



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abou Bekr Belkaid Tlemcen

Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique et Electronique

Mémoire
Pour l'obtention du Diplôme de
Master en Electrotechnique
Option : Commande des Machines Electriques

Thème

*Commande et modélisation d'un
convertisseur matriciel pour
entraînement d'un moteur asynchrone*

Présenté par :
Bekadabenchaisouad

Devant les jurys composé de :

A.MECHERNENE	Président
S.M.MELIANI	Encadreur
A.CHEMIDI	Co-encadreur
BRIKCI.N MA	Examineur
B.YACOUBI	Examineur

Soutenu la 07/10/2013
Année Universitaire : 2012 - 2013

Dédicace

J'ai le grand honneur de dédier ce modeste travail à :

- ✓ *A celle qui a inséré le goût de la vie et le sens de la responsabilité*

Ma très chère mère

- ✓ *A celui qui a été toujours la source d'inspiration et de courage*

Mon très cher père

- ✓ *A ma très chère sœur fatiha*
- ✓ *A Mes très chers frères ismail et mohammed el amine*
- ✓ *A tous la famille bekadabenchab et la famille ben naceur*
- ✓ *A mes amies:
el batoul, hourya , farida, fatima, fatima.....*
- ✓ *A tous mes collègues de la promo électrotechnique option commande de machine année 2012_2013*
- ✓ *A tous ceux qui m'ont aidé de près ou de loin durant les moments difficiles*

souad

*R*emerciements

*Avant tout développement sur cette expérience, il apparaît opportun de commencer ce mémoire par des remerciements pour **Allah** d'abord et à ceux qui nous ont beaucoup appris au cours de ce travail.*

*Nous tenons d'abord à exprimer notre sincère gratitude à **Mr S.M.MELIANI** qui a eu la gentillesse de nous encadrer et qui nous tenons à exprimer notre reconnaissance d'avoir dirigé ce travail, pour les nombreuses discussions que nous avons eu.*

*Je remercie sincèrement Monsieur **A.Chemidi**, pour avoir dirigé ce travail ainsi que pour ses nombreux conseils et son soutien tout au long de ce mémoire. Qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre respect.*

*À Monsieur **A. MECHERNENE**, Maitre-assistant à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-BekrBelkaid de Tlemcen pour avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire. Qu'il trouve ici l'expression de notre reconnaissance et de notre respect.*

*Je tiens à remercier aussi Monsieur **M. A.BRIKCI.NIGASSA**, Monsieur **B. YACOUBI**, tous deux Maitres assistants à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-BekrBelkaid de Tlemcen, d'avoir accepté leur participation au jury de mémoire.*

Nous tenons à remercier aussi tous les enseignants qui nous ont pris en charge durant les années de notre cursus, aussi, celles et ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

Enfin, nous adressons notre plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenu et encouragé au cours de la réalisation de ce mémoire.

Résumé

Résumé

Dans le cadre de ce projet, on a étudié le convertisseur matriciel en général et ses algorithmes de commande. Ensuite, nous avons effectué également une étude de modélisation et de simulation sur le convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de VENTURINI. En deuxième lieu, nous avons étudié la machine asynchrone triphasée et présenté la commande vectorielle indirecte alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle (MLI).

Afin de valider le système convertisseur matriciel-machine asynchrone, une étude de simulation sous l'environnement Matlab a été effectuée.

Mots Clés :

Convertisseur matriciel, Venturini, Machine asynchrone

Abstract

In this project, we studied the matrix converter in general and its control algorithm, followed by a study for modeling and simulation of the matrix converter controlled by the modulation technique Venturini. Secondly, we studied the three-phase asynchronous machine and presented the indirect vector control powered by a voltage inverter controlled by the modulation width sine-triangle pulse (PWM).

To validate the asynchronous machine matrix converter system, a simulation study in the Matlab environment was conducted.

Keywords:

Matrix converter, Venturini, asynchronous machine.

