure II. 1*.

Selon la formule suivante : $N_b = (\text{nombre d'interrupteurs} / \text{cellule})^{\text{nombre de cellules}}$

Le nombre de combinaisons possibles d'états d'interrupteurs est $3^2 = 9$, tout en évitant les courts circuits de la source de tension d'entrée.

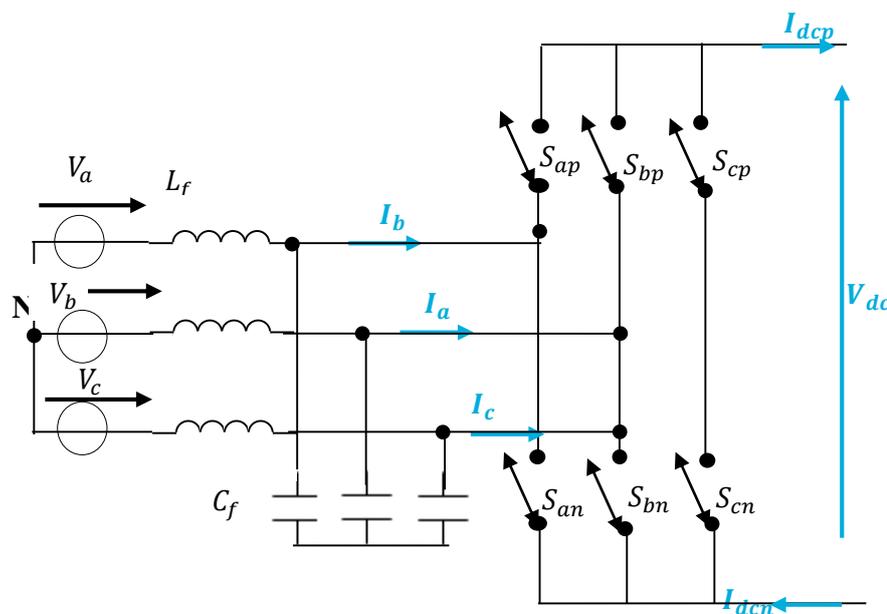


Figure II. 1 Le redresseur de courant

La tension continue fictive V_{dc} est calculée à partir de :

$$\begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} = [S_{Red}] * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Les courants d'entrées I_a, I_b et I_c sont calculés à partir de :

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [S_{Red}]^t * \begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Afin de simplifier les calculs et représenter les tensions et les courants, la transformation en deux axes (II.1) est appliquée :

$$\begin{bmatrix} I_{e\alpha} \\ I_{e\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

D'où le courant $I_E = I_{e\alpha} + jI_{e\beta}$ (II.11)

La transformation complexe des vecteurs instantanés des courants d'entrée est définie par :

$$I_E = \frac{2}{3}(I_a + aI_b + a^2I_c) \quad (\text{II.12})$$

Les neuf combinaisons des états d'interrupteurs sont divisées en six vecteurs actifs (I_1 à I_6) et trois vecteurs nuls I_0 qui permettent de calculer le vecteur courant correspondant. Les résultats obtenus sont représentés sur le Tableau II. 1.

Tableau II. 1 états des interrupteurs et vecteurs de commutations du redresseur

Vecteurs	$\begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix}^t$	I_a	I_b	I_c	$I_{e\alpha}$	$I_{e\beta}$	$\frac{\angle}{\theta_E}$	$ I_E $	V_{dc}
$I_6[ab]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	I_{dc}	$-I_{dc}$	0	I_{dc}	$-\frac{1}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$-\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$V_a - V_b$
$I_1[ac]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	I_{dc}	0	$-I_{dc}$	I_{dc}	$\frac{1}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$V_a - V_c$
$I_2[bc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	I_{dc}	$-I_{dc}$	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$V_b - V_c$
$I_3[ba]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	$-I_{dc}$	I_{dc}	0	$-I_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$V_b - V_a$
$I_4[ca]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	$-I_{dc}$	0	I_{dc}	$-I_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$\frac{7\pi}{6}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$V_c - V_a$
$I_5[cb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	$-I_{dc}$	I_{dc}	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$	$V_c - V_b$
$I_0[aa]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	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	0	0
$I_0[cc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0	0	0	0

- Le module du vecteur courant spatial d'entrée vaut $\frac{2}{\sqrt{3}}I_{dc}$, il est constant pour tous les courants I_1 à I_6 ;
- Le module du vecteur spatial courant est nul pour les cas qui correspondent à la mise en court-circuit de la source de courant DC.

Par exemple le vecteur $I_1[ac]$ indique que la phase d'entrée (**a**) est reliée au point p du bus continu, la phase (**c**) est reliée au point n du bus continu, ces grandeurs sont calculées comme suit :

$$I_1 = \frac{2}{3}(I_a + a * I_b + a^2 * I_c) \quad (\text{II.13})$$

$$I_1 = \frac{2}{3}(I_{dc} + a * 0 + a^2 * (-I_{dc})) \quad (\text{II.14})$$

$$I_1 = \frac{2}{3}(1 - a^2)I_{dc} = (1 + \frac{1}{\sqrt{3}}j)I_{dc} \quad (\text{II.15})$$

Par l'utilisation de la notion du vecteur d'espace, le vecteur de courant de référence est présenté comme suit :

$$I_E = I_{em} e^{j(\omega_e t - \varphi_E)} = I_{em} \angle \theta_E \quad (\text{II.16})$$

I_{em} : est l'amplitude du vecteur de référence I_E

θ_E : est l'angle de position pour le vecteur de référence, $\theta_E = (\omega_e t - \varphi_E)$

ω_e : est la pulsation des grandeurs d'entrée, φ_i est le déphasage entre les tensions et les courants d'entrée.

Les sept positions du vecteur spatial de courant d'entrée peuvent être présentées sous forme d'un hexagone dans le plan complexe (α, β) comme indique la *Figure II. 2*. Cet hexagone est divisé en six secteurs d'angle 120° .

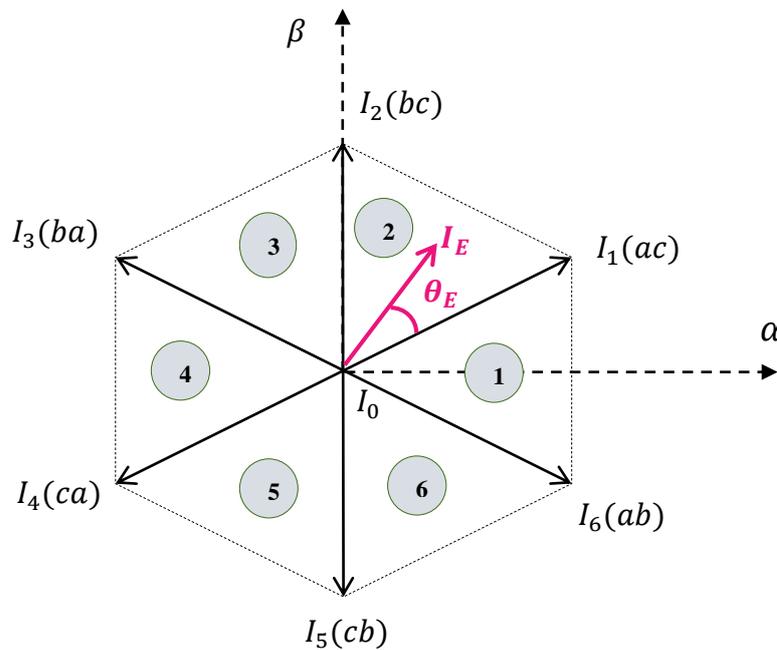


Figure II. 2 Représentation de l'hexagone de commutation des courants

Dans ce plan complexe, la trajectoire décrite par le vecteur spatial est un cercle. On doit alors choisir les vecteurs de commutation de telle sorte que cette trajectoire soit imposée.

La *Figure II. 3* montre que le vecteur de référence I_E de courant dans l'un des secteurs est synthétisé par deux vecteurs actifs adjacents I_γ et I_δ et un vecteur nul I_0 .

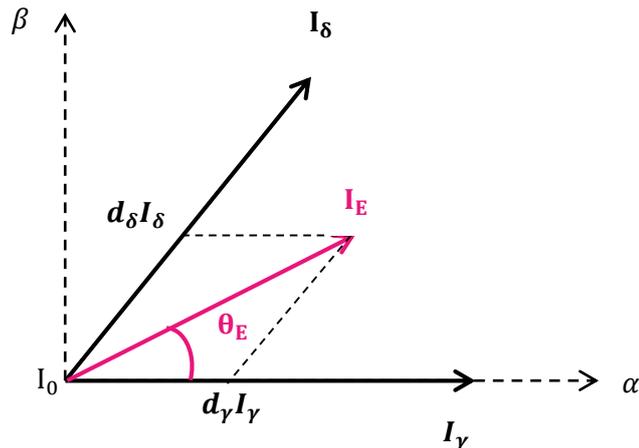


Figure II. 3 Synthèse de vecteur courant de référence dans un secteur donnée

Pour une période de commutation T_s , le vecteur de référence est défini comme suit :

$$I_E = d_\gamma I_\gamma + d_\delta I_\delta \quad (\text{II.17})$$

Où : d_γ et d_δ sont les rapports cycliques des deux vecteurs adjacents I_γ et I_δ

$$d_\gamma = m_R \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_E\right) = \frac{t_\gamma}{T_s} \quad (\text{II.18})$$

$$d_\delta = m_R \sin(\theta_E) = \frac{t_\delta}{T_s} \quad (\text{II.19})$$

$$d_0 = 1 - d_\gamma - d_\delta \quad (\text{II.20})$$

Où m_R : est l'indice de modulation du redresseur souvent fixé à l'unité :

$$0 \leq m_R = \frac{I_{em}}{I_{dc}} < 1 \quad (\text{II.21})$$

d_0 : est le rapport cyclique du vecteur courant nul, θ_e est l'angle de vecteur spatial de courant de référence dans un secteur donné.

Les six secteurs de fonctionnement peuvent être identifiés en se basant sur la commutation à courant nul du côté redresseur (facteur de puissance unitaire) comme ci représenté sur la Figure II. 4.

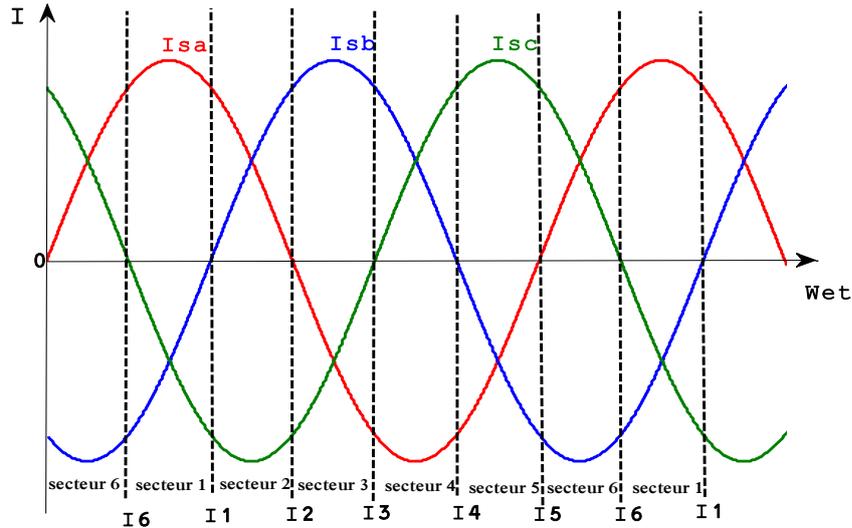


Figure II. 4 Les six secteurs de fonctionnement de l'étage redresseur

La tension moyenne du circuit intermédiaire continue est calculée à partir du principe de conservation de puissance entre la source d'entrée et le bus continu :

$$P_{dc} = P_e \quad (\text{II.21})$$

$$V_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} V_{em} I_{em} \cos(\varphi_e) \quad (\text{II.22})$$

$$V_{dc} = \frac{3}{2} V_{em} \frac{I_{em}}{I_{dc}} \cos(\varphi_e) \quad (\text{II.23})$$

$$V_{dc} = \frac{3}{2} V_{em} m_R \cos(\varphi_e) \quad (\text{II.24})$$

Après avoir obtenu les formes d'onde désirées de courant d'entrée, la tension moyenne du circuit intermédiaire générée par le redresseur de courant est donnée par :

$$V_{dc_moy} = \frac{3}{2} V_{em} m_R \cos \varphi_e \quad (\text{II.25})$$

Où V_{em} : est la valeur maximale de la tension d'entrée.

Afin de générer une tension moyenne maximale, Le redresseur de courant doit être modulé à un facteur de puissance et à un indice de modulation unitaire c a d :

$$m_R = 1, \cos \varphi_e = 1 \quad (\text{II.26})$$

Donc :

$$V_{(dc_moy)_max} = \frac{3}{2} V_{em} \quad (\text{II.27})$$

II.4 Commande de l'étage onduleur :

L'onduleur étudié est un onduleur à deux niveaux, il transforme la tension du bus continu fictive à un système de tensions triphasées en sortie comme montre la Figure II. 5 .

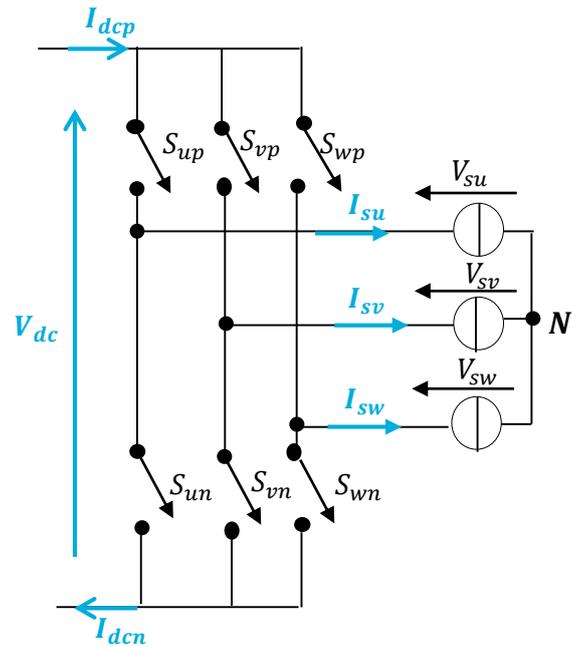


Figure II. 5 Schéma de l'étage onduleur

Chaque bras de l'onduleur à deux états possibles

Etat P : L'interrupteur du haut S_{xp} ($x = u, v, w$) est fermé, tandis que l'interrupteur du bas S_{xn} ($x = u, v, w$) est ouvert.

Etat N : L'interrupteur du bas S_{xn} ($x = u, v, w$) est fermé, tandis que l'interrupteur du haut S_{xp} ($x = u, v, w$) est ouvert.

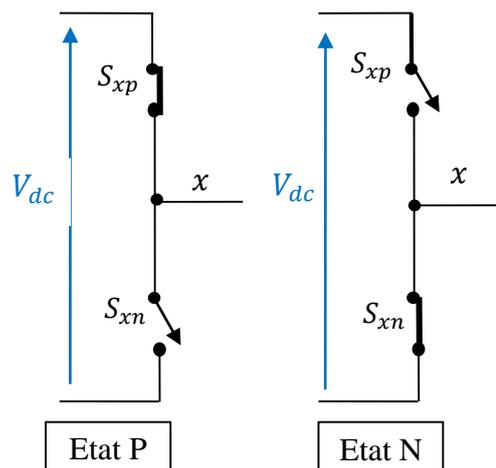


Figure II. 6 Fonctionnement d'un bras d'onduleur

Cet étage d'onduleur à deux entrées et trois sorties possède $2^3 = 8$ combinaisons possibles des états des interrupteurs qui sont (PPP, PPN, PNN, PNP, NNN, NNP, NPP, NPN) et cela tout en évitant le court-circuit de la tension continue fictive V_{dc} .

Les tensions de sortie de l'onduleur sont calculées à partir de :
$$\begin{bmatrix} U_{su} \\ U_{sv} \\ U_{sw} \end{bmatrix} = [S_{Ond}] * \begin{bmatrix} V_{dcp} \\ V_{dcn} \end{bmatrix} \quad (\text{II.28})$$

Le courant fictif I_{dc} est calculé à partir de :
$$\begin{bmatrix} I_{dcp} \\ I_{dcn} \end{bmatrix} == [S_{Ond}]^t * \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \\ I_{sw} \end{bmatrix} \quad (\text{II.29})$$

La transformation complexe des vecteurs instantanés des tensions de sortie est donnée comme suit :

$$V_s = \frac{2}{3} (V_{su} + aV_{sv} + a^2I_{sw}) \quad (\text{II.30})$$

Les huit combinaisons sont devisées en :

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actifs, la tension est appliquée aux bornes de la charge,
- Deux vecteurs de roue libres (0 et 7) inactifs, pas de tension de charge.

Ces résultats sont représentés sur le *Tableau II. 2*.

Tableau II. 2 Etat des Interrupteurs et vecteurs de commutation de l'étage Onduleur

Vecteurs	$\begin{bmatrix} S_{ap} & S_{bp} & S_{cp} \\ S_{an} & S_{bn} & S_{cn} \end{bmatrix}^t$	V_{su}	V_{sv}	V_{sw}	V_{sa}	$V_{s\beta}$	$\angle \theta_s$	$ V_s $	I_{dc}
V_1 PNN	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}^t$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	I_{su}
V_2 PPN	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{\pi}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-I_{sw}$
V_3 NPN	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{2\pi}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	I_{sv}
V_4 NPP	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	π	$\frac{2}{3}V_{dc}$	I_{su}
V_5 NNP	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	I_{sw}
V_6 PNP	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$	$\frac{5\pi}{3}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-I_{sv}$
V_0 NNN	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0	0	0	0
V_7 PPP	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0	0	0	0

- Le module du vecteur spatial de tension de sortie est constant pour tous les vecteurs V_1 à V_6 et il vaut $\frac{2}{3}V_{dc}$,
- Le module du vecteur spatial de tension est nul pour les vecteurs zéro V_0 et V_7 .

Par l'utilisation de la notion du vecteur d'espace le vecteur de tension de référence est présenté comme suit :

$$V_s = V_{sm} e^{j(\omega_s t - \varphi_s)} = V_{sm} / \theta_s \quad (\text{II.31})$$

V_{sm} : est l'amplitude du vecteur de référence V_{sm}

θ_s : est l'angle de position pour le vecteur de référence, $\theta_s = (\omega_s t - \varphi_s)$ telle que :

ω_s : est la pulsation des grandeurs de sortie.

La modulation par phraseurs spatiaux (SVM) de l'onduleur est basé sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan biphasé (α, β) , ce dernier est divisé en six secteurs comme montré sur *Figure II.7*.

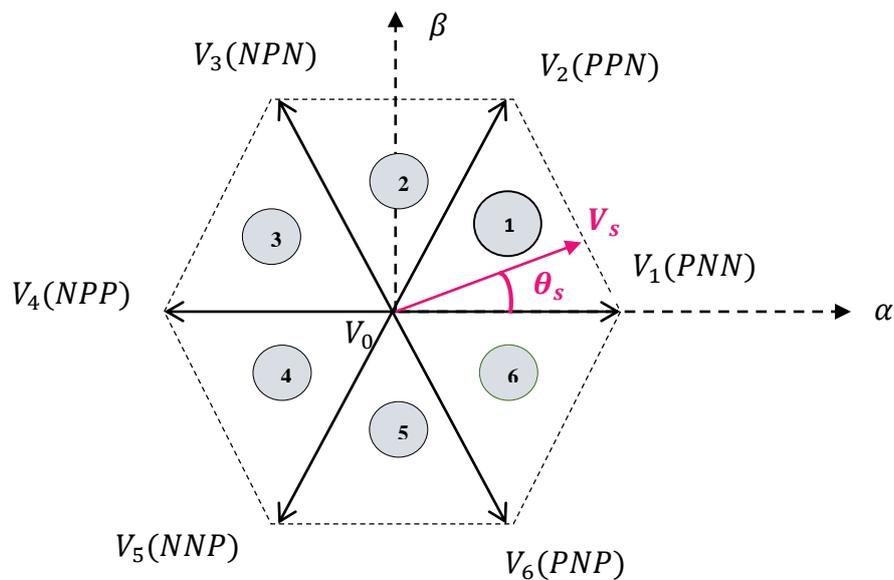


Figure II. 7 Représentation de l'hexagone de commutation des tensions

Le vecteur de référence de sortie dans un secteur donné est synthétisé par deux vecteurs adjacents V_α et V_β , et le vecteur de tension zéro V_0 .

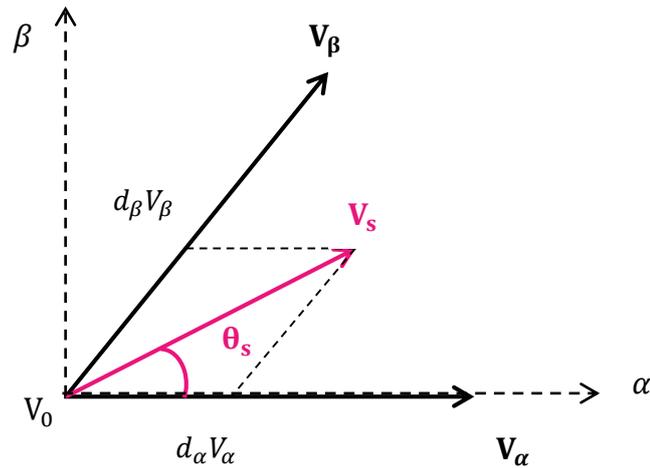


Figure II. 8 Synthèse du vecteur tension de référence dans un secteur donnée

d_α, d_β, d_0 : Sont les rapports cycliques que la commande « SVM » impose afin de produire une tension dont la moyenne temporelle est une valeur entre les deux tensions de référence.