Table des matières

Table des matières

Table des Matières

DEDICACE	
REMERCIEMENT	
RESUME	
ABSTRACT	
SOMMAIRE	
LISTE DES TABLEAUX	
LISTE DES FIGURES	
LISTE DES SIGLES	
LISTE DES ABREVIATIONS	
INTRODUCTION GENERALE.....	1

Sommaire

Chapitre I : Convertisseur matriciel

I.1 Introduction.....	8
I.2 Etat de l'art.....	8
I.3 Convertisseur matriciel.....	9
I.3.1 Convertisseur matriciel direct.....	10
I.3.2 Convertisseur matriciel indirect	10
I.4 Structure du convertisseur matriciel.....	11
I.5 Circuit du convertisseur matriciel.....	11
I.5.1 Convertisseur matriciel monophasé.....	11
I.5.2 Convertisseur matriciel triphasé.....	12

Table des matières

I.5.2.1 Calcul des rapports cycliques des interrupteurs.....	14
I.6L'interrupteur bidirectionnel.....	15
I.6.1Interrupteur s à semi-conducteur utilisés dans le convertisseur matriciel.....	16
I.6.1.1 Topologies à transistor connecté à un pont à diode.....	16
I.6.1.2 Topologie à transistor.....	17
I.6.1.3 Topologies à RB-IGBT.....	18
I.6.1.4 Les avantages et les inconvénients de chacun de ces interrupteurs quatre segments.....	19
I.7 Filtre d'entrée.....	19
I. Protection du convertisseur matriciel.....	21
I.9 Les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel.....	21
I.10Résumé.....	22

Chapitre II : Commande du convertisseur matriciel

II.1 Introduction.....	24
II.2 Méthode de Venturini et Alesina.....	24
II.2.1 Description de la méthode.....	24
II.2.2 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs.....	26
II.3Méthode Scalaire de Roy & April.....	27
II.3.1 Description de la méthode.....	27
II.3.2 Calcul des temps de fermetures des interrupteurs.....	28
II.3.3 Calcul des rapports cycliques <i>m_{ij}</i>	28
II.4 Méthode de modulation du vecteur d'espace (SVM).....	30
II.4.1 Description de la méthode.....	30
II.4.2 Représentation des états du convertisseur dans le plan vectoriel.....	30
II.4.3 Représentation des vecteurs stationnaires.....	32

Table des matières

II.4.4	Calcul du rapport cyclique des vecteurs utilisé.....	35
II.4.5	Détermination des rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs.....	36
II.5	Conclusion.....	36
 Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone		
III.1	Introduction	39
III.2	Description du moteur asynchrone.....	39
III.2.1	Avantage et inconvénient du moteur asynchrone.....	40
III.3	Modèle du moteur asynchrone.....	40
III.3.1	Hypothèses simplificatrices.....	40
III.3.2	Elaboration des différentes équations.....	40
III.4	La transformation de Park	42
III.4.1	Equations électriques dans le repère de Park.....	43
III.4.2	Choix du type de référentiel.....	44
III.5	La commande vectorielle d'un moteur asynchrone.....	45
III.5.1	Le principe de la commande vectoriel.....	45
III.5.2	Méthode indirecte de la commande vectorielle.....	47
III.6	Régulation, méthodes classiques.....	50
III.6.1	Introduction.....	49
III.6.2	Découplage.....	50
III.6.3	Le régulateur de vitesse.....	52
III.6.4	Le régulateur de courant.....	52
III.8	Résultats et interprétation.....	55

Table des matières

III.8.1 Introduction.....	55
Essai n°1 : La stratégie de VENTURINI.....	57
Essai N°2 : Association CM-MAS avec filtre capacitif	57
Essai N° 3 : Association CM-MAS avec filtre LC.....	61
III.9Conclusion	62

Liste des tableaux

Tableau I-1 : synthèse des interrupteurs.....	18
Tableau II-1 : Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs stationnaires)...	31
Tableau II-2: Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs nuls).....	32
Tableau II-3: Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs tournants).....	32
Tableau II-4 : Configurations communes selon les secteurs des vecteurs références.....	34
Tableau III.1 : paramètres des régulateurs.....	52

Liste des figures

Figure I-1 : structure d'un convertisseur directe.....	9
Figure I-2: structure d'un convertisseur indirecte.....	9
Figure I-3 : convertisseur matriciel triphasé-triphasé idéal.....	10
Figure I-4 : Convertisseur matriciel monophasé sans point milieu.....	10
Figure I-5: Convertisseur matriciel monophasée à une branche de sortie.....	11
Figure I-6 : convertisseur matriciel triphasée.....	11
Figure I-7 : exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs.....	13
S_{ij} sur une période d'échantillonnage	
Figure I-8: Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel.....	15
Figure I-9 : Topologie transistor connecté à un pont à diode.....	16
Figure I-10 : topologie à émetteur commun.....	16
Figure I-11 Topologie collecteur commun.....	17
Figure I-12 : topologie sans connexion central.....	17

Table des matières

Figure I-13 :Structure de la technologie RB-IGBT.....	18
FigureI-14:Circuits des filtres passifs communément utilisés pour le convertisseur matriciel	19
FigureI-15 Circuit de protection d'un convertisseur matriciel.....	20
Figure II-2: Hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée.....	33
Figure II-3: Exemple de représentation des vecteurs de tension et de courant de référence...	33
Figure III-1: Représentation électrique des enroulements d'un moteur asynchrone triphasée.	39
La figure III.2 : le principe de la transformation de Park.....	42
Figure III.3 principe de la commande vectorielle.....	45
Figure III.4 : le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone.....	48
Figure III.5 Modèle du moteur asynchrone.....	50
Figure III-6 Découplage par addition des termes de compensation.....	50
Figure III-7 Boucle i_{qs} après découplage.....	51
Figure III.8 : Boucle de régulation du courant I_{qs}	52
Figure III.9 : Réponse de G_{fi} à un échelon.....	54
Figure (I.10) : Représentation des signaux de commande des interrupteurs de la phase une..	56
Figure (III.11) : Représentation du courant à la sortie du convertisseur.....	56
Figure (III.12) Représentation de la tension composée U_{AB}	57
Figure (III-13) Association CM-MAS à vide.....	58
Figure (III-14) Résultats de l'association CM-MAS en charge.....	60
Figure (III-15) Résultats de l'association CM-MAS à vide avec le filtre LC.....	61

Liste des sigles

Le convertisseur matriciel

δ : Rapport cyclique associé à une configuration.

f_{ech} : Fréquence d'échantillonnage.

Table des matières

f_i : Fréquence du port d'entrée.

f_o : Fréquence du port de sortie.

φ_i : Déphasage entre la tension d'entrée et le courant d'entrée.

φ_o : Déphasage entre la tension de sortie et le courant de sortie.

h_{ij} : Fonction d'existence de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j »

I_A, I_B, I_C : Courants du port d'entrée

I_a, I_b, I_c : Courants du port d'entrée.

K_{ij} : Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».

K : Indice d'une séquence d'échantillonnage.

m_{ij} : Rapport cyclique de l'interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j ».

n_v : Numéro de la section ou se trouve la phase de la tension de sortie de référence

n_i : Numéro de la section ou se trouve la phase du courant d'entrée de référence

q : Ratio de tension de sortie sur l'entrée

ρ_{KL} : Ratio de tension entre les tensions V_K et V_L de la méthode scalaire.

S_{ij} : Interrupteur reliant la phase de sortie « i » à la phase d'entrée « j »

S_i : Section ou se trouve la phase de la tension de sortie de référence.

S_v : Section ou se trouve la phase du courant d'entrée de référence.

T_{ech} : Période d'échantillonnage.

T_i : Période du signal d'entrée.

T_o : Période du signal de sortie.

t_1, t_2, t_3 : Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase 'a' et aux phases 'A' et 'B' et 'C' respectivement .

t_4, t_5, t_6 : Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase 'b' et aux phases 'A' et 'B' et 'C' respectivement .

Table des matières

t_7, t_8, t_9 : Temps de fermetures des interrupteurs connectés à la phase 'c' et aux phases 'A' et 'B' et 'C' respectivement .

t_K, t_L, t_M : Temps de fermetures des interrupteurs associée aux tensions V_K, V_L, V_M .