Pour une période de commutation T_s , le vecteur de tension de référence est défini comme suit :

$$V_s = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta \quad (\text{II.32})$$

$$d_\alpha = m_v \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) = \frac{t_\alpha}{T_s} \quad (\text{II.33})$$

$$d_\beta = m_v \sin(\theta_s) = \frac{t_\beta}{T_s} \quad (\text{II.34})$$

Où m_v est le taux de modulation qui définit le rapport de transformation entre la valeur crête de la tension de sortie et la tension continue fictive V_{dc} .

$$0 \leq m_v = \frac{\sqrt{3} V_{sm}}{V_{dc}} < 1 \quad (\text{II.35})$$

θ_s : est l'angle de vecteur spatial de la tension de sortie

$d_0 = 1 - d_\alpha - d_\beta$: est Le rapport cyclique de vecteur tension zéro

L'indice de modulation de tension m_v du coté onduleur est variable en fonction du rapport de transfert de tension q , de plus, la valeur moyenne de courant redressé du bus continu est calculé en appliquant le principe de la conservation de puissance entre le bus continu et le système de sortie :

$$P_{dc} = P_s \quad (\text{II.36})$$

$$V_{dc} I_{dc} = \frac{3}{2} V_{sm} I_{sm} \cos(\varphi_s) \quad (\text{II.37})$$

$$I_{dc} = \frac{3}{2} I_{sm} \frac{V_{sm}}{V_{dc}} \cos(\varphi_s) \quad (\text{II.38})$$

$$I_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sm} m_v \cos(\varphi_s) \quad (\text{II.39})$$

Six intervalles de fonctionnement peuvent être identifiés en se basant sur la détermination de la plus grande valeur absolue de la tension des phases de sortie dans chaque intervalle comme le montre la Figure II. 9 suivante.

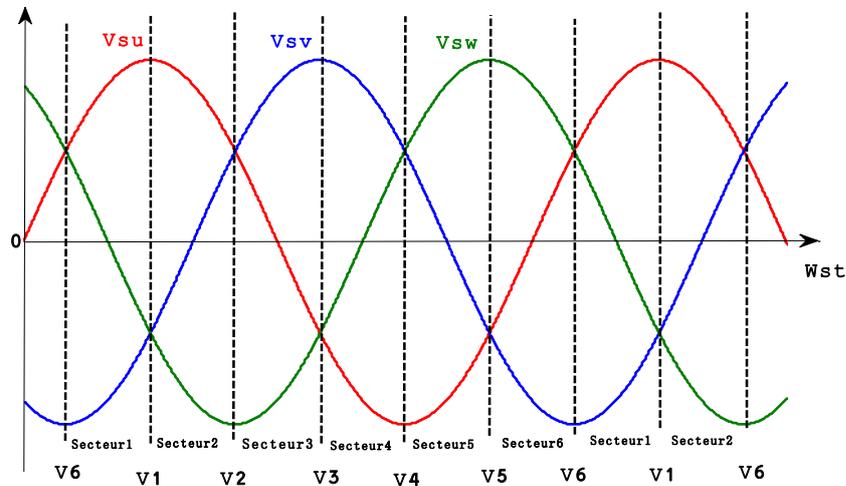


Figure II. 9 Les six secteurs de fonctionnement de l'étage redresseur

II.5 Commande de l'IMC :

Le schéma montré sur la figure II.10 décrit le modèle de modulation qui combine les deux états de commutation des deux étages de telle sorte que l'équilibre entre les courants d'entrées et les tensions de sortie soit obtenu pour chaque période de commutation

Pour la topologie IMC, l'étage redresseur est toujours commandé pour assurer un maximum de la tension V_{dc} de telle manière que la modulation sur l'étage onduleur commande le rapport global du rapport de transfert de tension q . Par conséquent, on peut éliminer le vecteur courant nul ce qui rend l'ordre de commutation du redresseur se compose seulement des deux vecteurs courants actifs adjacents (I_{δ}, I_{γ}).

Les rapports cycliques ajustés de l'étage redresseur sont déterminés par la relation (II.39), où l'indice de modulation $m_R = 1$ [15].

$$d_{\gamma}^R = \frac{d_{\gamma}}{d_{\gamma} + d_{\delta}} \quad (II.39)$$

$$d_{\delta}^R = \frac{d_{\delta}}{d_{\delta} + d_{\gamma}}$$

En raison de l'annulation du vecteur courant nul I_0, I_7 , la valeur moyenne de la tension du bus continu V_{dc_moy} n'est plus constante et a besoin d'être recalculée (II.40). Ainsi sa valeur peut être employée pour compenser l'indice de modulation de l'étage onduleur m_v

$$V_{dc_moy} = d_{\gamma}^R V_{I=I_{\gamma}} + d_{\delta}^R V_{I=I_{\delta}} \quad (II.40)$$

$$m_v = \frac{\sqrt{3}V_{sm}}{V_{dc_moy}} \quad (II.41)$$

Par la sélection des vecteurs appropriés et la détermination de leur rapports cycliques, la modulation de l'IMC doit combiner la modulation de l'étage redresseur (I_δ, I_γ) et celle de l'étage onduleur (V_α, V_β et V_0).

Si I_E est localisé dans le secteur 2 et V_s dans le secteur 1, les vecteurs sélectionnés sont :

- Pour l'étage redresseur : $I_\delta = I_1$ et $I_\gamma = I_2$,
- Pour l'étage onduleur : $V_\alpha = V_1$; $V_\beta = V_2$ et V_0 .

Pour assurer une transition minimale de commutation entre chaque vecteur, les vecteurs de l'étage onduleur sont arrangés en double séquences : $[V_0 - V_2 - V_1 - V_0 - V_0 - V_1 - V_2]$ mais avec des rapports cycliques différents.

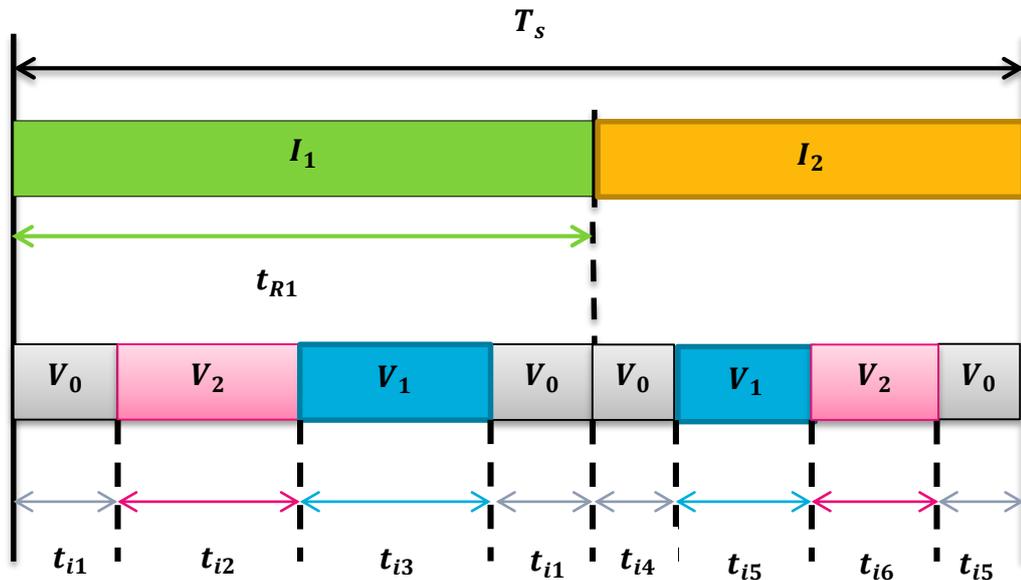


Figure II. 10 Le model du commutation de l'IMC

En se référant à la Figure II. 10, les rapports cycliques relatifs à l'étage onduleur peuvent être déterminés par la relation suivante :

$$t_{R1} = d_\gamma^R T_s \quad (\text{II.41})$$

$$t_{i1} = \frac{1}{2} d_\gamma^R d_0 T_s \quad (\text{II.42})$$

$$t_{i2} = d_\gamma^R d_\beta T_s \quad (\text{II.43})$$

$$t_{i3} = d_\gamma^R d_\alpha T_s \quad (\text{II.44})$$

$$t_{i4} = \frac{1}{2} d_\delta^R d_0 T_s \quad (\text{II.45})$$

$$t_{i5} = d_\delta^R d_\alpha T_s \quad (\text{II.46})$$

$$t_{i6} = d_\gamma^R d_\beta T_s \quad (\text{II.47})$$

II.6 Algorithme de la commande SVM

Le processus de la commande SVM est présenté sur le schéma bloc suivant :

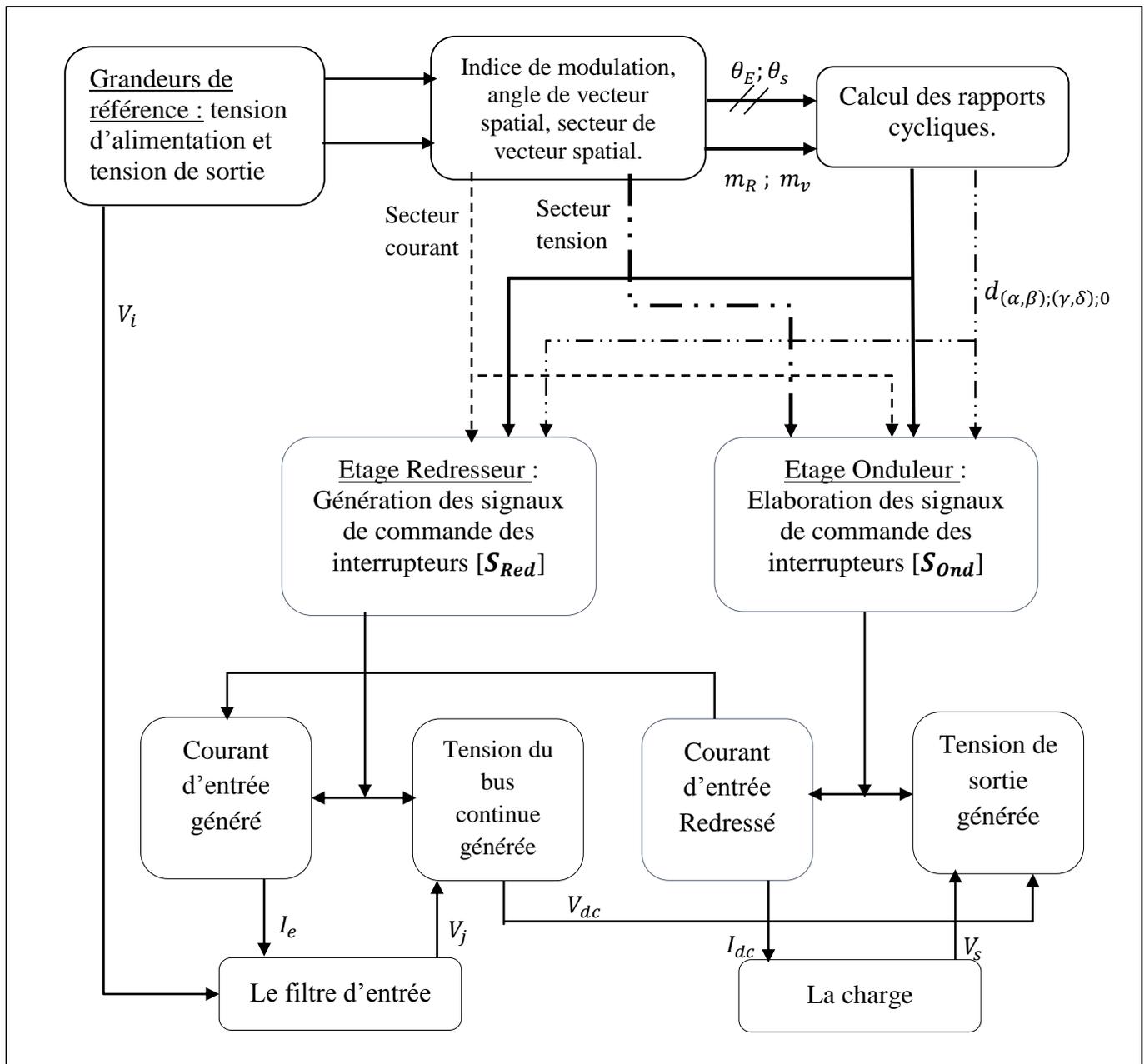


Figure II. 11 Processus de la commande SVM

Ou V_j : Tension triphasée après filtre $j = a, b \text{ et } c$.

V_i : Tension du réseau d'alimentation $i = a', b' \text{ et } c'$.

La procédure de la commande SVM peut être résumée comme suit :

- Enter les grandeurs de références, tension d'alimentation et tension de sorties ;
- Déterminer les angles des grandeurs de références par l'introduction la notion de vecteur d'espace ;
- Déterminer le secteur du vecteur spatial courant d'entrée et de tension de sortie ;
- Sélectionner les deux vecteurs adjacents délimitant le secteur courant (I_γ ; I_δ) et ceux délimitant le secteur tension (V_α ; V_β) ainsi que le vecteur zéro ;
- Calculer les rapports cycliques correspondants ;
- Déterminer l'ordre de succession des cinq vecteurs spatiaux ;
- Déterminer les séquences de commutations des interrupteurs ;
- Générer les signaux de commande pour les interrupteurs.

II.7 Résultats de simulation :

Une étude par simulation numérique du comportement dynamique de l'IMC qui alimente une charge RL triphasé équilibré à partir d'une source de tension triphasé est commandée par la technique SVM citée auparavant.

Les paramètres de simulation sont :

Valeurs efficace des tensions d'entrée 220V ; Résistance de la charge $R=8\Omega$; Inductance de la charge $L= 5mH$; Fréquence d'entrée $f_e = 50Hz$; fréquence de commutation $f_c = 10kHz$; Inductance du filtre $L_f = 0.0134H$; Capacité du filtre $C_f = 7.2 \cdot 10^{-5}F$;

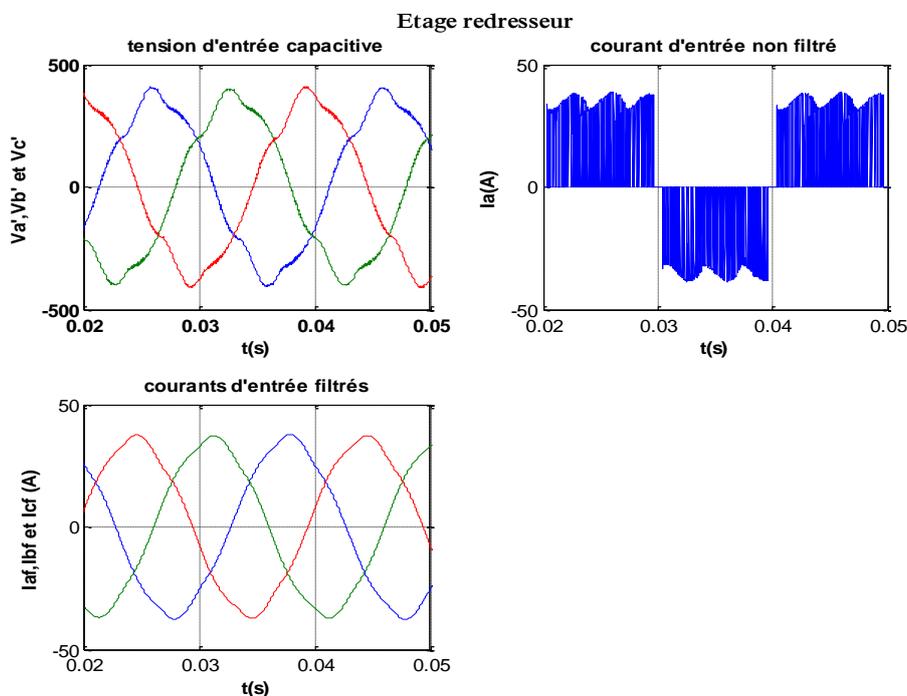


Figure II. 12 Résultats de simulation de l'étage redresseur

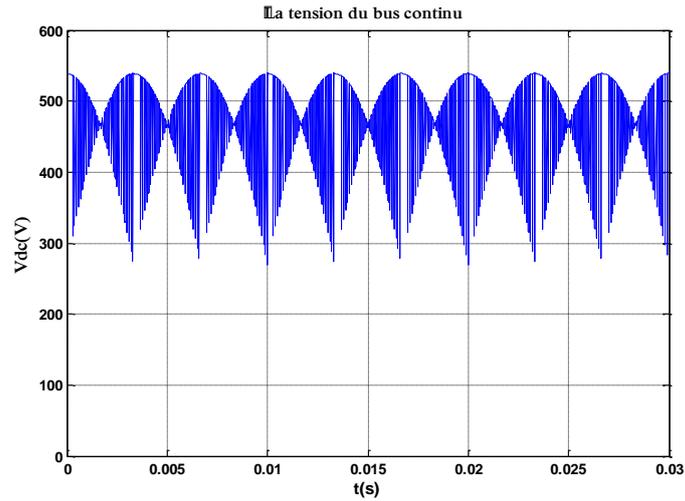


Figure II.13 La tension du bus continu V_{dc}

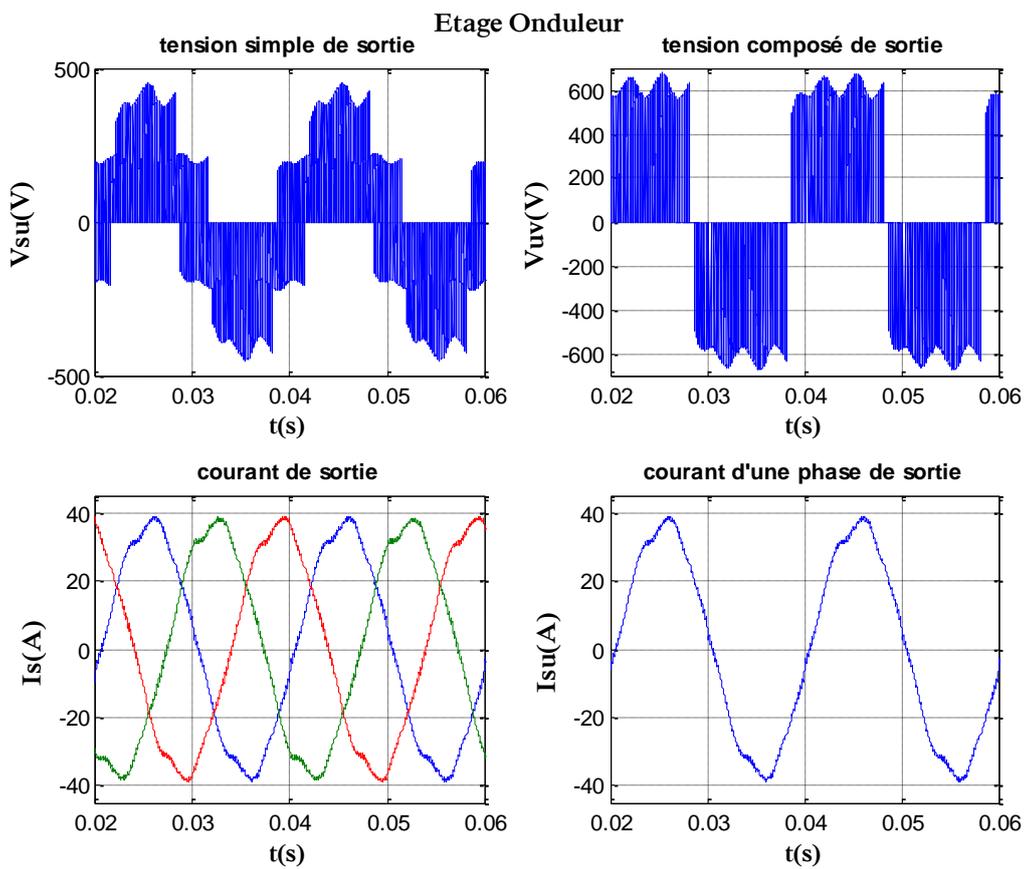


Figure II. 14 Résultats de simulation de l'étage Onduleur

II.7.1 La tension composée, Courant de charge et spectre d'harmonique

Dans cette partie nous allons présenter d'abord, l'allure de la tension composée de sortie V_{uv} de la phase u et v (tensions par rapport au neutre de la charge R-L) où $R=8$, $L=5$ mH ainsi, son spectre harmonique pour les différentes fréquences de sortie $f_s = 25\text{Hz}$, $f_s = 50\text{Hz}$ et $f_s = 100\text{Hz}$, en fixant $q = 0,876$ et $f_c = 12$ kHz.

Ensuite, nous allons varier le ratio de transformation à une valeur de $q=0.5$, en fixant $f_s = 50$ Hz et $f_c = 12\text{kHz}$.

Enfin, en fixant tous les paramètres $q=0.867$ et $f_s = 50$ Hz et on va faire varier la fréquence de commutation pour $f_c = 33$ kHz, $f_c = 42$ kHz.

Nous avons choisis ces valeurs pour la fréquence de commutation parce qu'elles doivent être des multiples de trois vu que la charge est triphasée.

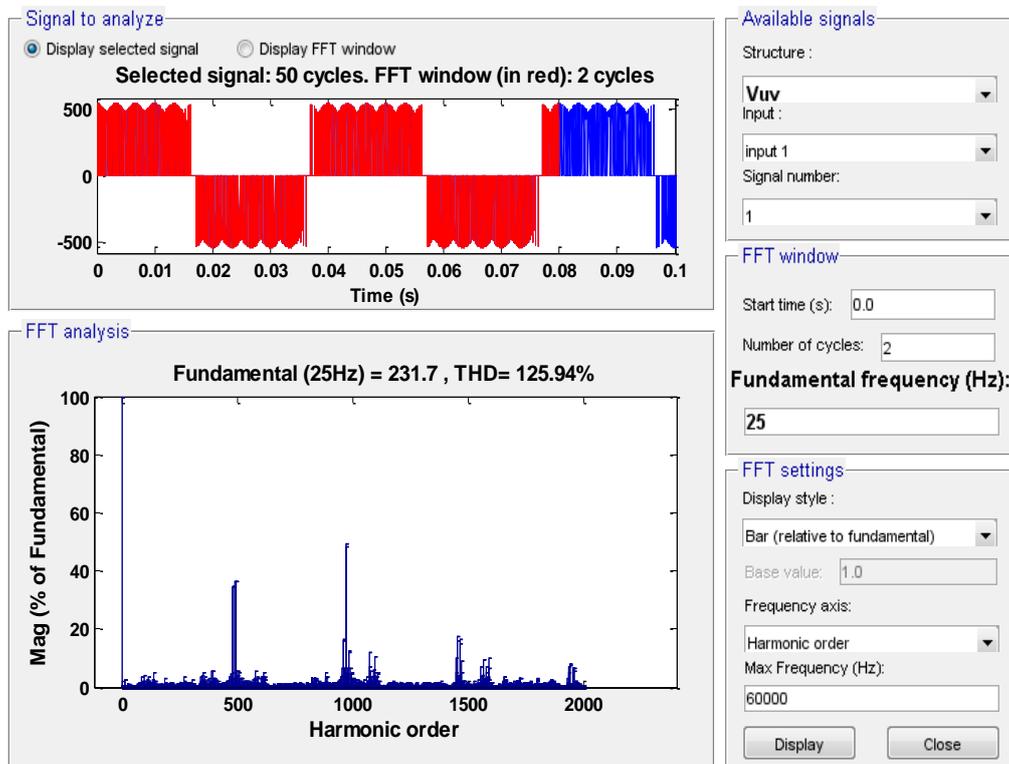


Figure II. 15 Analyse spectrale de la tension composée ($f_s = 25$ Hz, $f_c = 12$ kHz, $q = 0.867$)

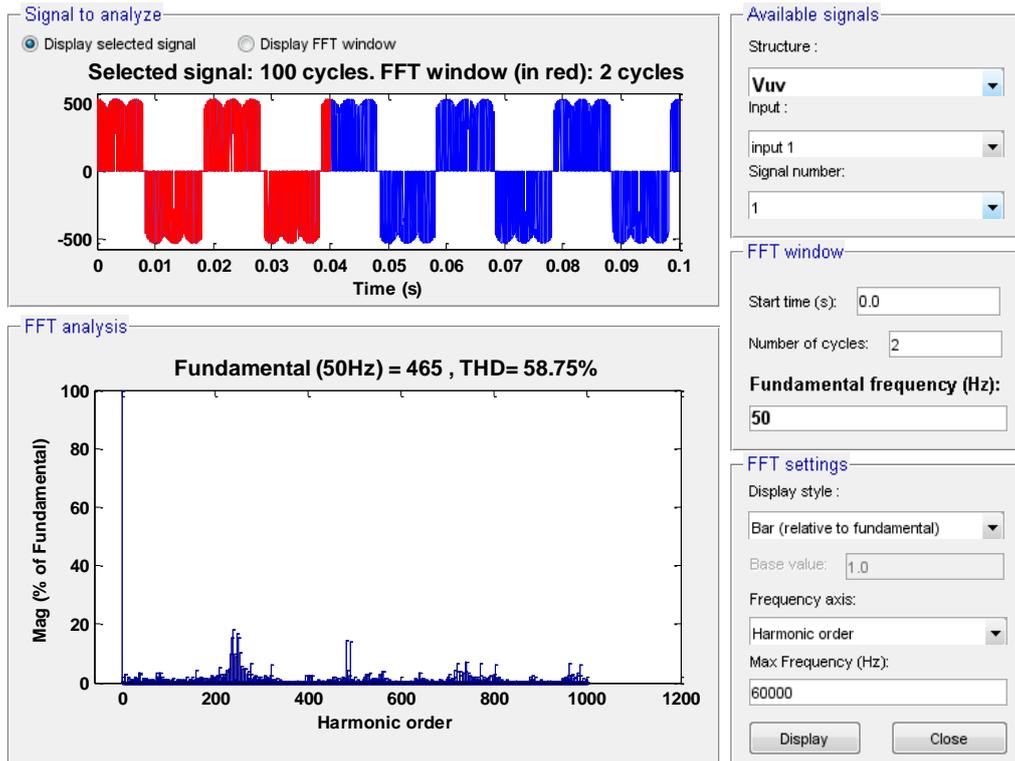


Figure II. 16 Analyse spectrale de la tension composée ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 12 \text{ kHz}$, $q = 0.867$)

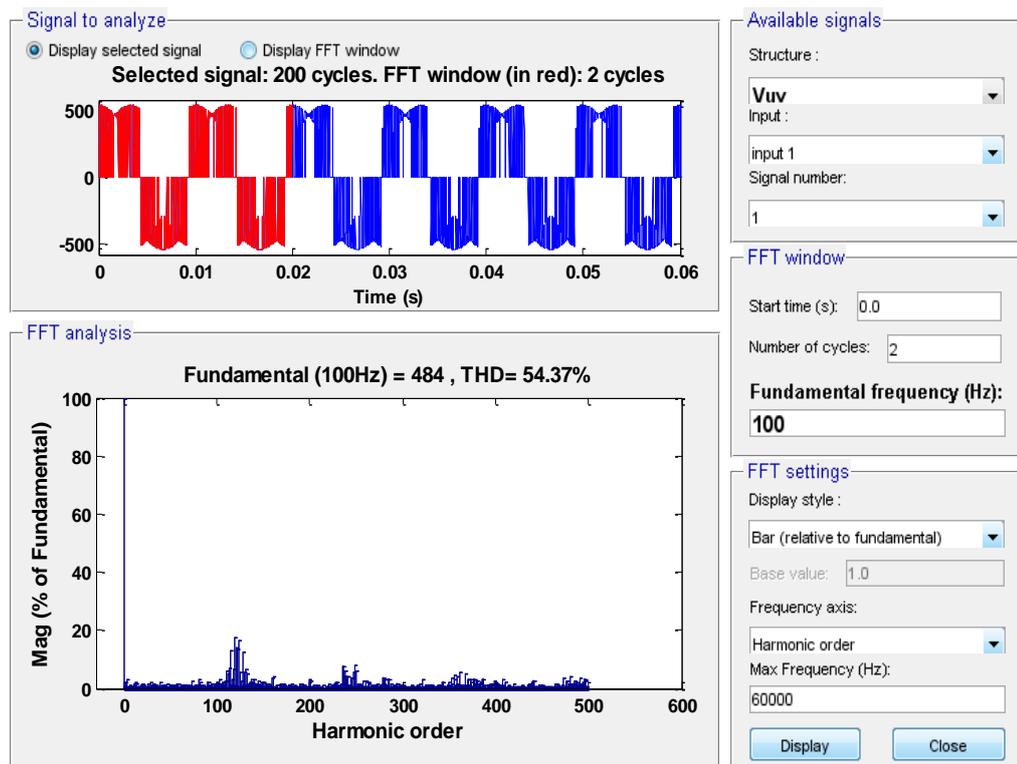


Figure II. 17 Analyse spectrale de la tension composée ($f_s = 100 \text{ Hz}$, $f_c = 12 \text{ kHz}$, $q = 0.867$)

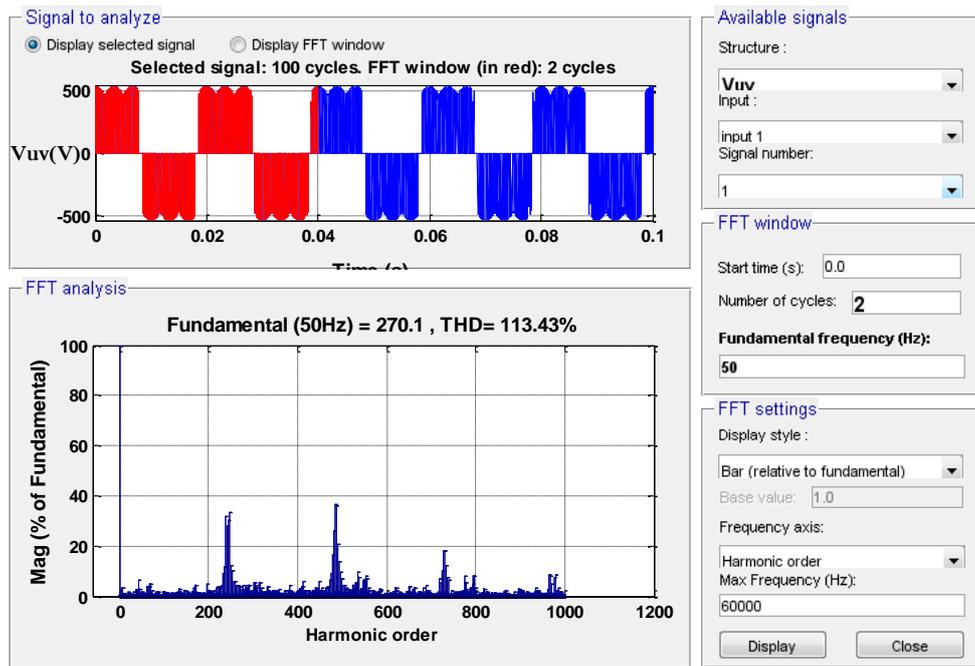


Figure II. 18 Analyse spectrale de la tension composée ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 12 \text{ kHz}$, $q = 0.5$)

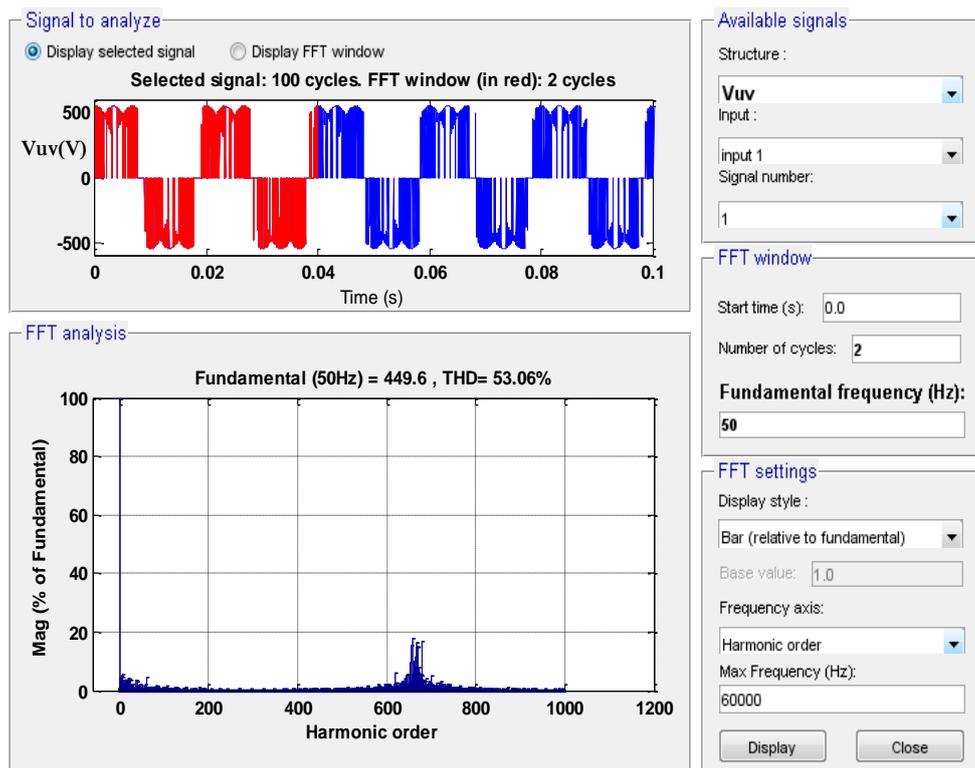


Figure II. 19 Analyse spectrale de la tension composé ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 33 \text{ kHz}$, $q = 0.867$)

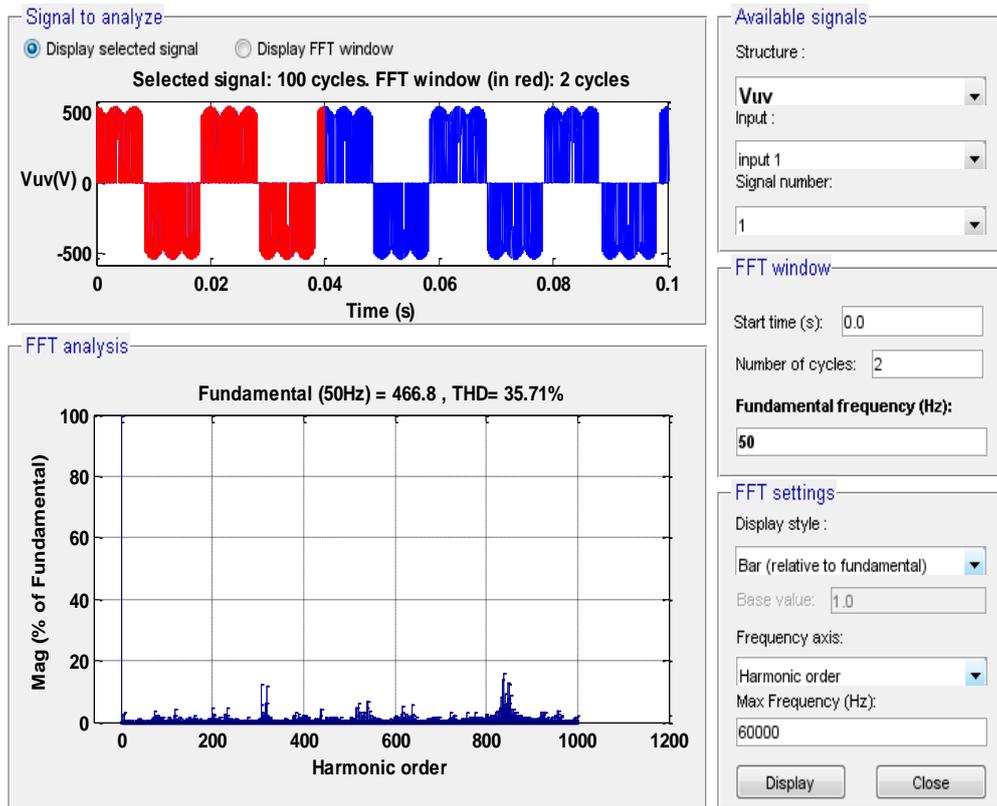


Figure II. 20 Analyse spectrale de la tension composé ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 42 \text{ kHz}$, $q = 0.867$)

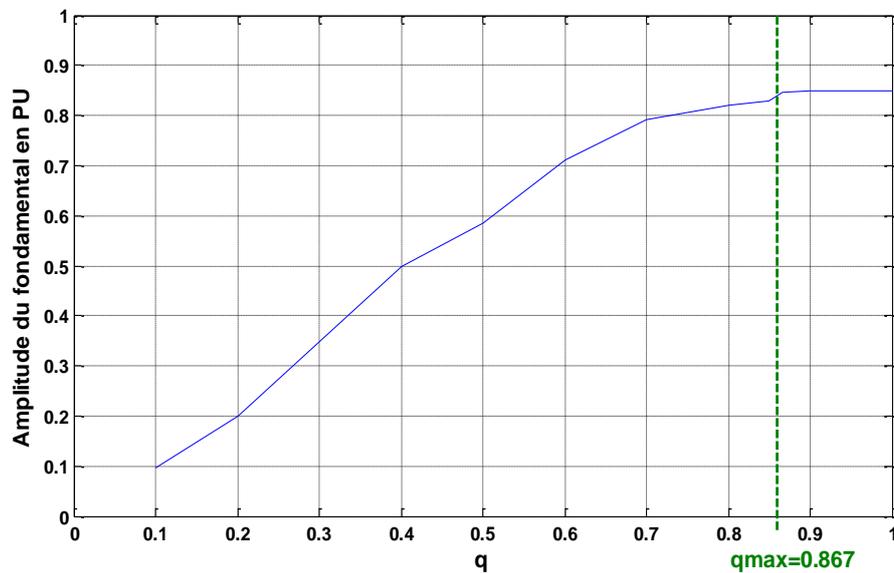


Figure II. 21 Les caractéristiques de l'amplitude fondamentale en fonction du rapport de transfert en tension

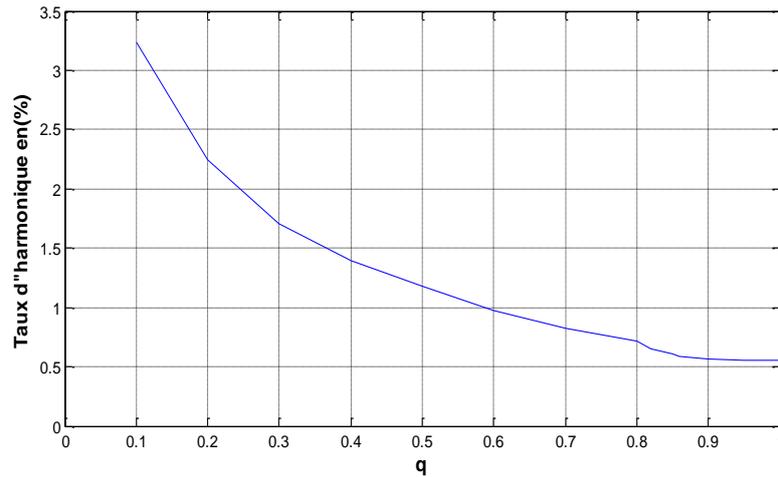


Figure II. 22 La caractéristique du taux de distorsion harmonique en fonction du rapport de transfert en tension

II.7.2 Le courant de charge et son spectre harmonique

Cette fois-ci, Nous allons présenter l'allure du courant de charge ainsi, son spectre d'harmonique en faisant varier les fréquences de commutation pour :

$$(f_c = [33, 42]kHz \text{ et fixant } (q=0.867, f_s=50 \text{ Hz}))$$

Les résultats de simulation et les spectres d'harmonique sont présentés sur les figures ci-dessous.

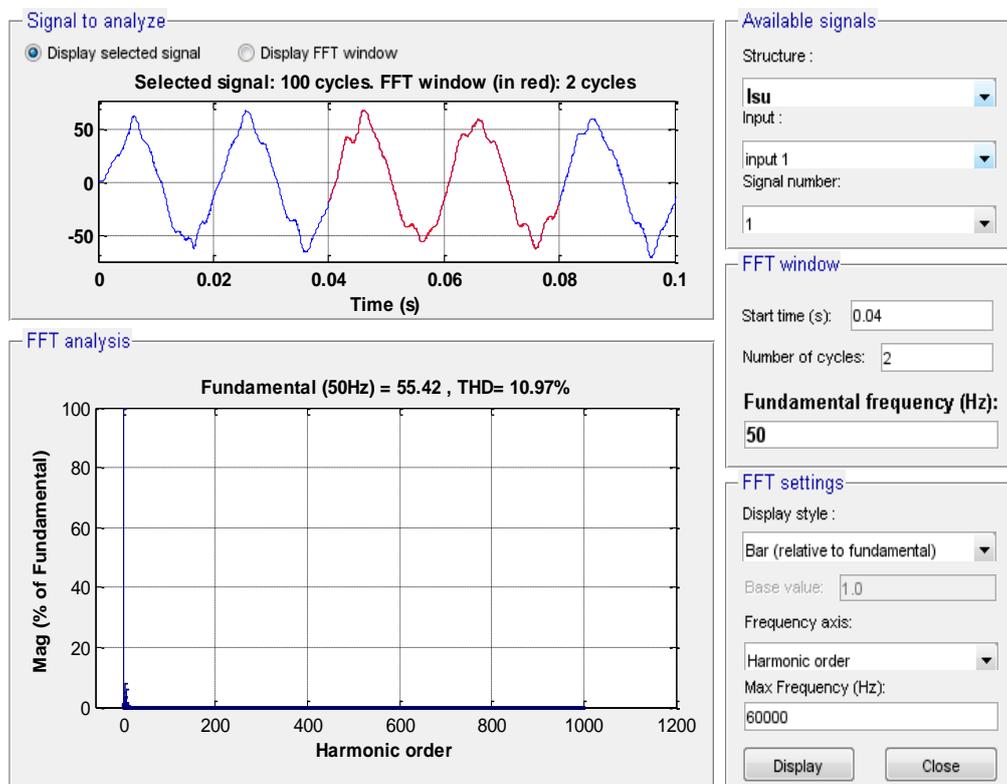


Figure II. 23 Analyse spectrale de courant de charge ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 33 \text{ KHz}$, $q = 0.867$)

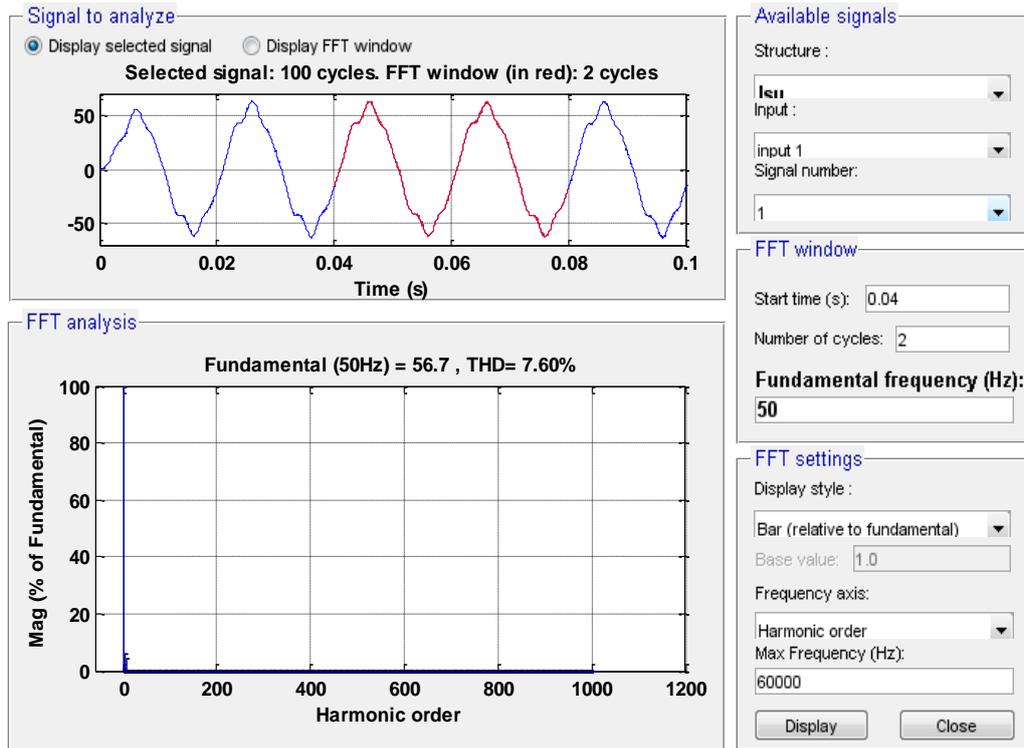


Figure II. 24 Analyse spectrale de courant de charge ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $f_c = 42 \text{ KHz}$, $q = 0.867$)

II.8 Problème lié au convertisseur matriciel indirect

II.8.1 Les harmoniques des courants d'entrée :

Les courants harmoniques sont générés par les charges non-linéaires, c'est-à-dire, absorbant un courant n'ayant pas la même forme que la tension qui les alimente. Les charges de ce type les plus courantes sont celles à base de circuits redresseurs.