θ_i : Phase initiale de la tension du port d'entrée.

θ_o : Phase initiale de la tension du port de sortie.

V_A, V_B, V_C : Tension de phase du port d'entrée.

V_a, V_b, V_c : Tension de phase du port de sortie.

V_K, V_L, V_M : Tension du système scalaire.

V_{ref} : Tension de référence.

V_{in} : Tension d'entrée.

ω_i : Fréquence angulaire du port d'entrée.

ω_o : Fréquence angulaire du port de sortie .

Machine asynchrone

k_p : Coefficient proportionnel

k_i : Coefficient d'intégration

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistif

T_e : Période d'échantillonnage

ω_r : Pulsation électrique rotorique

Ω_r : vitesse mécanique rotorique

σ : Coefficient de dispersion

θ_r : Angle électrique entre l'axe direct et le rotor

θ_s : Angle électrique entre l'axe direct et stator

θ : Angle électrique entre stator et rotor

R_s : Résistance statorique

R_r : Résistance rotorique

L_s : Inductance statorique

L_r : Inductance rotorique

Table des matières

M : Inductance mutuelle

P : Nombre de paires de pôles

J : L'inertie

f_v : Coefficient de frottement

Liste des abréviations

CA : Courant alternatif.

CA : Courant continu.

CDF : Convertisseur direct de Fréquence.

CM : Convertisseur Matriciel.

CMD : Convertisseur Matriciel Direct.

FD : Facteur de Déplacement.

IGBT : InsulatedGateBipolar Transistor.

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsions

MAS : Moteur asynchrone

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

IRFOC : Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté

PI : régulateur proportionnel intégrale.

SPS : SimPowerSystem.

Introduction générale

L'industrie moderne a besoin de plus en plus de système d'entraînement à vitesse variable dont le domaine d'utilisation ne cesse de croître, et exige toujours de meilleures performances. La machine à courant continu a fourni le premier actionneur électrique performant pour variation de vitesse. Ce type d'actionneur occupe encore une place privilégiée dans la réalisation des asservissements à l'usage industriel. Ceci est essentiellement dû à la simplicité des lois de contrôles de ces moteurs, grâce au découplage naturel qui existe entre le flux et le couple. Cependant la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes. Les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grande puissance, ni en milieu corrosifs ou explosifs.

Face à ces limitations, la machine asynchrone fait l'objet de nombreuses études depuis l'évolution de la technologie de l'électronique de puissance. En effet les moteurs à induction ont plus d'avantages sur le reste des moteurs. Le principal avantage est que les moteurs à induction ne nécessitent pas de connexion électrique entre les parties fixes et celles en rotation. Par conséquent, ils n'ont pas besoin de collecteur mécanique conduisant à la réalité qu'ils sont des moteurs sans entretien. En outre, ils ont également un poids et une inertie faible, aussi un rendement et une capacité de surcharge élevés. Ils sont moins chers et plus robuste et peuvent fonctionner dans un environnement explosif car aucunes des étincelles ne sont produites. Tenant compte de tous les avantages décrits ci-dessus, les moteurs à induction doivent être considérés comme de parfaits convertisseurs d'énergie électrique en énergie mécanique. Cependant, l'énergie mécanique est plus souvent nécessaire pour réaliser des variateurs de vitesse. De par sa structure, la machine asynchrone à cage possède un défaut par rapport à la machine à courant continu et aux machines de type synchrone. Son alimentation par une seule armature fait que le même courant crée le flux et le couple et ainsi les variations du couple provoquent des variations du flux. Ce type de couplage donne à la machine asynchrone un modèle complètement non linéaire, ce qui rend complexe la commande de cette machine.

La recherche dans ces disciplines pousse l'entraînement à vitesse à un niveau de développement sans précédent, où l'on peut avoir des systèmes de commande de haute performance et plus fiable. Grâce à ces développements, les moteurs asynchrones remplacent de plus en plus les moteurs à courant continu dans les applications industrielles. Elles présentent l'avantage d'être robustes et de construction plus simple. Par contre, leur

Introduction générale

commande est beaucoup plus complexe que celles des moteurs à courant continu. Malgré les techniques de commande pour les machines asynchrones soient matures, un système de commande de haute performance, flexible, fiable et peu coûteux reste encore un défi pour les chercheurs et producteurs.