La topologie décrite sur la Figure II.2 a pour un courant d'entrée fortement pollué.

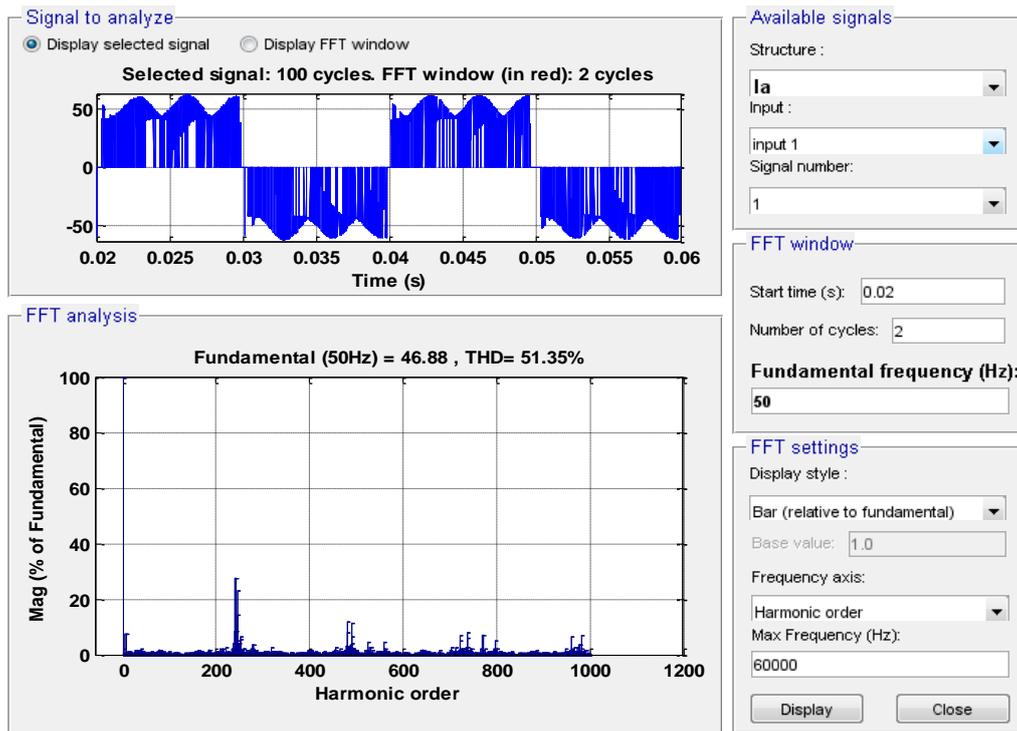


Figure II. 25 Analyse spectrale du courant d'entrée de l'IMC ($f_c = 12 \text{ kHz}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$, $q = 0.867$)

Il en résulte un taux de distorsion harmonique en courant, THD_I (relation II.48 d'entrée très élevé pouvant avoir un effet néfaste sur les équipements sensibles connectés à proximité, pour les relevés de simulation présentés plus haut, le THD_I du courant prélevé sur l'IMC est de 63.22%.

$$THD_I = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \times 100\% \quad (\text{II.48})$$

Où : I_h est le courant harmonique ; I_1 est le courant fondamental

Vu qu'il existe deux méthodes de mesure :

- Le THD_f (distorsion harmonique totale par rapport au fondamental) ;
- Le THD_r (Distorsion harmonique totale par rapport à la valeur efficace vraie du signal).

Dans notre cas on à utiliser le THD_f .

Le Tableau II. 2 suivant montre que le redresseur absorbe un courant qui contient les rangs impairs.

Tableau II. 3 Relevé Spectrale d'harmonique du courant d'entrée

Rang	h_1	h_3	h_5	h_7	h_9	h_{11}	h_{13}
$THD_I(\%)$	100	0.16	4.29	1.13	0.39	2.18	0.4

Le relevé spectrale présenté dans le tableau ci-dessus montre que :

- ce courant est riche en harmoniques cinq, sept et onze. Où ce type d'harmonique de rang impair (3, 5, 7, 9...) sont fréquemment rencontrés sur le réseau électrique,
- l'apparition de l'harmonique 3 et ses multiples est dû à un léger déséquilibre du neutre ;
- Les harmoniques supérieurs au rang 25 sont dans une majorité des cas négligeables ;
- L'apparition des inter- harmoniques est due à la commutation asynchrone (c'est-à-dire, non synchronisée avec la fréquence) de composants semi-conducteurs dans les convertisseurs. L'exemple usuel est le convertisseur matriciel indirect, Les inter-harmoniques qu'ils génèrent sont situés n'importe où dans le spectre, mais directement en rapport avec les harmoniques de la tension d'alimentation (voir *Figure II. 6*).

Il est donc important de développer et de disposer une méthode afin de réduire la valeur du THD_I et pour cela nous avons introduit un filtre d'entrée.

II.8.1.1 Filtre d'entrée

A l'entrée de l'IMC, un filtre passif est nécessaire pour découpler le réseau de l'IMC.

Ce dispositif de filtrage doit également respecter un certain nombre de critères, à savoir :

- Le filtre doit éliminer les influences néfastes sur la tension d'alimentation, autrement dit la tension d'entrée doit être de plus en plus rigide faces aux impulsions de courant prélevées à l'entrée de l'IMC.
- Les interrupteurs agissent comme des commutateurs idéaux en série avec la réactance interne du réseau d'alimentation ce qui provoque des sauts de courant sur ce dernier, par conséquent, ces réactances produisent des surtensions impulsionnelles non admissibles.

Selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables et Le filtre le plus commun utilisé pour le convertisseur matriciel est le filtre passe-bas L-C.

II.8.1.2 Modélisation du filtre d'entrée

Pour l'analyse du filtre, on utilisera au schéma équivalent monophasé qui est montré par la figure II.26.

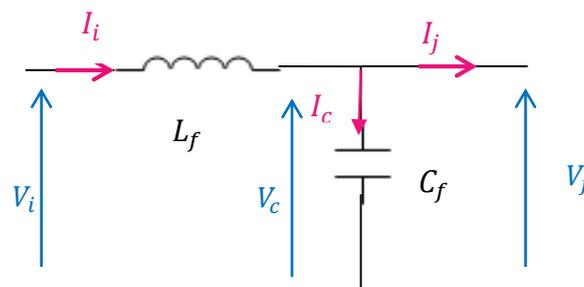


Figure II. 26 Filtre d'entrée d'une phase

$$\begin{cases} V_i = L_f \frac{di_i}{dt} + V_c \\ I_i = I_c + I_j \\ I_c = \frac{1}{C_f} \int V_c dt \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

Avec s : l'opérateur de Laplace

A partir de système d'équation (II.49), Les courants d'entrées filtrés sont obtenus par la formule suivante :

$$I_i = \frac{C_f s}{L_f C_f s^2 + 1} V_i - \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} I_j \quad (\text{II.50})$$

Pour voir l'efficacité de ce dernier, un spectre de courant de charge après filtrage est présenté sur la figure ci-dessus

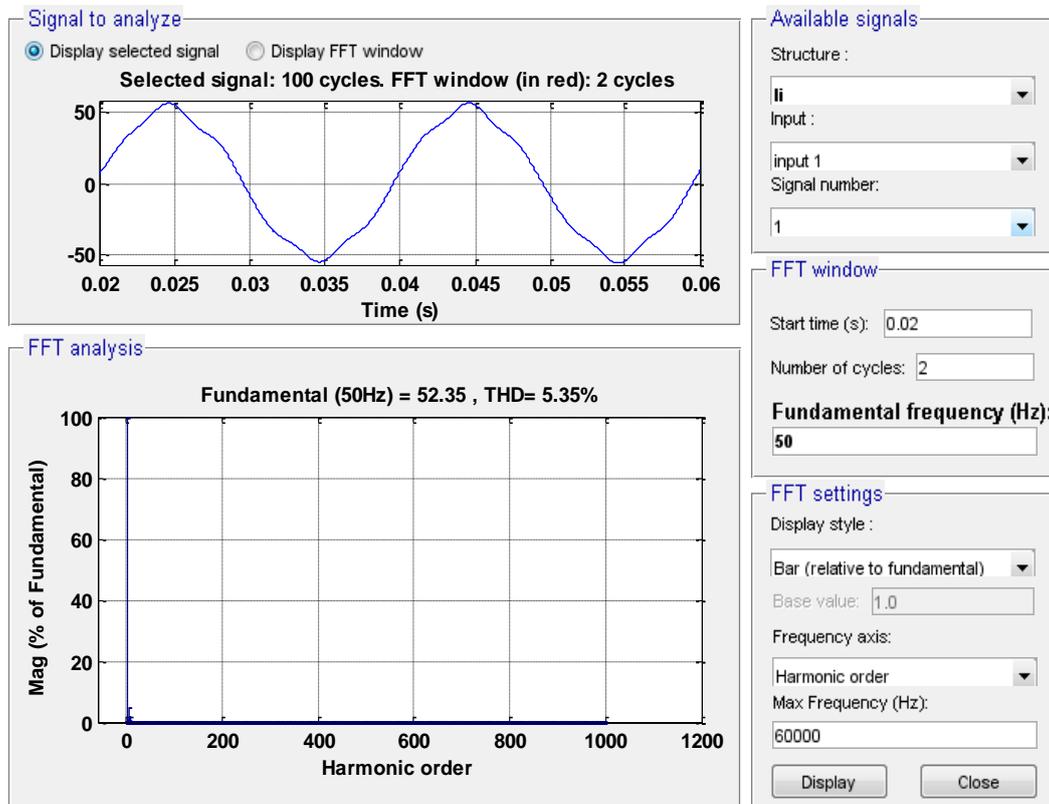


Figure II. 27 Analyse spectrale du courant filtré

On remarque que ce courant filtré contient essentiellement le courant fondamental à 50Hz.

Ce spectre harmonique du courant justifie la bonne qualité d'onde du courant absorbé par l'IMC.

II.8.1.3 Contrôle du facteur de déplacement

L'un des avantages inhérent de la structure de l'IMC est le contrôle du facteur de déplacement. En effet, l'algorithme de commande permet de construire l'entrée un courant dont le fondamental est en phase avec la tension d'entrée. Cependant, l'introduction du filtre d'entrée cité ci-dessous, essentiellement de nature capacitive, introduit un déplacement de la phase du courant de source. Ce déplacement peut être corrigé par l'IMC en définissant convenablement la référence de courant.

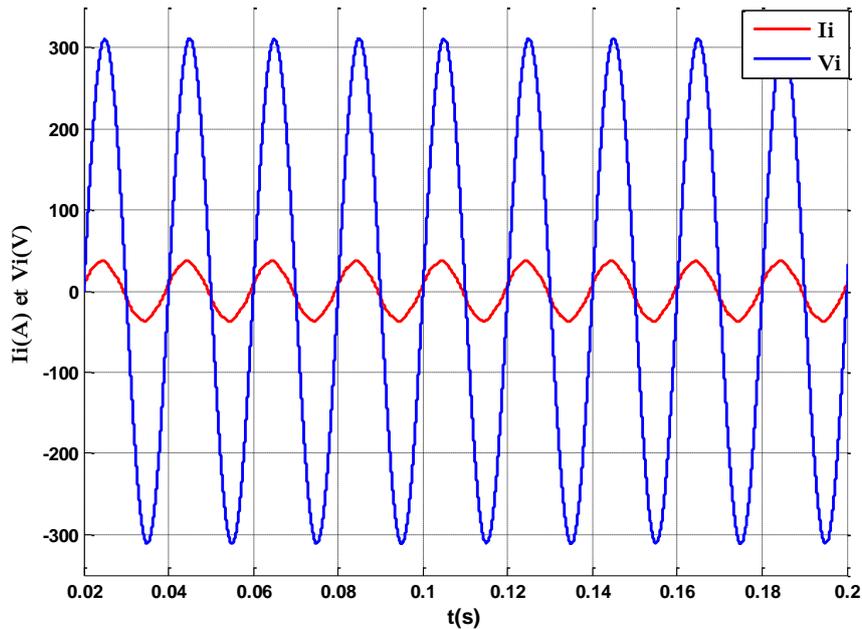


Figure II. 28 Mise en évidence du contrôle de l'angle de déplacement à l'entrée pour la méthode SVM et pour un filtre amorti $f_c = 10\text{kHz}$

Ce résultat obtenu présenté ci-dessous, a pour objectif de montrer l'effet du filtre, qui n'introduit pratiquement pas de déphasage, et de démontrer que le fondamental de courant est bien en phase avec la tension qui lui correspond.

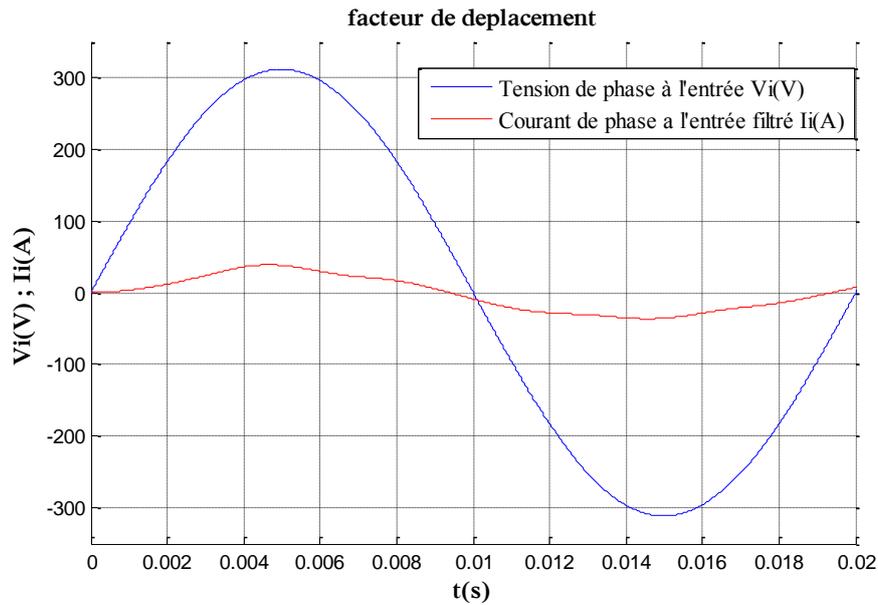


Figure II. 29 : les gradeurs d'entrée tension et courant

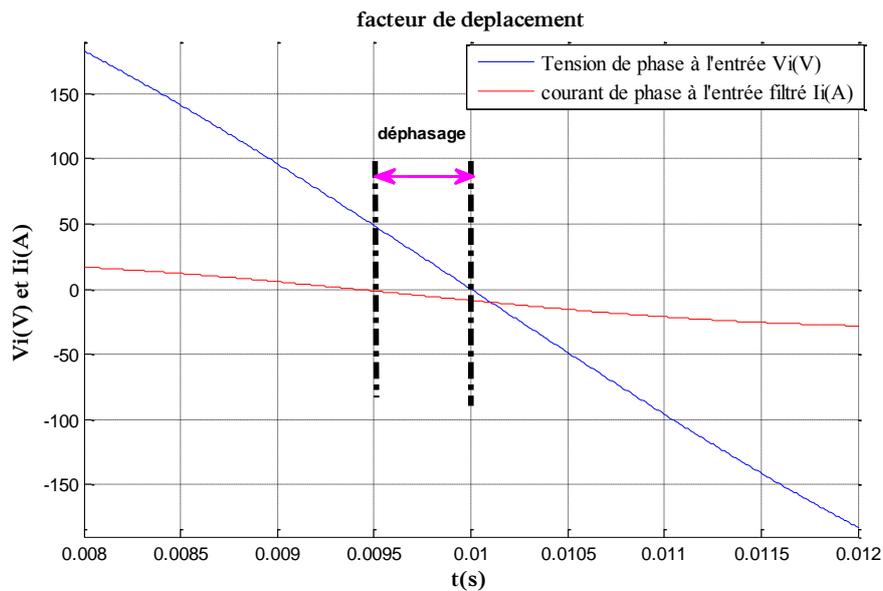


Figure II. 30 Agrandissement pour la mesure du déphasage (Déphasage = 9°)

Les passages par zéro de la tension et du courant filtré permettent d'établir le déphasage introduit par le filtre et la commande. Ce qui correspond à un déphasage d'environ 9° .

Il faut noter cependant, que la distorsion du courant filtré peu introduire une erreur dans l'évaluation des phases.

L'augmentation de l'angle de courant d'alimentation, en maintenant son module, diminue la puissance active fournie par le réseau, puisque la tension intermédiaire fictive représente une

grandeur continue, la diminution de la puissance active transférée par le circuit intermédiaire fictif doit forcément entraîner une diminution de son amplitude.

II.8.1.4 Courant de charge

La synthèse du courant de charge de la phase "a" obtenu par SVM est présentée sur la Figure II.31.

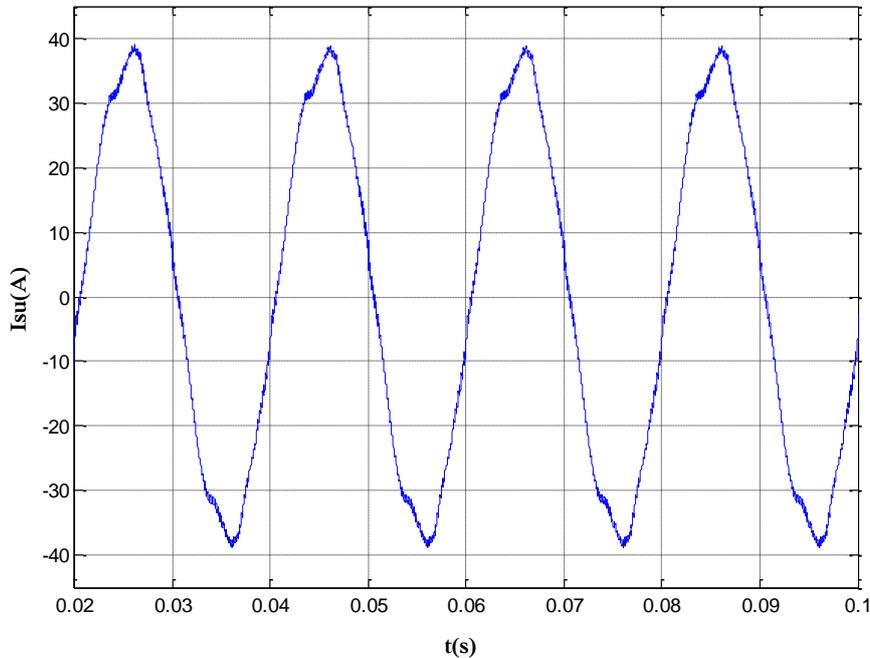


Figure II. 31 Le courant de charge de la phase « u »

On constate que La nature inductive de la charge agit comme un filtre de courant d'où l'allure proche de la sinusoïde.

D'après les résultats de simulation on constate que :

- Quand on augmente la fréquence de sortie le THD diminue ;
- L'augmentation de la fréquence de commutation permet de réduire au maximum les harmoniques des tensions de sortie de l'IMC ;
- quand le rapport de transfert de tension diminue le THD augmente ;
- La charge R-L étant donné inductive elle lisse le courant d'où la forme sinusoïdale ;
- le rapport de tension q permet un réglage quasi-linéaire de l'amplitude du fondamental de $q=0$ à $q= \frac{\sqrt{3}}{2}$;
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation q augmente ;

- La séquence SVM symétrique appliquée présente le THD de courant le plus bas ; elle est avantageuse aux fréquences de commutation basses ;
- Le filtre L-C atténue les harmoniques du courant généré aux multiples de la fréquence de commutation et ainsi lisse la forme de courant prélevé sur la source d'alimentation.

II.9 Conclusion

Puisque les critères les plus importants pour classer les performances de l'IMC sont d'abord le rapport maximum de transformation de tension et deuxièmement le spectre d'harmonique des tensions de sortie et des courants d'entrée (dont le taux de la distorsion harmonique est à minimiser), la commande présentée dans ce chapitre est certainement optimale.

Cette méthode de commande « SVM » est une commande en tension. 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 des vecteurs de commutation. Ce procédé permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de charge en assurant leur forme sinusoïdale. Le procédé revient également à l'émulation d'une structure redresseur-onduleur à circuit intermédiaire fictif.

Une topologie pour le filtre d'entrée a été proposée et dimensionnée aussi selon un nouveau procédé qui est adapté aux contraintes imposées par l'IMC.

Chapitre III

Modélisation de la machine asynchrone

III.1 Introduction

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, sont définis deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil, toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [18].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme du modèle d'état selon le repère lié au champ tournant, ce modèle est défini dans un référentiel diphasé, soit tournant (dq), soit fixé au stator ($\alpha\beta$), ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide des transformations mathématiques adéquates.

III.2 Hypothèses simplificatrices

La modélisation présente une étape primordiale sur l'itinéraire de la simulation et de la réalisation. Le modèle adopté devrait interpréter l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence vu que les machines électriques sont des systèmes complexes [16]. Il est alors important d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent.

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit :

- les courants de Foucault sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température ;
- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le

rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches ;

- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.

III.3 Modèle mathématique de la MAS :

III.3.1 Equations en triphasée

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120° , les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines.

La Figure. III.1 montre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques.

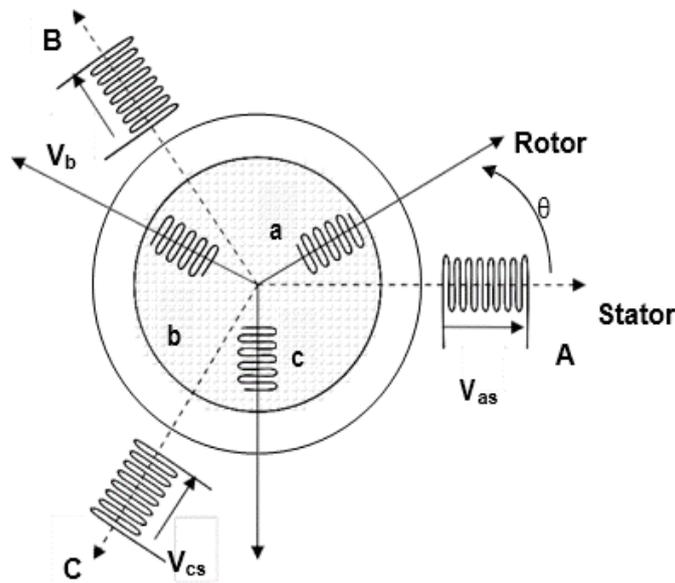


Figure. III.1 Présentation schématique de la MAS triphasée

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs A, B, C sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe A est souvent considéré comme référence, et l'angle θ définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit :

$$\text{Au stator} \quad [V_{sabc}] = [R_s] [I_{sabc}] + \frac{d[\Phi_{sabc}]}{dt} \quad (III.1)$$

$$\text{Au rotor} \quad [V_{rabc}] = [R_r] [I_{rabc}] + \frac{d[\Phi_{rabc}]}{dt} \quad (III.2)$$

Les grandeurs $[V_{sabc}], [I_{sabc}], [\Phi_{sabc}]$, sont des vecteurs de dimension 3x1 définis comme suit :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (III.3)$$

Celles du rotor sont :

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} V_{ar} = 0 \\ V_{br} = 0 \\ V_{cr} = 0 \end{bmatrix} \quad [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad [\Phi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (III-4)$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit :

$$[Rs] = Rs \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad ; \quad [Rr] = Rr \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}] [I_{sabc}] + [L_{msr}] [I_{rabc}] \quad (III.6)$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}] [I_{rabc}] + [L_{mrs}] [I_{sabc}] \quad (III.7)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \quad (III.8)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \quad (III.9)$$

$$[L_{msr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Où :

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques.

$[L_{msr}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

L_{ms} : Inductance mutuelle entre enroulements statoriques.

L_{mr} : Inductance mutuelle entre enroulements rotoriques.

L_m : L'inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques ; $[L_{mrs}] = [L_{msr}]^t$.

Les équations dans le système triphasé présentent deux inconvénients majeurs [17] :

- Nombre important de variables couplées entre elles ;
- Dépendance des matrices $[L_{msr}]$, $[L_{mrs}]$ de l'angle de rotation mécanique.

Pour pallier à ce problème, on effectue une transformation linéaire des grandeurs triphasées de la machine réelle (du repère triphasé) à d'autres grandeurs dans un repère biphasé fictif. La transformation que nous allons utiliser est celle de **Park**.

III.3.2 Equations en diphasée

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé à un repère diphasé, Cette transformation est orthonormée, elle conserve la puissance instantanée qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de **Park** (1929).

La figure III.2 met en relief l'axe direct **d** du référentiel de **Park**, et l'axe en quadrature d'indice **q**.

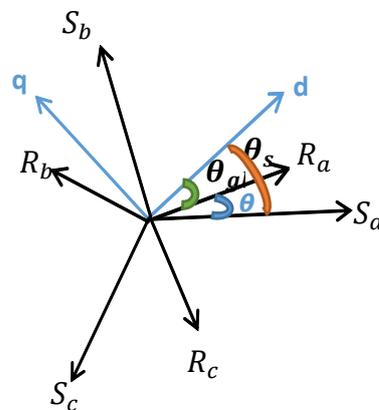


Figure III.2 : Position des axes dq par rapport aux axes de la machine.

Pour simplifier les équations, les repères de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante :

$$\theta_s = \theta_{gl} + \theta \quad (III-11)$$

La matrice de transformation de *Park* $[P(\theta)]$ est défini comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (III.12)$$

Notons que si le système n'est pas équilibré que ce soit par son alimentation, ses courants ou ses flux, la représentation n'est plus valide et ne conduirait plus à un découplage aussi intéressant que celui de **Park**.

III.3.3 Choix du repère « dq »

Ce qui rend la transformation de Park captivante, est que l'orientation du repère dq peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère **dq** peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [18]

- Le repère d'axes dq fixe lié au stator ($\theta_s = 0$), Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent à la pulsation ω_s . Cette méthode est généralement utilisée dans l'étude des observateurs (dq = α, β) ;
- Repère d'axes dq lié au rotor ($\theta_{gl} = 0$). Les grandeurs évoluent en régime permanent à la pulsation des courants rotoriques ω_{gl} . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement) ;
- Repère d'axes dq lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

III.3.4 Référentiel lié au champ tournant

Le champ tournant symbolisé par le vecteur flux statorique, est le champ créé par le bobinage statorique qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère *dq* au champ tournant alors on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \implies \omega_{gl} = \omega_s - \omega_r = \omega_s - p\Omega \quad (III.13)$$

ω_s : est la pulsation statorique

ω_r : est la pulsation rotorique

ω_{gl} : est la pulsation du glissement

Ω : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par : $\omega_r = p \Omega$

III.3.4.1 Equations électriques

Les équations électriques de la MAS dans un repère de *Park* lié au champ tournant sont :

$$\text{Au stator} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{array} \right. \quad (III.14)$$

$$\text{Au rotor} \quad \left\{ \begin{array}{l} V_{rd} = 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{rd} \end{array} \right. \quad (III.15)$$

Ceux des flux totaux ayant pour valeur :

$$\text{Au stator} \quad \left\{ \begin{array}{l} \phi_{sd} = L_s I_{sd} + L_m I_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s I_{sq} + L_m I_{rq} \end{array} \right. \quad (III.16)$$

$$\text{Au rotor} \quad \left\{ \begin{array}{l} \phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m I_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m I_{sq} \end{array} \right. \quad (III.17)$$

$L_s = L_{as} - L_{ms}$: Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{ar} - L_{mr}$: Inductance cyclique rotorique.

$L_s = \frac{3}{2} l_m$: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

III.3.4.2 Equation mécanique

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique. Le couple électromagnétique C_{em} peut se mettre sous plusieurs formes

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r} p (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (III.18)$$

Notons que c'est la relation (III-18) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées. La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc :

Où :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r \text{sign}(\Omega) - f_v \Omega \quad (III.19)$$

J : est l'inertie de toutes les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

C_r : Le couple de charge.

f_v : Coefficient du frottement visqueux.

III.3.4.3 Expression en modèle d'état

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques I_{sd} I_{sq} et les flux rotoriques Φ_{rd} , Φ_{rq} comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (III.16), (III.17)

$$\text{Pour les courants rotoriques} \quad \left\{ \begin{array}{l} I_{rd} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{1}{L_r} \Phi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \end{array} \right. \quad (III.20)$$

$$\text{Pour les flux statoriques} \quad \left\{ \begin{array}{l} \Phi_{sd} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rd} \\ \Phi_{sq} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{rq} \end{array} \right. \quad (III.21)$$

En rapportant ces dernières relations dans (III.14), (III.15) on aboutira aux systèmes d'équations d'états suivants :

$$\left\{ \begin{aligned}
 \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r}{L_r^2} \right) \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\
 \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\omega_s I_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \Phi_{rq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\
 \frac{d\Phi_{rd}}{dt} &= \left(\frac{L_m R_r}{L_r} \right) I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\
 \frac{d\Phi_{rq}}{dt} &= \left(\frac{L_m R_r}{L_r} \right) I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rq} - \omega_{gl} \Phi_{rd}
 \end{aligned} \right. \quad (III.22)$$

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ est le Coefficient de dispersion.

En identifiant le système (III.22) à la forme : $\frac{dX}{dt} = AX + BU$ on aura :

Le vecteur d'états $X = [I_{sd} \ I_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq}]^t$, A la matrice dynamique du système, le vecteur de commande $U = [V_{sd} \ V_{sq}]^t$ et B la matrice d'application de commande, donc :

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.23)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_r) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (III.24)$$

Où : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique

III.4 Résultats de simulation

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard (à vide et en charge), et puis à travers un convertisseur matriciel indirect commandé par modulation de la largeur d'impulsion vectorielle (SVM) étudiée dans le chapitre précédent. Les paramètres de la machine sont donnés en Annexe A.

III.4 .1 Fonctionnement à vide ($C_r= 0 \text{ N.m}$) (voir Figure III.3)

III.4 .1.1 Le couple électromagnétique C_{em}

L'inertie J est un paramètre mécanique qui intervient dans la durée du régime transitoire de la machine car elle est proportionnelle à la constante de temps mécanique. Lors du démarrage de la machine asynchrone, on constate un régime transitoire avec un très fort couple de démarrage qui atteint la valeur de **45 N.m**. Cela revient que lors de cette période la machine doit vaincre sa propre inertie de départ pour démarrer ; elle consomme un courant de grande intensité au stator (de 8 à 10 fois le courant nominal) qui induit un courant élevé au rotor ; celui-ci développera une force électromotrice de grandeur suffisante pour produire un couple électromagnétique plus important que le couple inertiel.

III.4 .1.2 Le courant statorique I_s

Au démarrage le courant statorique atteint une valeur crête de **27A**, cela est dû au fort appel du courant de démarrage qui peut atteindre dix fois le courant nominal. Le courant évolue à l'intérieur d'une enveloppe exponentielle, il tendra après le régime transitoire de **0,3 s** vers une sinusoïde d'amplitude constante de **3,6 A**.

III.4 .1.3 La vitesse de rotation N

Pendant le régime transitoire, la vitesse croît d'une manière quasi linéaire, après **0,3 s** la machine atteint son régime permanent et la vitesse se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme (**1500 tr/mn**).

Notons également que les intensités de courants statorique et rotorique ainsi que la valeur du couple électromagnétique diminuent à cause de l'augmentation progressive de la vitesse qui a tendance à réduire le couple inertiel (diminution de la pente).

III.4 .1.4 Le flux rotorique ϕ_r

On distingue deux phases dans le régime transitoire :

- Dans la première le flux rotorique atteint une valeur crête de **0.82 Wb** puis oscille en décroissance au bout de **0.16s**,
- Dans la deuxième le flux croît linéairement au bout de **0.14s**. Après un régime transitoire qui a duré **0.3s** la machine atteint son régime permanent avec un flux rotorique constant de **1.14 Wb**.

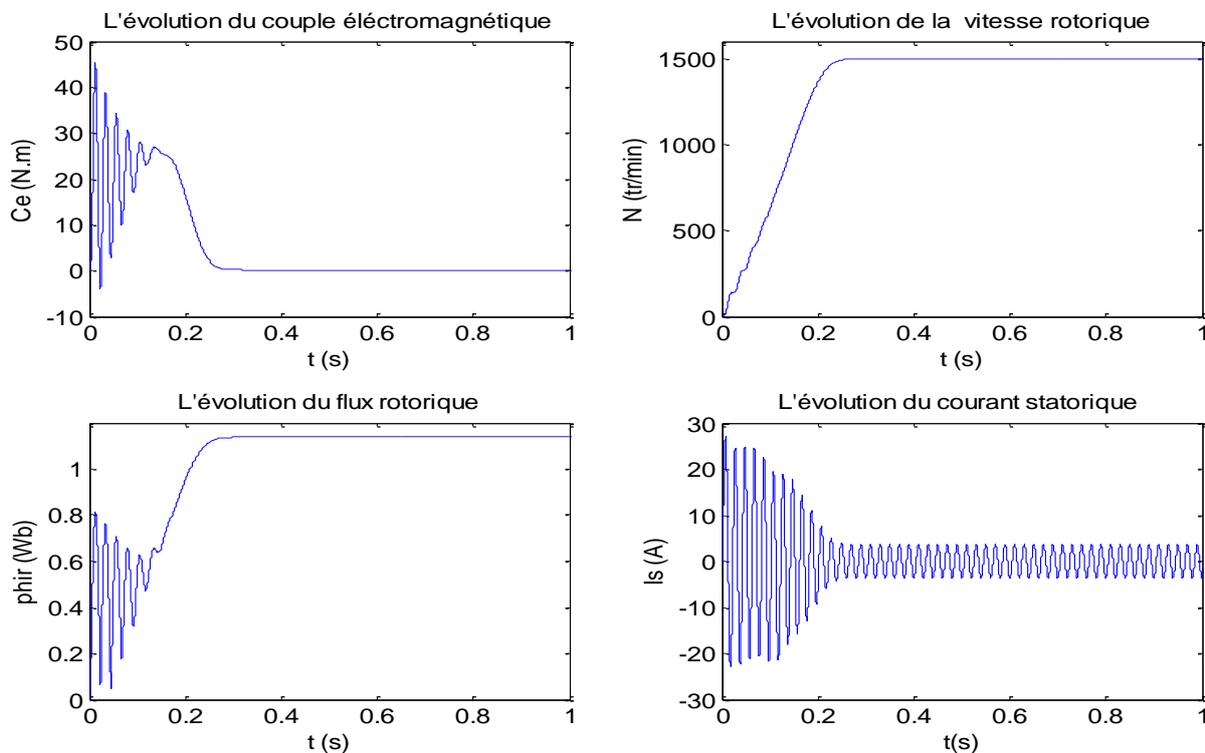


Figure III.3 Résultats de de la MAS à vide ($Cr=0$)

simulation
N.m)

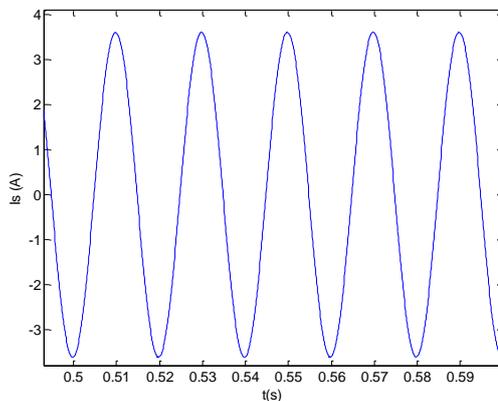


Figure III 3(a) le courant en régime permanent d'une phase statorique de la MAS alimentée par le réseau (Zoom)

III.4.2 Fonctionnement en charge ($C_r = 9 \text{ Nm}$) Voir Figure (III.4).

Après avoir simulé la machine asynchrone à vide on va lui imposer des perturbations en régime permanent à l'aide d'un couple résistant ($C_r = 9 \text{ Nm}$) .ce qui nous permettra de visualiser les résultats de simulation en charge.

Le couple électromagnétique « C_e » augmente à **9.18 N.m** après l'application de couple résistant C_r à **2 s** et cela dû à la compensation des perturbations engendrées par le couple résistant.

En appliquant un couple résistant ($C_r = 9 \text{ N.m}$) on constate que la vitesse chute et elle se stabilise à **1427 tr/mn**

De même le courant statorique augmente et oscille en sinusoïde avec une valeur crête de **3.85A** puis **5A** lors de l'application du couple résistant C_r , cette augmentation peut être expliquer par l'augmentation de l'appel de courant de la machine en fonction du couple résistant appliqué afin de subvenir au besoin de la charge imposée

On distingue que Le flux rotorique diminue jusqu'à atteindre la valeur de **1.07 Wb**

***Remarque :** Dans la réalité physique Les machines asynchrones, même alimentées par des courants parfaitement sinusoïdaux, sont elles-mêmes génératrices d'harmoniques ; à cause de la saturation du circuit magnétique et la répartition spatiale du flux tournant dans l'entrefer qui n'est pas rigoureusement sinusoïdale.*

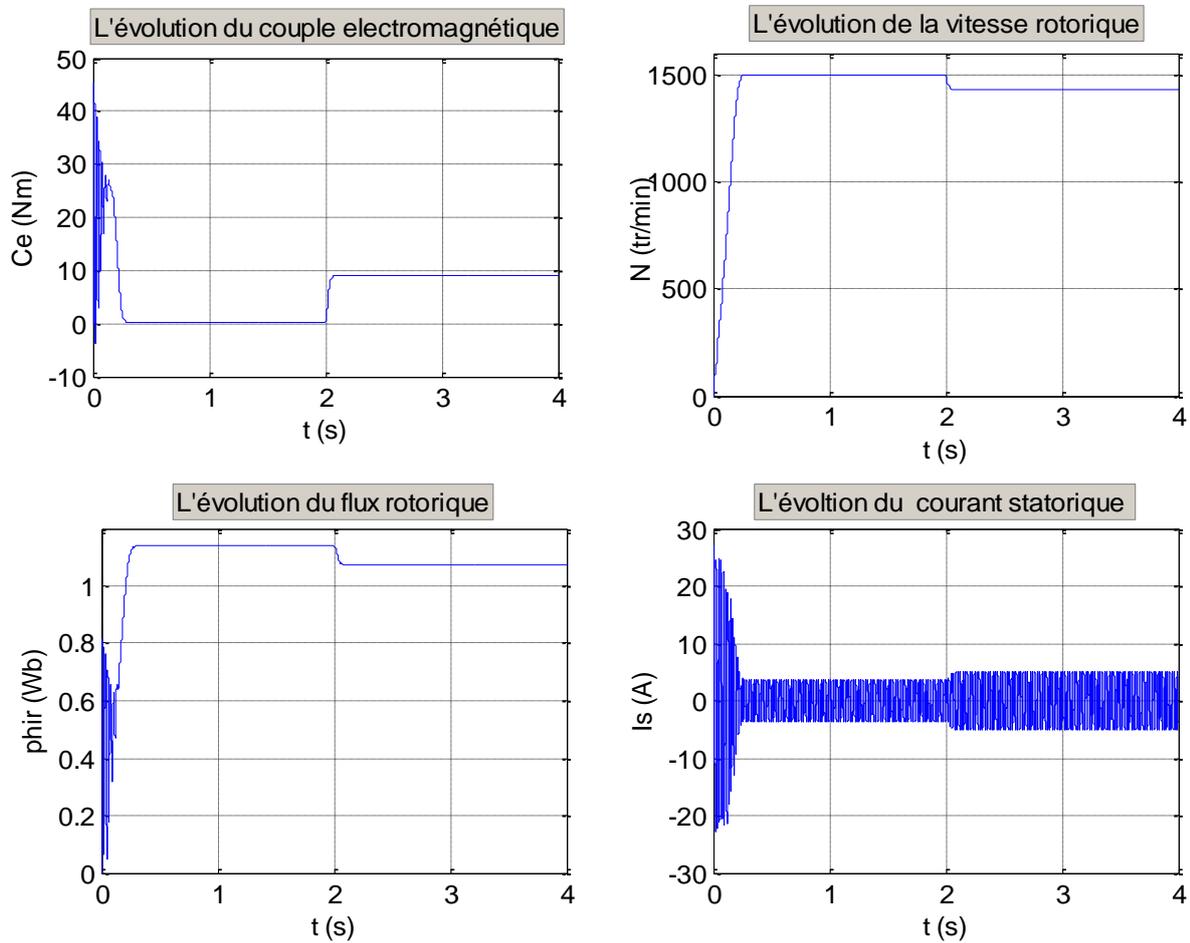


Figure III 4 Résultats de simulation de la machine asynchrone en charge
 (Application d'un couple résistant $C_r=9 \text{ N.m}$)

III.4.3 MAS alimentée par un convertisseur matriciel indirect à MLI vectorielle

La figure (III.5) représente les résultats de simulation de l'association Convertisseur matriciel indirect –MAS

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme, exactement comme dans le cas de la MAS alimentée directement par le réseau triphasé, seulement que la réponse est plus lente.

En régime transitoire, le couple est pulsatoire avec une valeur maximale de **34.2 N.m**, et est ondulé autour du zéro en régime permanent à cause de la présence d'harmoniques de courant, contrairement au cas de la MAS à vide où le couple maximale est de l'ordre de **45 N.m** et sans ondulation en régime permanent.

La forme du courant statorique est presque la même que celle dans le cas de la MAS à vide seulement qu'ici les valeurs maximales ont diminué et évidemment la durée du régime transitoire est augmentée. et c'est pareil pour le flux rotorique.

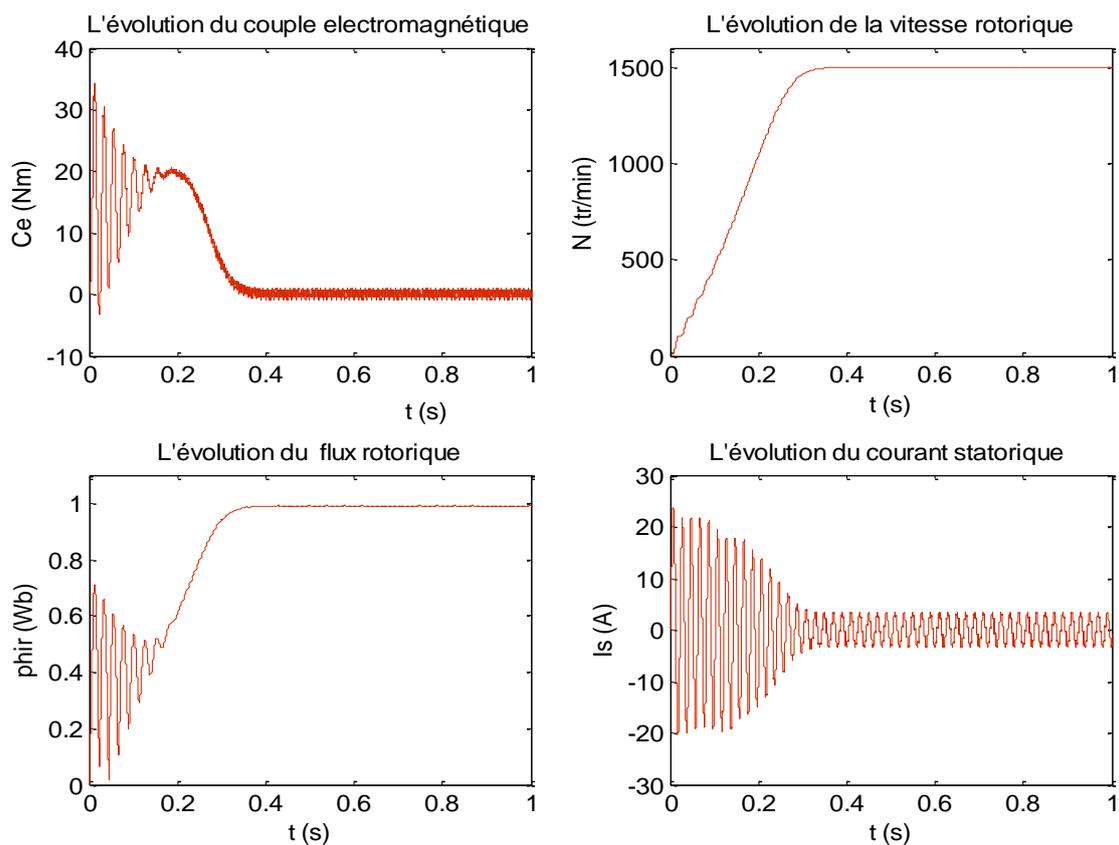


Figure III.5 Résultats de simulation de la MAS alimentée par l'IMC

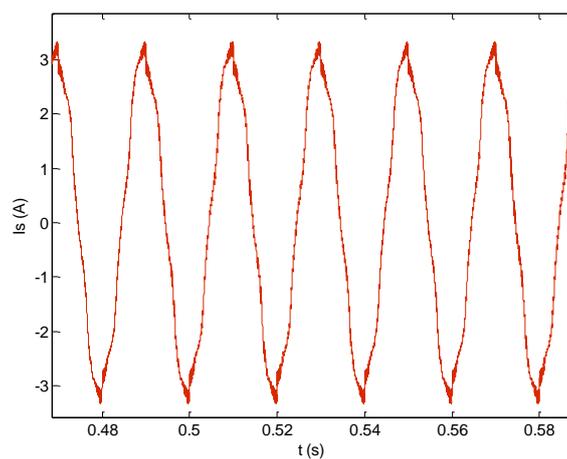


Figure III 5(a) Le courant d'une phase statorique en régime permanent de la machine alimentée par le convertisseur matriciel indirect (Zoom)

III.4.4 Performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone

Les performances de l'association convertisseur matriciel-machine asynchrone sont étudiées de telle sorte que, la topologie IMC a pour un écoulement de puissance du côté réseau commandé afin de maintenir constante la tension du bus continu, alors que la commande du côté de charge est réglée de façon à maintenir la vitesse de référence ou le couple du moteur.