Ces dernières années, de nombreuses études ont été menées pour développer les différentes solutions pour contrôler le moteur asynchrone avec des performances satisfaisantes. Parmi ses solutions, le système d'entraînement par moteur asynchrone de moyenne puissance alimenté par un convertisseur matriciel a été développé et testé. Un réglage des courants statoriques, ainsi qu'un réglage de la vitesse de rotation, ont été implémentés

D'une manière générale, un convertisseur de puissance est un circuit électrique constitué d'éléments semi-conducteurs (non-linéaires) et d'éléments passifs (linéaires). Il permet de transformer la forme du flux de puissance entre deux sources de natures différentes (tension / courant). Cette transformation se fait grâce à un circuit externe qui agit sur les semi-conducteurs avec précision.

Les structures de convertisseurs et les techniques de conversion de puissance dépendent intrinsèquement de la nature des sources reliées au convertisseur. Il existe quatre types de convertisseurs : les redresseurs (CA/CC), les hacheurs (CC/CC), les onduleurs (CC/CA) et les convertisseurs de fréquence directs (CA/CA ou CFD).

La conversion alternative-alternative (CA/CA) est la plus répandue car le secteur industriel est le principal consommateur d'énergie électrique. Les charges industrielles sont, pour l'essentiel, des machines électriques à courant alternatif et de nombreuses applications en dépendent. Entre autres, on peut citer comme exemple d'application :

- La commande des alternateurs,
- L'interconnexion de réseaux électriques,
- L'amélioration du rendement des systèmes éoliens
- La régulation de l'alimentation électrique des avions.
- Les systèmes de transmission de courant alternatif flexible (FACTS)

Actuellement, au niveau industriel, les convertisseurs CA/CA les plus communs sont les convertisseurs indirects dont la structure est composée d'un redresseur, d'un onduleur et

Introduction générale

d'un circuit intermédiaire, inductance ou condensateur jouant le rôle d'élément de stockage. Ce type de circuit, très répandu, est utilisé depuis les années 1970. Le redresseur génère du côté source d'alimentation des harmoniques de courant qui propagent aux autres charges connectées au même segment du réseau, constituant un problème de qualité de l'onde. Quelques solutions ont été apportées tel que l'emploi de filtres passifs ou actifs ; il est aussi parfois avantageux d'envisager les systèmes dans leur ensemble afin de mixer les charges et d'éliminer le cas échéant les harmoniques qui sont en opposition de phases.

Un inconvénient du convertisseur à fréquence intermédiaire est la présence d'un ou plusieurs éléments passifs (condensateur ou inductances). Par leurs volumes, ces éléments hypothèquent l'utilisation de ces convertisseurs particulièrement dans le domaine du transport. Les convertisseurs directs ne possèdent pas de lien à courant continu et sont constitués d'un seul étage. Ils connectent les phases d'entrées aux phases de sorties à travers d'éléments semi-conducteurs uniquement.

Le convertisseur CA/CA le plus commun est le gradateur. Constitué d'une paire de semi-conducteurs montés en tête-bêche, il permet d'ajuster l'amplitude de la tension de sortie mais non sa fréquence. Plusieurs structures pour différentes applications tant en monophasé qu'en triphasé existent.

Les cyclo-convertisseurs sont des convertisseurs de fréquence à commutation naturelle. Ils sont utilisés dans des applications à grande puissance nécessitant de basses fréquences d'opération. Ils servent essentiellement à la commande de vitesse de grandes machines synchrones.

Chapitre I

Convertisseur matriciel

Objectif

Ce chapitre décrit les structures du convertisseur matriciel, son circuit, ses interrupteurs bidirectionnels, la mise en équation et ainsi que les étapes de calcul des rapports cycliques. Finalement les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel.