Pour simuler on doit prendre en considérations les deux exigences suivantes :

- Pour des fréquences de sortie inférieures à la fréquence nominale de la machine donnée par le constructeur, nous avons utilisés la commande **V/f** constant pour pouvoir travailler dans la zone à flux constant donc à couple maximum constant,
- au-delà de la fréquence nominale de la machine, nous avons travaillé à puissance constante, donc à un couple qui décroît avec la croissance de la fréquence de sortie du convertisseur matriciel indirect.

Donc, Pour chaque fréquence de sortie (25, 50, 75 Hz) on correspond des tensions de références de sortie suivantes $(\frac{q}{2}V_{sm})$, (qV_{sm}) , $(1.2qV_{sm})$ respectivement et les grandeurs à simuler sont :

- Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS,
- Le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone,
- Le courant d'entrée transitoire et permanent d'une phase de réseau d'alimentation,
- La vitesse de rotation.

III.4.5 Interprétation des résultats

• La présence d'harmoniques dans l'alimentation engendre la création des couples harmoniques dans la machine. Ces derniers se superposent au couple fondamental et augmentent les vibrations mécaniques subies par la machine, ce qui va augmenter plus rapidement la fatigue mécanique du moteur ;

• Des résultats de simulation (Figure III 6.2, Figure III 6.1) pour les différentes fréquences de sortie $f_s = 25 \text{ Hz}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$) correspondantes aux tensions d'alimentation ayant pour les THD (130.11 , 63,25%) respectivement, (citées sur les figures :II.15 ,II.16 au chapitre II) à l'exception de la troisième fréquence qui est de 60 Hz (voir Figure III.6.3) montrent des oscillations importantes sur le couple de la machine asynchrone ;

• Vu que Les courants harmoniques les plus importants circulant au stator d'une machine triphasée peuvent être groupés par paires : 5 et 7, 11 et 13, et plus généralement $6k-1$ et $6k+1$;

• Les harmoniques de rang $6k-1$ créent un flux tournant dans le sens inverse à la vitesse $(6k-1)\omega$, donc à la vitesse $6k\omega$ par rapport au rotor et en sens inverse de celui-ci ;

- Les harmoniques de rang $6k+1$ créent un flux tournant dans le sens direct à la vitesse $(6k+1)\omega$, donc à la vitesse $6k\omega$ par rapport au rotor et dans le même sens que celui-ci ;
- Ces flux tournants induisent des courants de fréquence $6kf$, donc des couples de fréquence $6kf$ dans le rotor, voir (Figure III 6.1, Figure III 6.2) qui montrent que sur les périodes de commutation de « 0.02s », « 0.04s » pour les fréquences « $f_s = 50$ Hz, $f_s = 25$ Hz » la présence d'ondulation de couple de fréquence $6f$ et $12f$ respectivement.
- La (figure III 6.5) montre que pour la fréquence de sortie ($f_s = 75$ Hz), la valeur du couple dépasse la valeur du couple nominale à $t=0.6s$, elle est de l'ordre de 11.6 N.m donc, on a intérêt de travailler à puissance constante.
- De fortes ondulations marquées sur la (figure III 6.3) pour le courant statorique de la machine à une fréquence de sortie ($f_s = 60$ Hz) et cela revient à ce que la machine se sature.
- Pour le rapport de tension $q=0.5$ non seulement la durée du régime transitoire qui augmente, mais aussi on remarque qu'en régime permanent le couple et le courant statorique ont pour de fortes ondulations ainsi, une distorsion du signal importante voir (Figure III 6.6, Figure III 6.7).
- Pour une fréquence de commutation ($f_c = 33$ kHz) le THD en tension est baissé de moitié par rapport à ($f_c = 10$ kHz) (voir Figure 6.8, Figure 6.9).
- La fréquence de commutation influe légèrement sur le THD du courant statorique (voir figure 6.10, Figure 6.11).

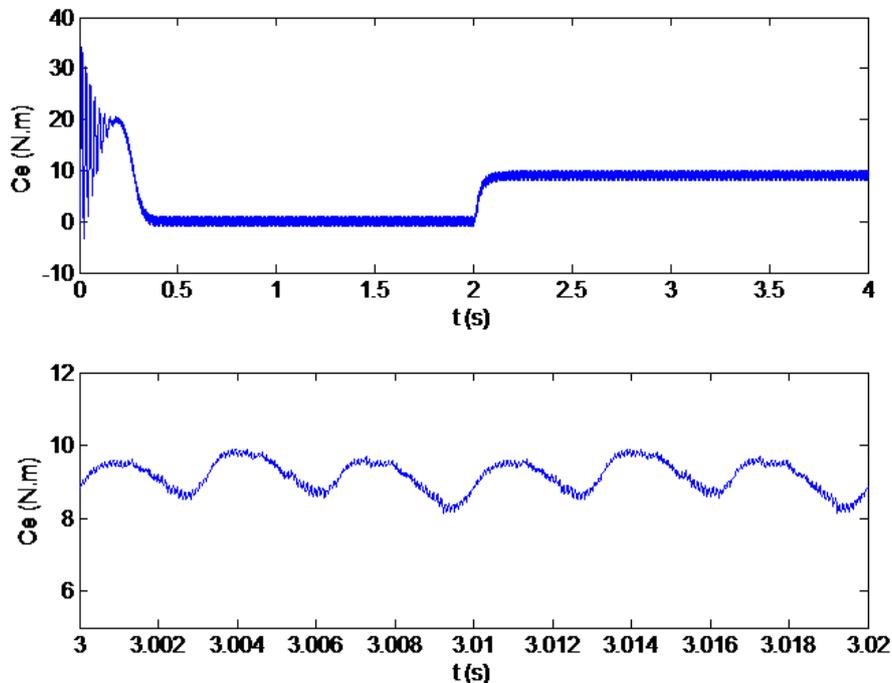


Figure III 6.1 Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS ($f_s = 50$ Hz, $(q=0.867, f_c = 10$ kHz).

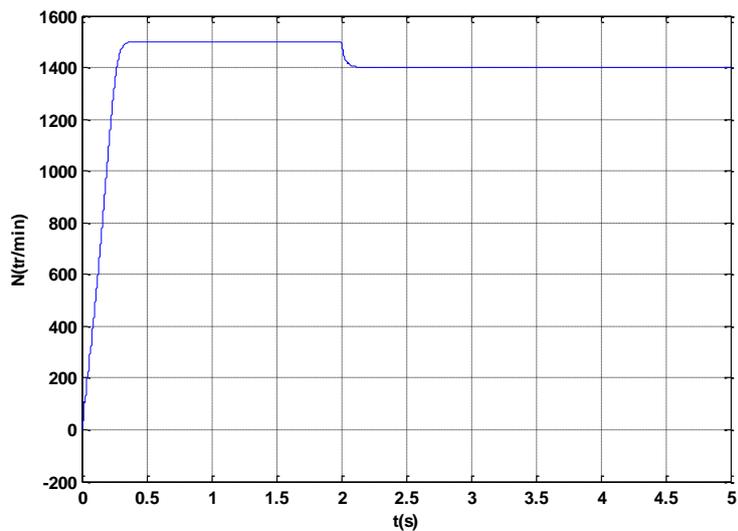


Figure III 6.1.1 La vitesse de rotation de la MAS ($f_s = 50\text{Hz}$, $q=0.867$, $f_c = 10\text{ kHz}$).

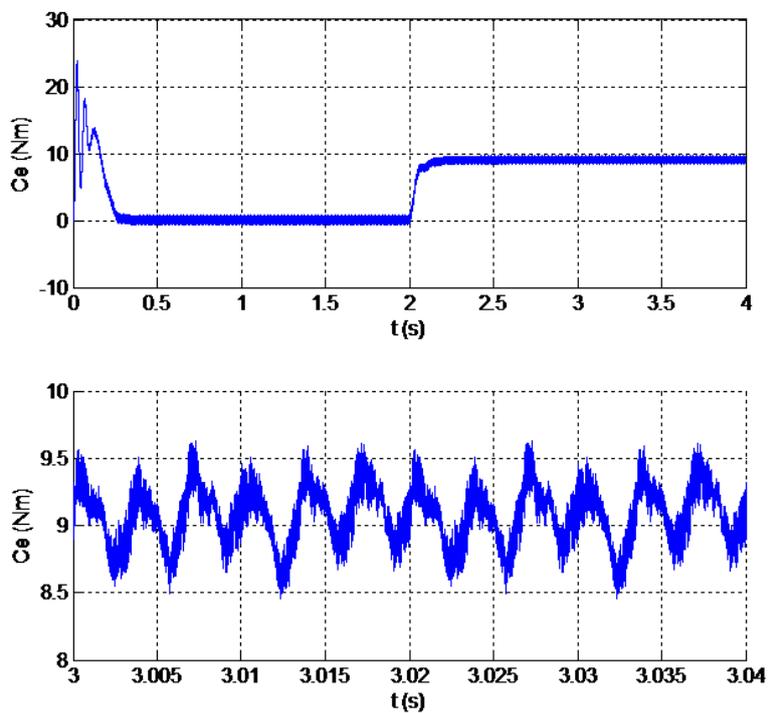


Figure III 6.2 Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS ($f_s = 25\text{Hz}$, $q=0.867$, $f_c = 10\text{ kHz}$).

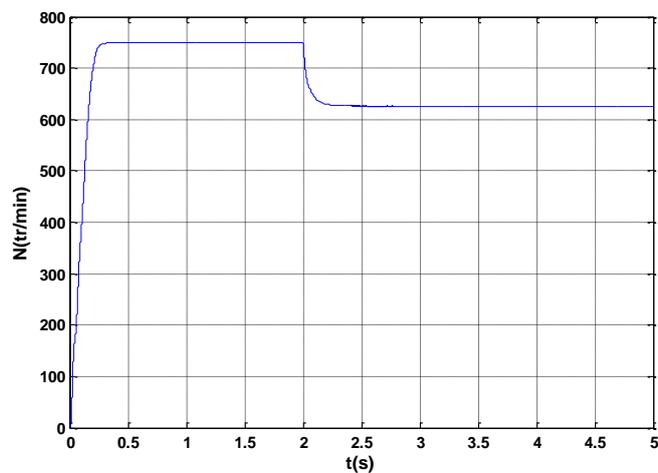


Figure III 6.2.2 La vitesse de rotation de la MAS ($f_s = 25\text{Hz}$, $q=0.867$, $f_c = 10 \text{ kHz}$).

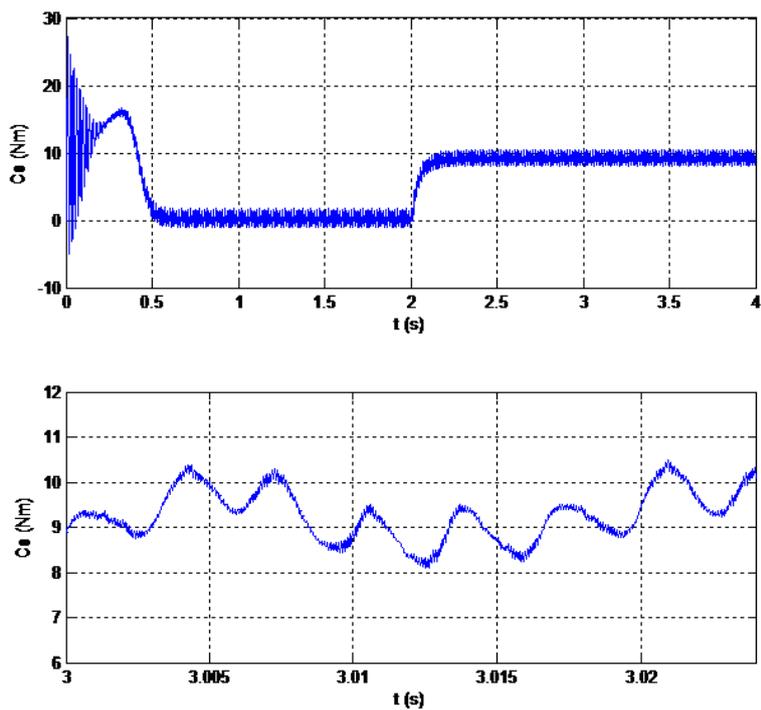


Figure III 6.3 Le couple électromagnétique transitoire et permanent de la MAS ($f_s = 60 \text{ Hz}$, $q=0.867$, $f_c = 10 \text{ KHz}$).

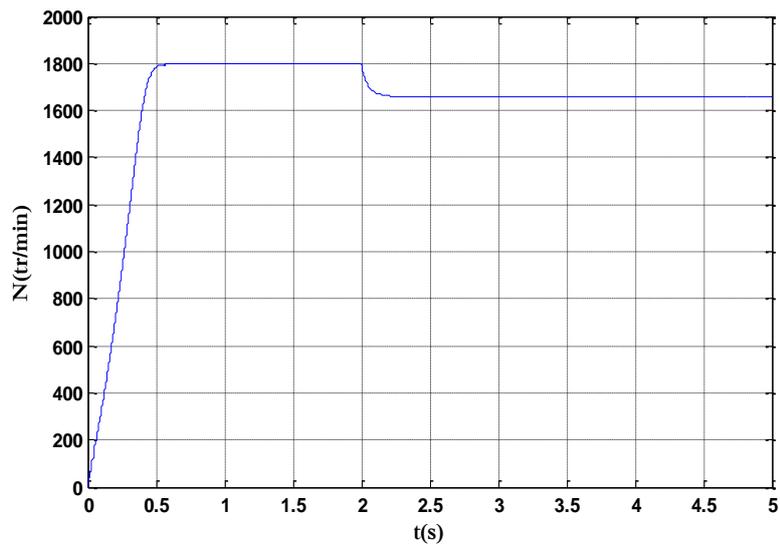


Figure III 6.3.1 La vitesse de rotation de la MAS ($f_s = 60$ Hz, $q=0.867$, $f_c = 10$ kHz).

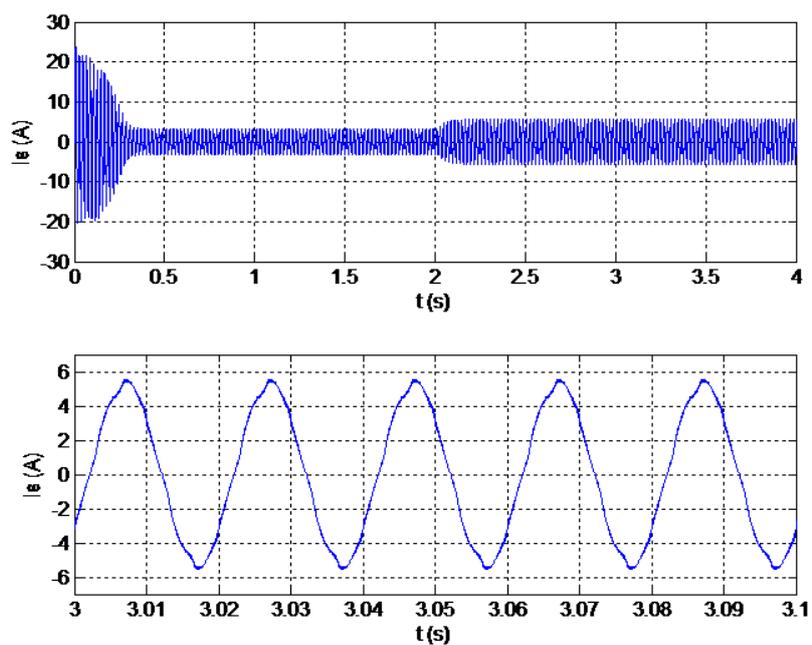


Figure III 6.4 le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ($f_s = 50$ Hz, $q=0.867$, $f_c = 10$ kHz)

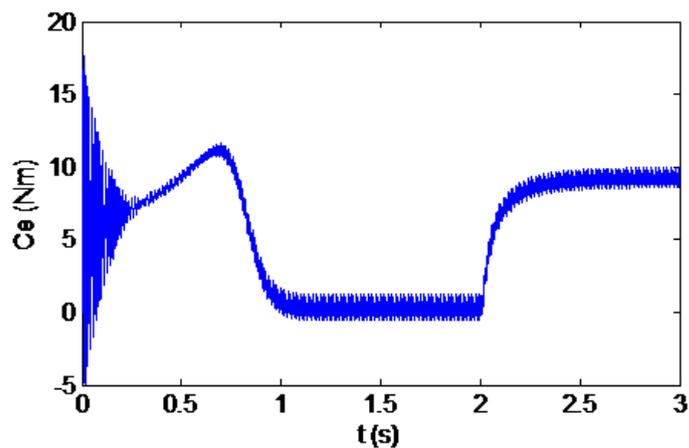


Figure III 6.5 le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ($f_s = 75$ Hz, $q=0.867$, $f_c = 10$ kHz).

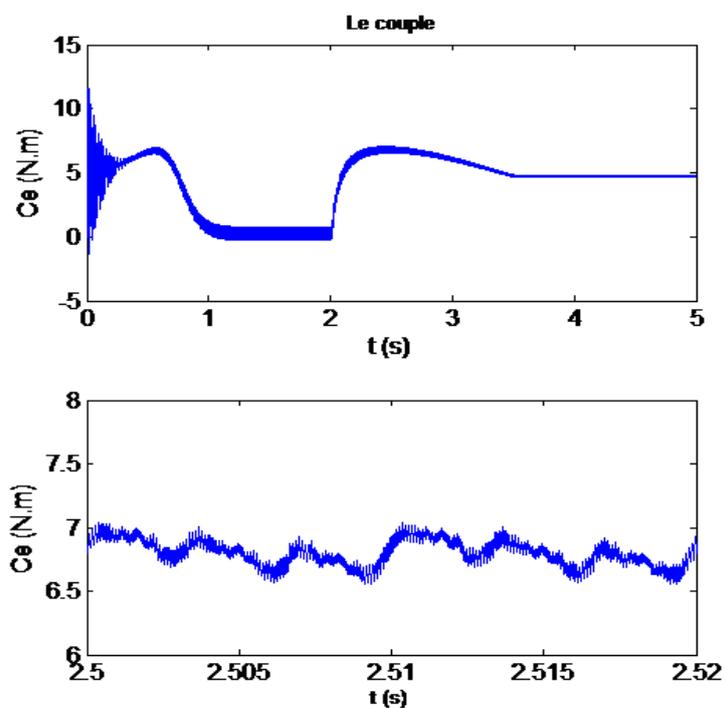


Figure III 6.6 le couple électromagnétique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ($f_s = 50$ Hz, $q=0.5$, $f_c = 10$ kHz).

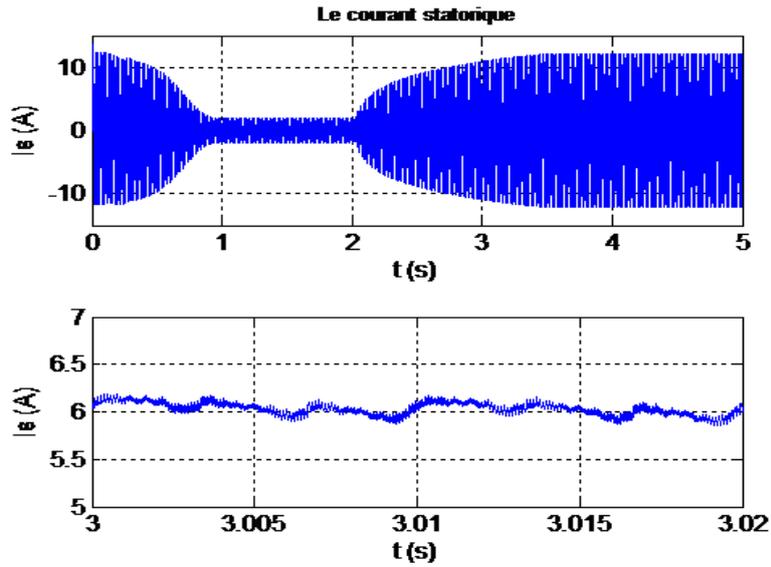


Figure III 6.7 le courant statorique transitoire et permanent d'une phase de la machine asynchrone ($f_s = 50$ Hz, $q=0.5$, $f_c = 10$ kHz).

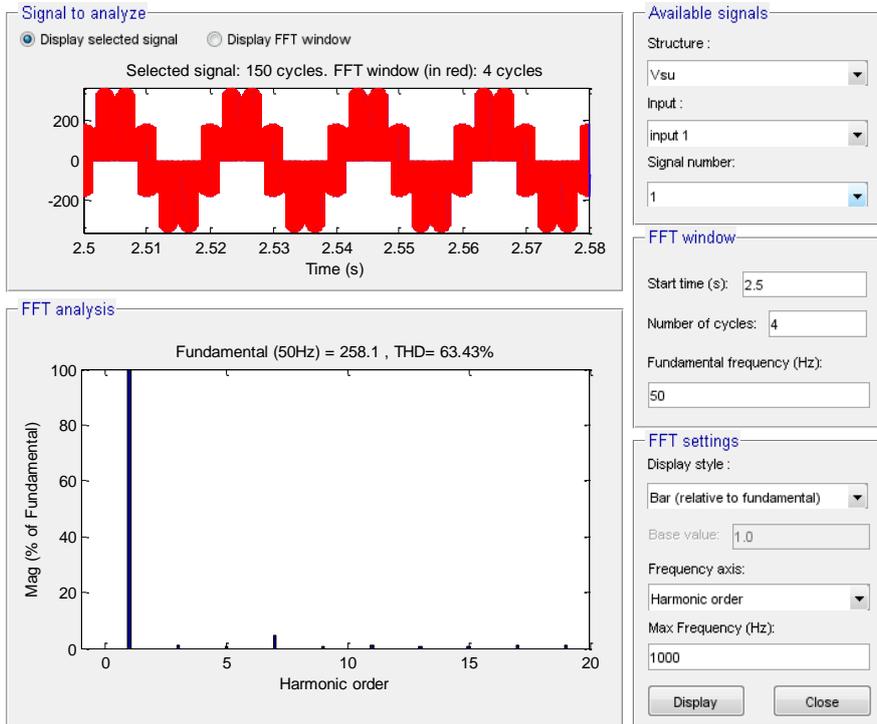


Figure III 6.8 le spectre d'harmoniques de tension de sortie ($f_s = 50$ Hz, $q=0.867$, $f_c = 10$ kHz).

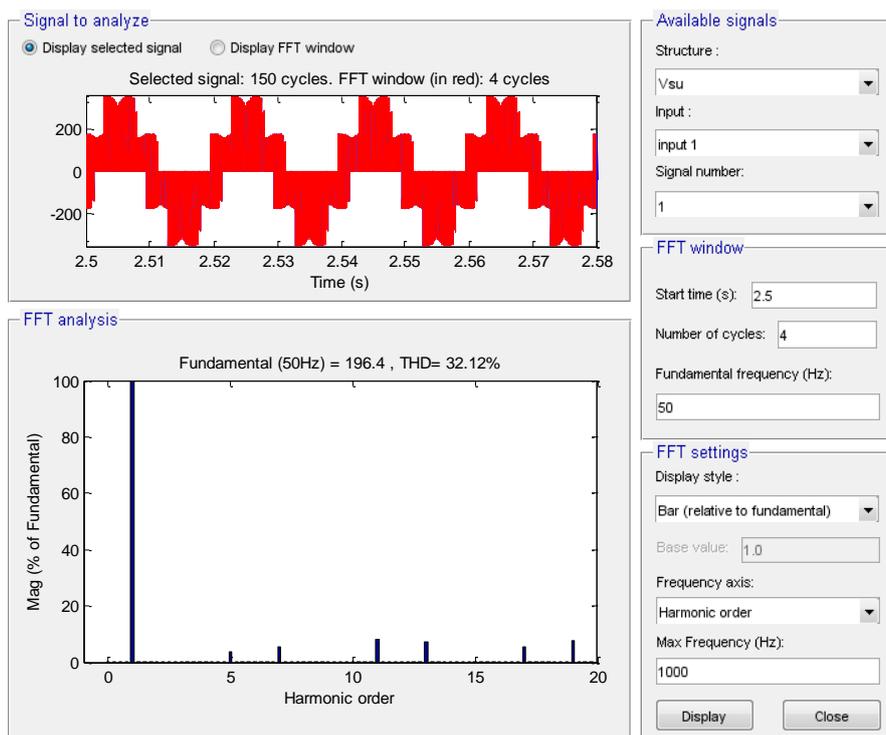


Figure III 6.9 le spectre d'harmoniques de tension de sortie ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $q=0.86$, $f_c = 33 \text{ kHz}$).

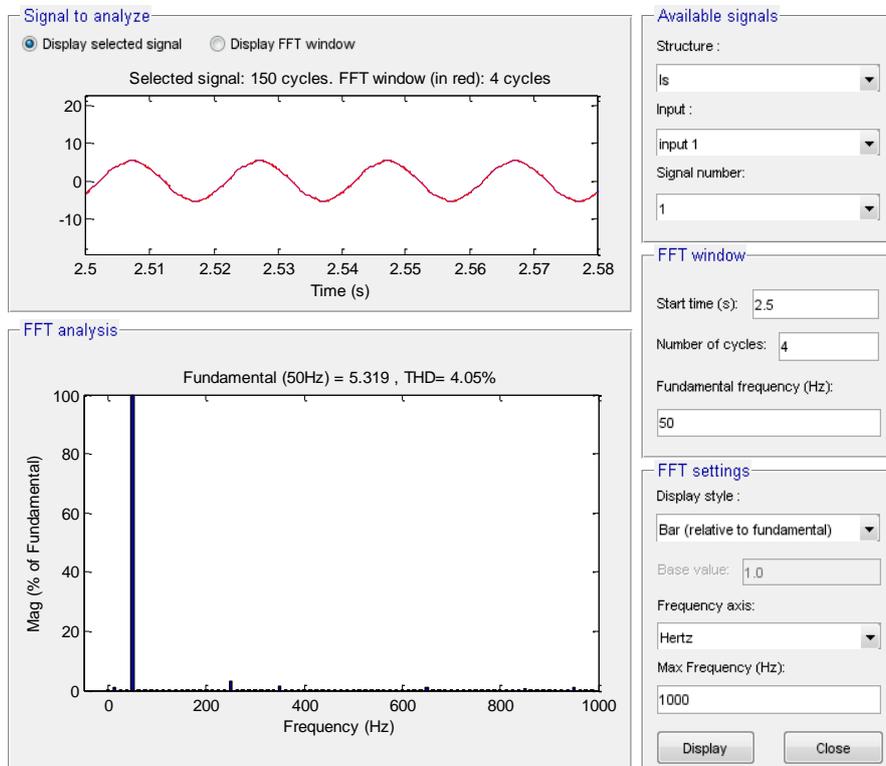


Figure III 6.10 le spectre d'harmoniques du courant statorique ($f_s = 50 \text{ Hz}$, $q=0.867$ et $f_c = 33 \text{ kHz}$).

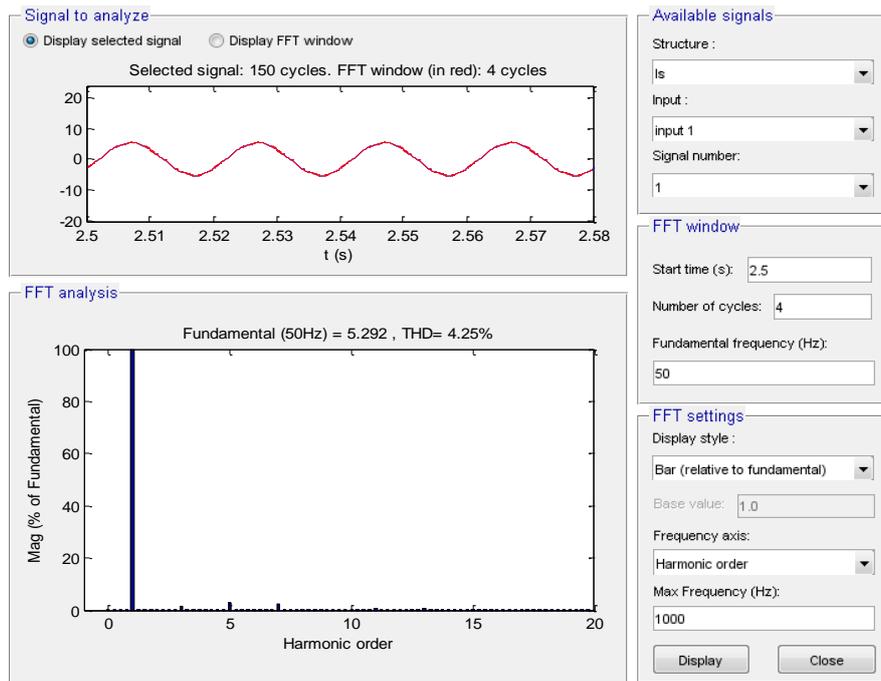


Figure III 6.11 le spectre d'harmoniques du courant statorique ($f_s = 50$ Hz, $q=0.867$ et $f_c = 10$ kHz)

A partir des résultats de simulation de l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone on constate que :

- En régime permanent la fréquence du couple électromagnétique est égale six, douze fois la fréquence de la tension ($f_s = 25$ Hz, $f_s = 50$ Hz) délivrée par le convertisseur matriciel indirect,
- Pour des fréquences inférieures à la fréquence nominale nous avons utilisé la commande V/f constant afin de garder un flux constant et donc le couple max généré par la machine constant,
- Quand la fréquence de commutation augmente le THD diminue,
- Pour une fréquence supérieure à la fréquence nominale de la machine, nous avons travaillé à puissance constante parce que la machine ne peut pas supporter des couples résistants élevés,
- Le courant de sortie d'une phase statorique de la machine est presque sinusoïdale vue que cette dernière elle-même lisse le courant d'entrée
- Quand le rapport de tension diminue les ondulations de couple électromagnétique augment.

III.5 Conclusion

Dans ce troisième chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite en utilisant des transformations relatives (Park dans notre cas) et un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

On a constaté que pour la commande SVM les harmoniques sont atténués au maximum pour les fréquences élevées de commutation.

D'après les résultats de simulation du fonctionnement de l'association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone la stratégie de commande « SVM » donne un couple de fréquence égal six fois, douze fois la fréquence de la tension de sortie.

Vu que le modèle de la machine asynchrone est fortement couplé (non linéaire), son régime transitoire dépend aussi bien des grandeurs statoriques que rotoriques. Les courants statoriques peuvent atteindre des valeurs trop importantes pouvant détruire la machine en cas de répétition excessive.

L'utilisation des modèles en régime permanent de cette machine ne permet pas d'obtenir de bonnes performances dynamiques d'où l'intérêt d'effectuer méthode du contrôle vectoriel dans le chapitre suivant.

Chapitre IV

Commande vectorielle de la machine asynchrone

IV.1 Introduction

Aujourd'hui les machines asynchrones détrônent de plus en plus des machines à courant continu et ceci pour ses nombreux avantages à savoir, une simple et robuste construction et un prix de revient moins onéreux.

La machine asynchrone présente également des inconvénients non négligeables. Elle est moins performante en terme énergétique que le moteur synchrone. Cela convient du fait que la machine asynchrone requiert des courants statoriques tout le temps, même à couple nul pour maintenir le flux rotorique. Ceci augmente les pertes statoriques et principalement les pertes au rotor. Et par conséquent, une augmentation de la taille du moteur pour dissiper l'échauffement additionnel.

La non linéarité du modèle et le fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques reflète la difficulté de la commande de la machine asynchrone mais son positionnement aujourd'hui dans l'industrie mondiale fait appel à l'application des techniques d'orientation du champ qui permettent d'avoir un modèle dynamique découplé semblable à celui de la machine à courant continu.

Avec les progrès en électronique de puissance, des travaux récents ont apporté l'application des commandes découplées qui ont pour objectif d'obtenir les meilleures performances de la machine à courant continu.

IV.2 Principe de découplage

Le principe de découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu, par application de cette technique de commande, pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple, on dissocie ainsi le courant statorique en deux composantes I_{ds} , I_{qs} en quadrature de telle sorte que la courant I_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique. A flux rotorique constant, le couple dépend alors uniquement du courant I_{qs}

Figure IV. 1.

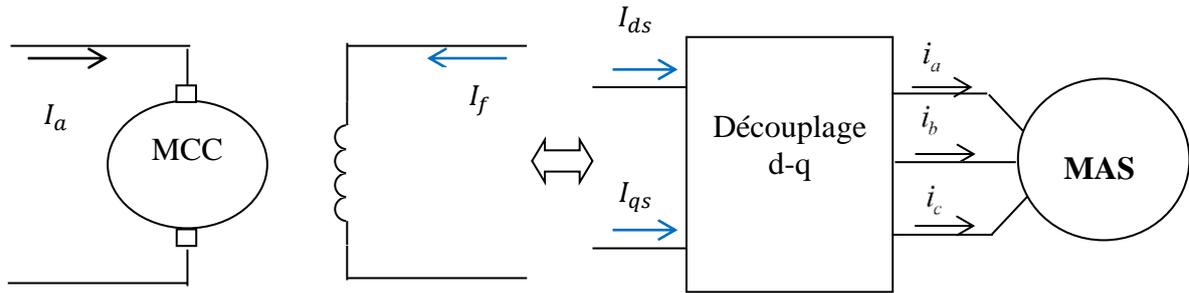


Figure IV.1 Principe de la commande vectorielle

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu est donné par :

$$\begin{aligned} C_{em} &= K \phi_a I_a \\ \phi_a &= k_f I_f \end{aligned} \quad (IV.1)$$

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone est donné par :

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r} p (\phi_{dr} I_{qs} - \phi_{qr} I_{ds}) \quad (IV.2)$$

Nous pouvons orienter le flux de trois manières selon les conditions posées suivantes :

- Le flux rotorique :
 $\phi_{dr} = \phi_r ; \phi_{qr} = 0$
 Le flux statorique :
 $\phi_{ds} = \phi_s ; \phi_{qs} = 0$
 - Le flux d'entrefer :
 $\phi_g = \phi_g ; \phi_{qg} = 0$
- (IV.3)

IV.3 Principe de la commande par orientation du flux rotorique

La commande par orientation du flux rotorique consiste à réaliser un découplage entre les deux fameuses grandeurs :

- Le couple électromagnétique ;
- Le flux rotorique.

Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe d du référentiel lié au champ tournant (Figure IV.2) Ainsi, en agissant sur les variables I_{ds} et I_{qs} les grandeurs ϕ_r et C_e , sont commandées séparément ; cela se traduit par :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (IV.4)$$

L'expression du couple devient

$$C_{em} = \frac{L_m}{L_r} p \phi_r I_{qs} = k \phi_r I_{qs} \quad (IV.5)$$

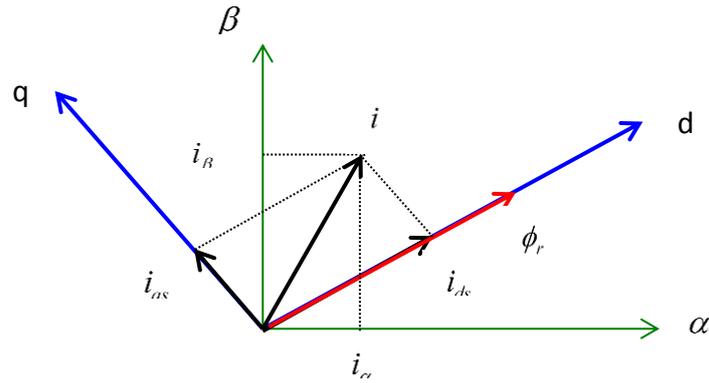


Figure IV. 2 Référentiel lié au flux rotorique

Les deux tensions V_{sd} et V_{sq} sont prises comme des variables de commande, les deux courants I_{sd} et I_{sq} le flux ϕ_r et la vitesse Ω comme variable d'état. On impose les conditions aux équations du modèle de la MAS alimentée en tension, on aboutit au système suivant :

$$\left[\begin{aligned} \frac{dI_{sd}}{dt} &= -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r}{L_r^2} \right) \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} &= -\omega_s I_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \omega_r \phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\phi_{rd}}{dt} &= \left(\frac{L_m}{T_r} \right) I_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_r \\ C_{em} &= \frac{L_m}{L_r} p \phi_r I_{qs} \\ \omega_{gl} &= \omega_s - \omega_m = \frac{L_m I_{sq}}{\phi_r T_r} \end{aligned} \right. \quad (IV.6)$$

IV.4 Méthodes de commande par flux orienté

IV.4.1 Description

La commande à flux orienté est technique associée au système d'entraînement formé par une MAS alimentée par convertisseur statique. La commande de la MAS se repose sur la connaissance exacte du flux à orienter à tout instant et la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la vitesse du champ tournant.

Il existe deux méthodes :

Dans la commande indirecte l'angle de Park θ_s est calculé à partir de la pulsation statorique elle-même est constitué à l'aide de la vitesse de la machine et de la pulsation rotorique ω_m .

Dans la commande directe l'angle de Park est calculé directement à l'aide des grandeurs mesurées ou estimées

Dans notre cas nous intéressons à la commande directe.

IV.4.2 Commande directe par flux orienté

Cette méthode de commande nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celles-ci doivent être vérifiées quel que soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesures disponibles au sein de processus

La difficulté majeure dans la réalisation de cette méthode de commande en utilisant le flux rotorique provient de la détermination du flux et de sa phase, car ces deux grandeurs ne sont pas mesurables à priori.

En outre cette méthode de commande permet d'assurer de manière dynamique et dans un repère choisi les fonctions suivantes :

- Le maintien du flux à une valeur de consigne ;
- Le découplage des actions suivant les axes (d, q) ;
- Le suivi de la consigne de vitesse.

Deux solutions sont possibles suivant qu'on dispose ou non d'un capteur du flux

IV.4.2.1 Commande vectorielle utilisant un capteur du flux

Une première idée consiste à mettre un capteur de flux dans l'entrefer de la machine.

Ces derniers nécessitent des moteurs spéciaux. Donc, les avantages de la motrice asynchrone simplicité robustesse et faible coût sont alors perdus. Pour que la MAS garde ses avantages, on a recours au développement des méthodes dynamiques du flux dont la position et le module sont obtenus à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (courants, vitesse et tensions)

IV.4.2.2 Commande vectorielle utilisant un estimateur du flux

La reconstitution du flux à partir des courants statoriques dans un référentiel stationnaire est déduite des équations suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r^e + T_r \frac{d\Phi_r^e}{dt} = L_m I_{ds} \\ C_{em}^e = p \frac{L_m}{L_r} I_{qs} \Phi_r^e \\ w_{gl}^e = w_s - w_m = \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r^e} \\ \theta_s = \int w_s dt \end{array} \right. \quad (IV.7)$$

Le schéma bloc de l'estimateur du flux et du couple est donné par la figure suivante :

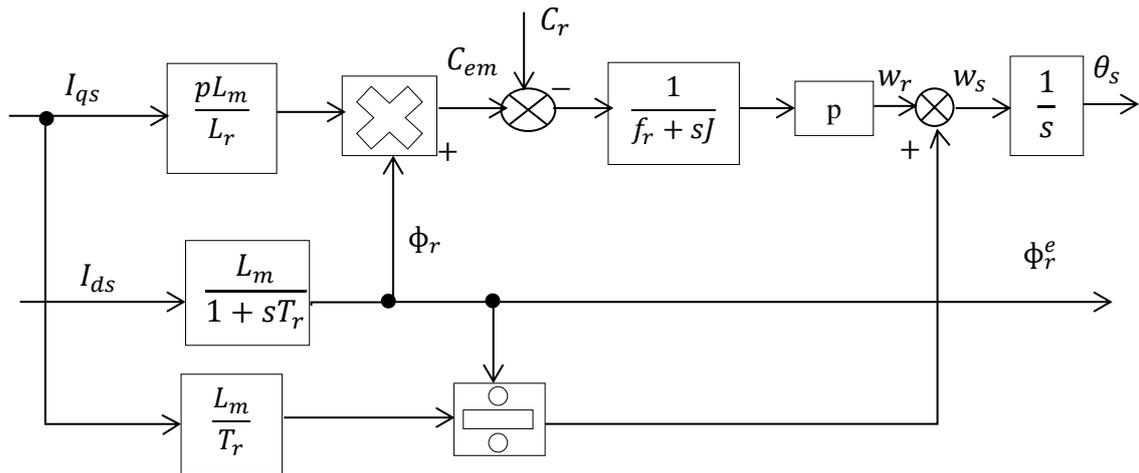


Figure IV. 3 Estimateur du flux et du couple

IV.4.2.3 Découplage des équations

L'intérêt majeur de cette étape de commande est de rendre les axes d et q complètement indépendants par l'ajout des termes de découplage.

Ce découplage permet surtout d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation de manière simple et ainsi, de calculer les coefficients du régulateur.

Les équations de la MAS commandée par orientation du flux rotorique, en supposant que son module ne varie pas très lentement par rapport à I_{ds} et I_{qs} , s'écrivent :

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{ds}}{dt} - \sigma L_s \omega_s I_{qs} \quad (IV.8)$$

$$V_{qs} = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{qs}}{dt} + \omega_s \left(\frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \Phi_r + \sigma L_s I_{ds} \right) \quad (IV.9)$$

Nous pouvons alors représenter la machine par le schéma bloc suivant :

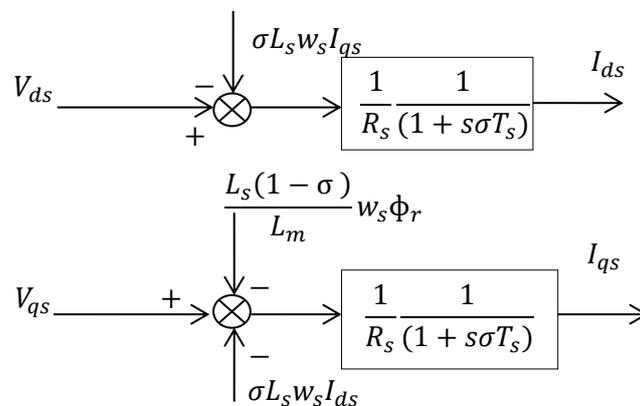


Figure IV. 4 Modèle de la machine

$$V_{ds}^c = -\sigma L_s w_s I_{qs} \quad (IV.10)$$

$$V_{qs}^c = w_s \left(\frac{L_s(1-\sigma)}{L_m} \phi_r + \sigma L_s I_{ds} \right) \quad (IV.11)$$

Les sorties des régulateurs sont :

$$V_{ds}^r = R_s I_{ds} + L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} \quad (IV.12)$$

$$V_{qs}^r = R_s I_{qs} + L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} \quad (IV.13)$$

Les tensions de références sont alors :

$$V_{ds}^* = V_{ds}^r + V_{ds}^c \quad (IV.14)$$

$$V_{qs}^* = V_{qs}^r + V_{qs}^c \quad (IV.15)$$

Le schéma global de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.