Bibliographie

Chapitre I

- [1] **L. Gyugi, B.Pelly.** Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications. New York, Wiley. 438, 1976
- [2] **M.Venturini, A. Alesina.** Generalised Transformer: A New Bidirectional, Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input. Power Factor. PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, p. 242-252, 1980
- [3] **J. Rodriguez.** A new control technique for AC-AC converters. in Control in Power Electronics and Electrical Drives. Proceedings of the Third IFAC Symposium, Oxford, UK, Pergamon. 12-14 Sept. 1984.
- [4] **L. Huber, D. Borojevic.** Space vector modulator for forced commutated cycloconverters. In Conference Record of the IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting (Cat. No.89CH2792-0), New York, NY, USA, IEEE, 1-5 Oct. 1989.
- [5] **G.Roy, G.E. April.** Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm. in 20th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC'89, Milwaukee, WI, USA: Publ by IEEE. June 26 - 29, 1989.
- [6] **G.Roy et al.** Asynchronous operation of cycloconverter with improved voltage gain by employing a scalar control algorithm. In Conference Record of the 1987 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Papers Presented at the 22nd Annual Meeting, Atlanta, GA, USA, IEEE, 1987
- [7] **P.Delarue, C. Rombaut, G. Séguier.** Les convertisseurs de l'électronique de puissance. Lavoisier, 3 ed. 2007.
- [8] **A.Ishiguro, T. Furuhashi, S. Okuma.** A novel control method for forced commutated cycloconverters using instantaneous values of input line-to-line voltages. IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 166-172, 1991
- [9] **P.Kazmierkowski, M., R.Krishnan, and F. Blaabjerg.** Control in Power Electronics: Selected Problems, San Diego, Academic Press, 518, ed. E. Science, 2002.
- [10] **T.F.Podlesak et al.** A 150-kVA vector-controlled matrix converter induction motor drive. IEEE Transactions on Industry Applications, p. 841-847, 2005

- [11] **J.W.Kolaretal.** Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter. In 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions, Dallas, TC, United states, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc. March 10, March 14, 2002.
- [12] **P.Song, J. Lin.** A hybrid AC-DC-AC matrix converter with a boost circuit. In 9th International Conference on Electronic Measurement and Instruments, Computer Society, ICEMI, Beijing, China, IEEE, 16–19 August, 2009
- [13] **D.Casadei et al.** Analysis of space vector modulated matrix converters under unbalanced supply voltages. in Proceedings of Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Electrical Motors, Italy, Italy: ANSALDO Trasporti, 8-10 June, 1994
- [14] **P.W.Wheeler et al.** Matrix converters: A technology review. IEEE Transactions on Industrial Electronics, p. 276-288, 2002
- [15] **E.R.Motto et al.** Application characteristics of an experimental RB-IGBT (reverse blocking IGBT) module. In Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference; 39th IAS Annual Meeting., 2004. Seattle, WA, United states, Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc, 3-7 October, 2004
- [16] **P. Wheeler, D. Grant.** Optimised input filter design and low-loss switching techniques for a practical matrix converter. IEE Proceedings: Electric Power Applications, p. 53-60, 1997.
- [17] **R. P. Bouchard, G. Olivier.** Électrotechnique. Montréal Presses Internationales Polytechnique, 686, 2 ed. 2005.
- [18] **S. L. Arevalo.** Matrix converter for frequency chaging power supply application. Thèse de doctora de science, université de Nottingham, U.K, 2008.
- [19] **M.MATTEINI.** Control technique for matrix converter adjustable speed drives. Thèse PHD, Département d'électrotechnique, université de Bologna, Italie, 2001
- [20] **L.Duguay.** Commande programmable pour un convertisseur direct. École Polytechnique de Montréal, p. 244, 1988
- [21] **Neft, C.L. and C.D.** Schauder, Theory and design of a 30-hp matrix converter. IEEE Transactions on Industry Applications, p. 546-551, 1992

I.1 Introduction

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération des convertisseurs direct de puissance (alternatif / alternatif) constitué exclusivement de semi-conducteurs. Il est également connu sous le nom de convertisseur direct de fréquence (CDF). Il permet d'assurer un écoulement bidirectionnel de puissance entre le réseau et le récepteur, ainsi qu'il permet de contrôler la tension de sortie en amplitude et en fréquence grâce à une matrice des interrupteurs de puissance bidirectionnel en courant et en tension reliant n phases d'entrée à m phase de sortie .