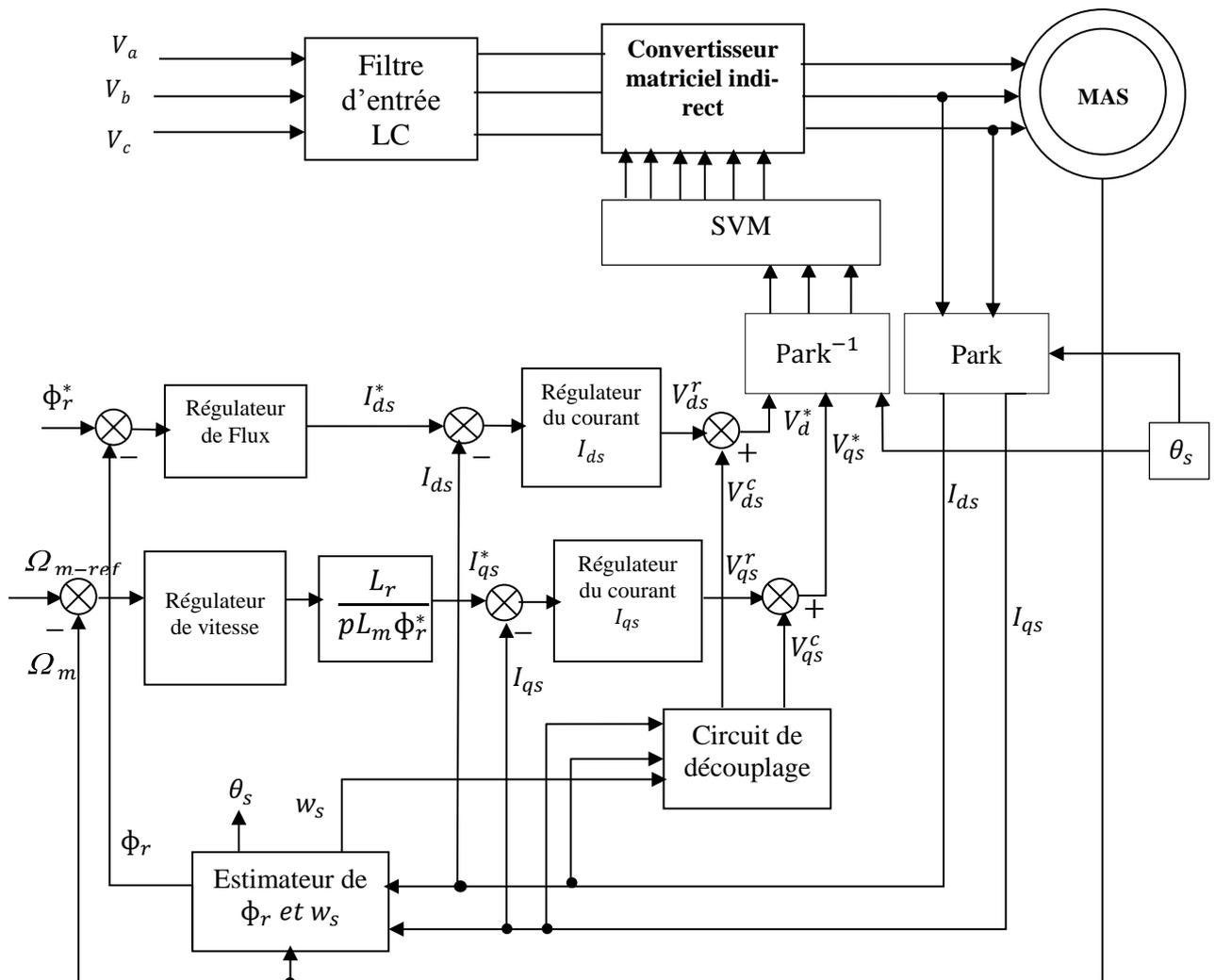


Figure IV. 5 Schéma synoptique de la commande directe par orientation du flux rotorique en utilisant un estimateur du flux et du couple

IV.5 Simulation

IV.5.1 Vérification par simulation du découplage entre le flux et le couple

Le modèle d'orientation de flux rotorique a été utilisé pour calculer la commande à appliquer avec un couple de référence $C_{e-ref} = [10,5]$ N.m entre [0, 2] s et un flux de référence de $\phi_{ref} = 1$ Wb.

Les graphes de la figures (IV. 5, IV. 6,) montrent clairement une période d'initialisation du flux rotorique (ϕ_r) qui atteint sa valeur de référence après 0.5 s .A partir de cet instant, le couple électromagnétique de la machine suit la référence imposée. Le dépassement n'est pas gênant durant le transitoire et l'erreur statique est nulle en régime permanent. Notons aussi que la variation brusque du couple n'affecte pas le flux rotorique, représenté par ses composantes ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Cette constatation permet de conclure sur le découplage entre le couple et le flux qui permet la commande par orientation de flux.

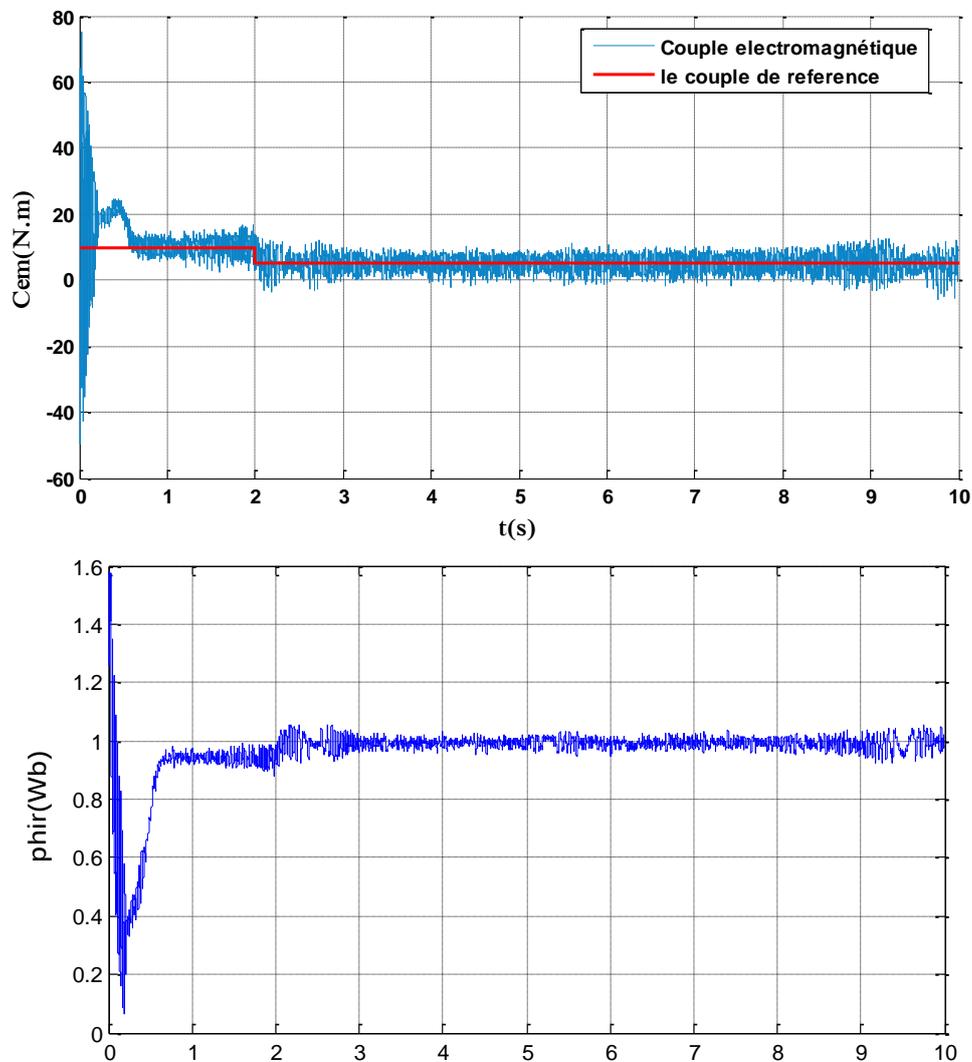


Figure IV. 6 Résultats de simulation du test de découplage pour le couple électromagnétique et le flux rotorique.

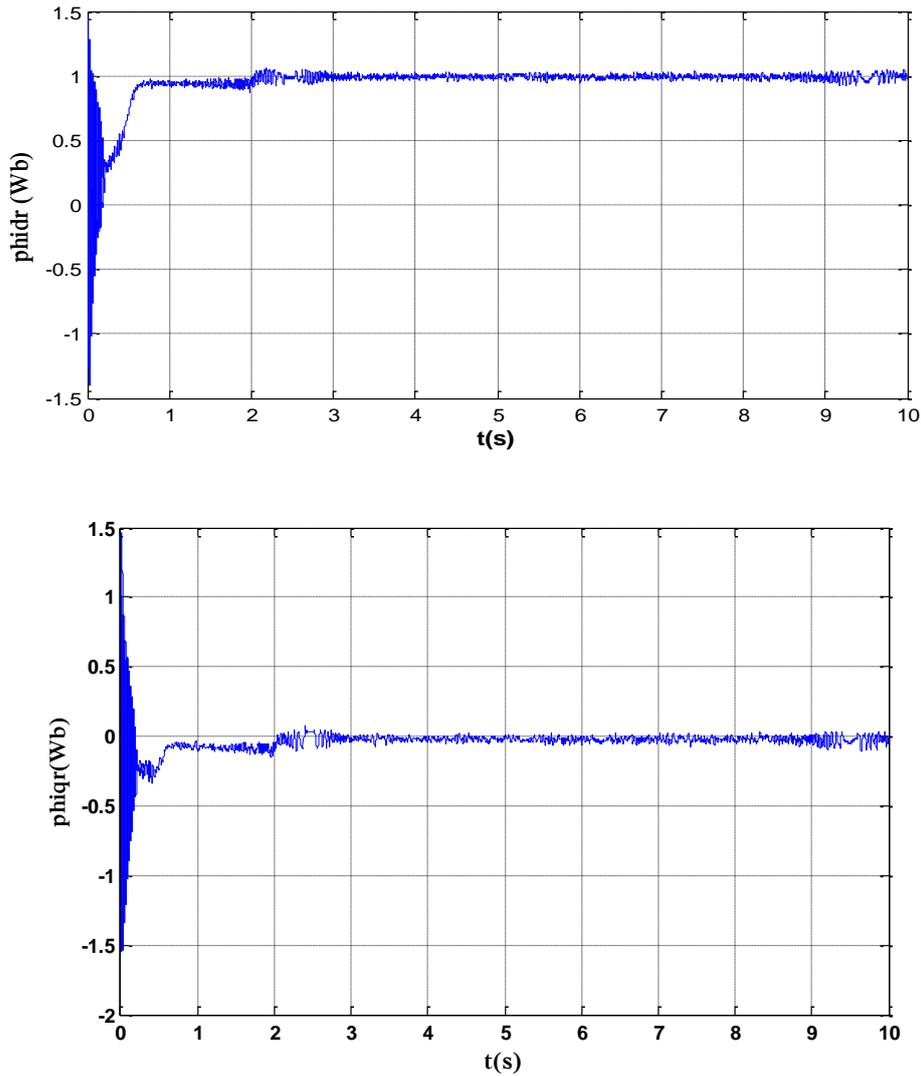


Figure IV. 7 Résultats de simulation de découplage pour les flux rotoriques sur les deux axes d et q

IV.6 Conclusion

Dans ce dernier chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique avec estimateur du flux et du couple afin d'arriver à un modèle découplé de la machine asynchrone.

La performance d'un tel control nécessite une certaine précision de l'estimateur de flux

Les résultats de simulation ont bien montré un découplage parfait entre les deux axes d et q.

Grâce à cette technique, nous nous sommes arrivés à avoir un modèle découplé de la machine asynchrone, qui est limité en fonctionnement à des conditions bien précises à cause de l'utilisation des régulateurs PI.

-

Conclusion Générale

L'objectif de notre projet de fin d'étude est d'étudier et de commander un nouveau type de convertisseur AC/AC sans élément de stockage capacitif intitulé convertisseur matriciel indirect.

Notre travail a été partitionné en quatre étapes principales. La première partie est de modéliser la structure indirect du convertisseur matriciel après avoir effectué une étude comparative en terme de rendement entre toutes les autres topologies, et caractérisé les différents types d'interrupteurs unidirectionnels et bidirectionnels.

Ensuite, nous avons présenté en détail l'algorithme de commande « SVM ». Pour cette méthode, nous avons présenté les allures de la tension de sortie composée avec ses spectres d'harmoniques pour les différentes fréquences de commutation et les différentes fréquences de sortie par la suite ; nous avons présenté l'allure du taux de distorsion harmonique (THD) en fonction de taux de modulation et enfin, nous avons cité les problèmes liés au convertisseur matriciel indirect et introduit une solution qui est d'installer un filtre pour éliminer les harmoniques d'ordres élevés.

La troisième partie a été consacrée à l'étude de l'association du convertisseur matriciel indirect –machine asynchrone.

La dernière partie a eu pour but d'obtenir un modèle de contrôle réduit et découplé, semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats de simulation montrent bien que l'on a réalisé une orientation au niveau du flux rotorique, ce résultat a entraîné une utilisation de ce schéma de commande dans le domaine industriel, c'est pour cela qu'il suffit d'adjoindre à la commande en boucle fermée des régulateurs (flux, vitesse, courant) et ceci exige la mise en équation adéquate.

Il ressort de ces études que l'utilisation du convertisseur matriciel indirect à SVM en remplacement de redresseur à thyristors et l'onduleur de tension améliore considérablement le facteur de puissance (unitaire) ainsi, une forme d'ondes très proche de la sinusoïde.

ANNEXE A

Paramètres de la machine asynchrone

La machine asynchrone qui a été choisie, pour l'étude par simulation numérique, est une machine à cage d'écureuil.

Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

- Puissance nominale : 1.5 kW.
- Nombre de paires de pôles : $P = 2$.
- Vitesse nominale : 1420 tr/mn.
- Tension : 220 / 380 V.
- Intensité nominale : 6.7 / 3.7 A.

Paramètres électriques

$$R_s = 4,85 \Omega.$$

$$R_r = 3,805 \Omega.$$

$$L_s = 0,274 H.$$

$$L_r = 0,274 H.$$

$$L_M = 0,258 H.$$

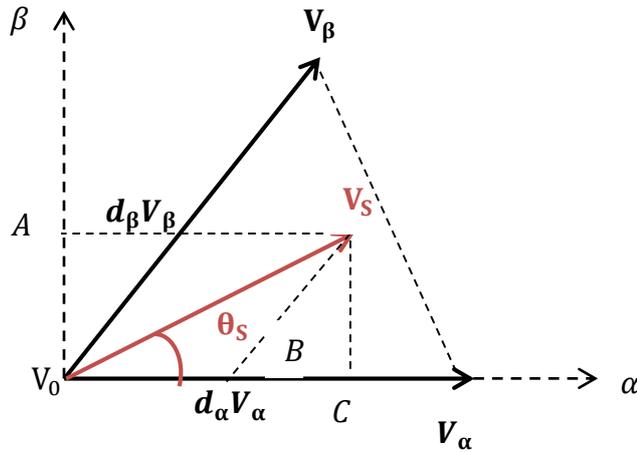
Les paramètres mécaniques

$$J = 0.031 \text{ Kg.m}^2.$$

$$f = 0.001136 \text{ Kg.m}^2/\text{s}.$$

ANNEXE B

Calcul des rapports cycliques



Le vecteur courant de référence I_E situé entre deux vecteurs adjacents I_λ, I_δ telle que :

$$V_S = d_\alpha V_\alpha + d_\beta V_\beta$$

Où d_β, d_α sont les rapports cycliques

On utilisant les relations trigonométriques on obtient le système d'équations suivant :

$$d_\alpha V_\alpha = V_S \cos \theta_S - BC$$

$$d_\alpha V_\alpha = V_S \cos \theta_S - DC \tan 30^\circ$$

$$d_\alpha V = V \cos \theta_S - I_S \sin \theta_S \tan 30^\circ$$

$$d_\alpha V_\alpha = V_S \left(\cos \theta_S - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \theta_S \right) = \frac{2}{\sqrt{3}} V_S (\sin 60^\circ \cos \theta_S - \sin \theta_S \cos 60^\circ)$$

$$d_\alpha V_\alpha = \frac{2}{\sqrt{3}} V_S (\sin 60^\circ - \theta_S)$$

$$d_\beta V_\beta = \frac{AO}{\cos 30^\circ} = \frac{V \sin \theta_S}{\frac{\sqrt{3}}{2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \theta_S$$

$$d_\alpha = \sqrt{3} \frac{V_S}{V_{dc}} (\sin 60^\circ - \theta_S)$$

$$d_\beta = \frac{V_S}{V_{dc}} (\sin \theta_S)$$

Telle que $0 < \theta_S < 60^\circ$ et $d_\alpha, d_\beta \in [0, 1]$; d_β atteint 1 quand $V_S \in [V_\alpha, V_\beta]$

$d_\alpha + d_\beta = 1$ quand nous extensions la ligne tirée entre les crêtes de flèche de V_α et V_β

Cette équation signifie qu'on devrait combiner une partie d_α d'une partie V_α et d_β de V_β pour obtenir la tension de référence. Puisqu'il n'est pas possible de changer l'importance des vecteurs bas, V_α , V_β la combinaison est réalisée (rapproché) en utilisant la division de temps, comme représenté sur le schéma 1. Si on ne touche pas le bord à tiret de triangle, la somme de d_α et de d_β est inférieure à 1. Par conséquent, le temps de repos est rempli par les vecteurs zéro.

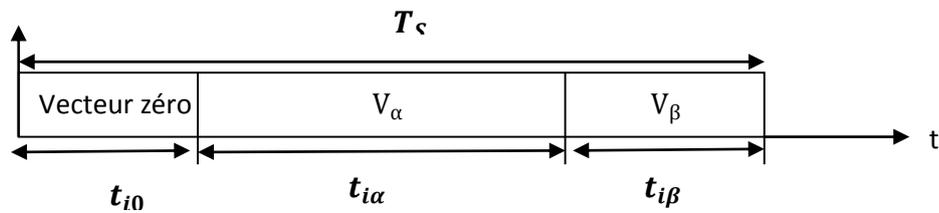


Schéma I: Combinaison des vecteurs avec la division périodique

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} t_{i0} = (1 - d_\alpha - d_\beta)T_s \\ t_{i\alpha} = d_\alpha T_s \\ t_{i\beta} = d_\beta T_s \end{array} \right.$$

Où T_s est la période de commutation, t_{i0} est la période du vecteur zéro, $t_{i\alpha}$, $t_{i\beta}$ sont les périodes des deux vecteurs V_α , V_β respectivement.

Bibliographie

- [1] K. Mostefa and T.Y. Lokmane " étude et réalisation de la commande MLI vectorielle d'un convertisseur matriciel " projet fin d'étude, ENP, Alger, 2011.
- [2] A. Alesina and Marco. G. B. Venturini, " Solid-state power conversion: A Fourier Analysis approach to generalized transformer synthesis", IEEE Transactions on circuits and systems, Vol.28, No.04, pp.319-330, April 1981.
- [3] P. D. Ziogas, S. I. Khan and M .H. Rashid, "Some Improved forced commutated Cycloconverter Structures", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.21, No.5, pp.1242-1253, September/ October 1985.
- [4] C. Neft and C. D. Schauder, "Theory and Design of a 30-hp Matrix Converter ", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.28, No.3, pp.546-551, June 1992.
- [5] P. W. Wheeler, D. A. Grant, «A low loss Matrix converter for AC variable speed drive ", EPE Proceedings Brighton, pp.27-32.
- [6] D. Casadei, G. Serra and A. Tani "Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters Under Input/ Output Unbalance ", IEEE, pp.457-462, 1995.
- [7] A. Schuster " Commande, Réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone " école polytechnique fédérale de Lausanne, 1998.
- [8] M .Jussila , M .Salo and H .Tuusa, "Realization of a Three-phase Indirect Matrix Converter with an Indirect Vector Modulation Method ", IEEE, pp.689-694, 2003.
- [9] J. Mahlein and M. Braun "A matrix converter without diode clamped Over-voltage Protection", university of Fridericiana, Germany, pp.817-822.
- [10] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter ", IEEE, Vol.2, pp. 777-787, 2002.
- [11] T.B. Soeiro and M.L. Helwein "High Efficiency Indirect Matrix Converter Topologies ", IEEE Transactions on Industry Applications, pp.4856-4861, 2013.
- [12] F. Gruson, P. Le Moigne, P. Delarue, M. Arpillière and X .Cimetiere "Comparison of Losses between Matrix and Indirect Matrix Converters with an Improved Modulation", IEEE Transaction on Power Delivery, pp. 718-723, 2010.

- [13] K. Ghedamsi "Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone " Thèse de Doctorat à l'école nationale polytechnique, Alger, 2008.
- [14] M. O. Mahmoudi " la commande de la machine asynchrone alimentée en tension", thèse doctorat à école nationale polytechnique, Alger ,1999.
- [15] M .Y .Lee "Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology" Submitted to the University of Nottingham, March 2009.
- [16] S. Rezgui, "Commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel " Magister en électrotechnique, Université Mentouri de Constantine.
- [17] A. Boukhelifa, "Les éléments d'optimisation du pilotage d'une machine asynchrone en vue d'un contrôle vectoriel" Doctorat d'état en électrotechnique à l'école nationale polytechnique, Alger, 2007.
- [18] S. Bachir, "Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique", Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.
- [19] M. Pinard « Convertisseur et électronique de puissance » Dunod, Paris 2007