Aujourd'hui, le convertisseur matriciel est devenu un axe de recherche important et attractif par beaucoup de chercheur dans le domaine d'entraînement ou de la génération de vitesse variable grâce aux avantages présentés par celui-ci par rapport aux convertisseurs classique.

I.2 Etat de l'art

Le concept du convertisseur matriciel fut décrit pour la première fois en 1976. L.Gyugi et B.Pelly proposent la réalisation d'un convertisseur direct, utilisant uniquement des interrupteurs bidirectionnels disposés selon une matrice d'interconnexion. Ils expliquent également le principe de construction de l'onde de sortie [1].

En 1980, M. Venturini et A.Alesina mentionnent pour la première fois le nom du convertisseur matriciel. Ils décrivent le circuit du convertisseur, en font l'analyse et définissent le concept de matrice de modulation. Ils élaborent un algorithme de commande permettant de calculer les temps de conduction des interrupteurs en fonction de la forme de l'onde de sortie désirée [2].

A partir de 1983, toute une série de travaux concernant l'analyse et la commande du convertisseur matriciel a été publiée. J.Rodriguez introduit le concept de lien à courant continu fictif afin d'introduire les commandes à base de MLI [3], celles-ci étant bien répandues dans la commande des convertisseurs CA-CC/CC-CA usuels. Les méthodes basées sur l'approche du lien fictif sont nommées « méthodes indirectes ».

En 1985, J.Rodriguez et G.Kastner présentent l'analyse du convertisseur matriciel en utilisant la notion de vecteur d'espace [3]. L.Huber et D.Borojevic élaborent, quatre ans plus tard, une commande par modulation du vecteur d'espace [4].

Parallèlement, en 1987 et en 1989, G.Roy et G.E.April développent un nouvel algorithme scalaire de commande. Plus pratique que celui de Venturini, il permet d'obtenir des résultats sensiblement similaires [5]. La détermination des temps de fermeture, à partir des valeurs instantanées mesurées à l'entrée et à la sortie du convertisseur, conduit à une modulation plus robuste mais nécessite un processeur de calcul rapide [5], [6].

D'autres travaux sur l'élaboration d'algorithmes de commande ont également été réalisés [7] [8] et peuvent être classés en deux familles : algorithmes scalaires et algorithmes vectoriels.

Depuis 1990, les études menées, ont surtout visé à optimiser les performances des systèmes électromécaniques alimentés via un convertisseur matriciel [9], [10], à réduire le nombre de semi-conducteurs utilisés dans le convertisseur [11] et à apporter des solutions aux inconvénients que présente un convertisseur matriciel, à savoir la limitation du ratio de tension [12], et le fonctionnement en régime déséquilibré [13].

L'un des points déterminant pour assurer l'avenir commercial du convertisseur matriciel réside dans la résolution des problèmes rencontrés lors de la commutation entre deux cellules. Pour assurer un fonctionnement fiable et robuste, des méthodes dites « par étapes » ont vu le jour. Par la modification de l'algorithme de commande, ces méthodes réalisent la commutation en passant par des états qui ne comportent pas de court-circuit ou de circuit ouvert [7], [14].

Présentement, Les convertisseurs matriciels sont toujours dans une phase de développement et suscitent de plus en plus d'intérêt dans la conversion CA/CA à cause de la puissance spécifique élevée du dispositif et de la souplesse de sa commande.

Les prochaines étapes de son évolution miseront sur l'amélioration de sa fiabilité, la réduction des coûts de fabrication et l'élaboration d'un véritable élément semi-conducteur bidirectionnel [15].

I.3 Convertisseur matriciel

Le convertisseur matriciel est un convertisseur de puissance direct CA-CA constitué de semi-conducteurs bidirectionnels. La structure matricielle des interrupteurs bidirectionnels permet de relier chaque phase de sortie à une phase d'entrée.

Les ondes de sortie varient en fréquence et en amplitude et elles sont construites selon un principe d'échantillonnage des signaux d'entrées.

Le convertisseur matriciel possède plusieurs qualités opérationnelles dont quelques une sont mises en évidence. Le courant de charge est sinusoïdal et le courant de source ne contient que des harmoniques d'ordre élevé, multiples de la fréquence d'échantillonnage [16].

Il existe deux types de convertisseurs matriciels : le convertisseur direct qu'on va développer et l'étudier par la suite et le convertisseur indirect. L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet au flux de puissance de circuler de la source vers la charge et inversement de la charge vers la source.

I.3.1 Convertisseur matriciel indirect

Le convertisseur indirect est composé d'un redresseur, d'un onduleur et d'un circuit intermédiaire, inductance ou condensateur jouant le rôle d'élément de stockage. Ce type de circuit, très répandu, est utilisé depuis les années 1970. [17].

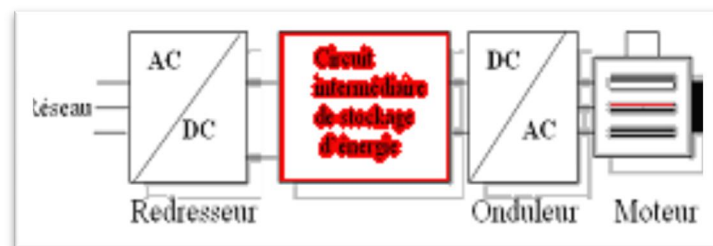


Figure (I-1) : structure d'un convertisseur indirecte

I.3.2 Convertisseur matriciel direct

La conversion s'effectue en une seule étape car on convertit une grandeur alternative d'entrée en une grandeur alternative de sortie. L'élément de stockage d'énergie n'est pas nécessaire.

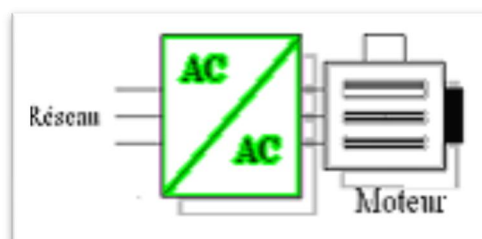


Figure (I-2) : structure d'un convertisseur directe

I.4 Structure du convertisseur matriciel

La plupart des convertisseurs matriciels sont triphasés-triphasés, ils associent généralement le réseau triphasé (source de tension) à un moteur (charge de courant). Ils sont alors constitués de neuf interrupteurs bidirectionnels en courant et en tension connectés de manière à ce que n'importe quelle phase de la source puisse être connectée à n'importe quelle phase de la charge comme le montre La figure 1-3.

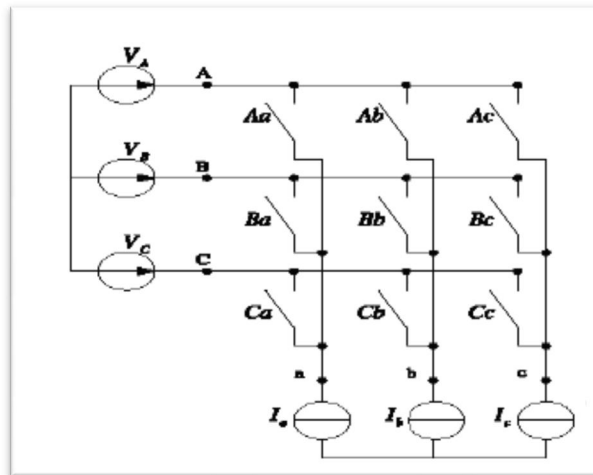


Figure (I-3) : convertisseur matriciel triphasé-triphasé idéal

I.5 Circuit du convertisseur matriciel

I.5.1 Convertisseur matriciel monophasé

La structure du convertisseur matriciel monophasé est présentée dans les figures 1-4 et 1-5.

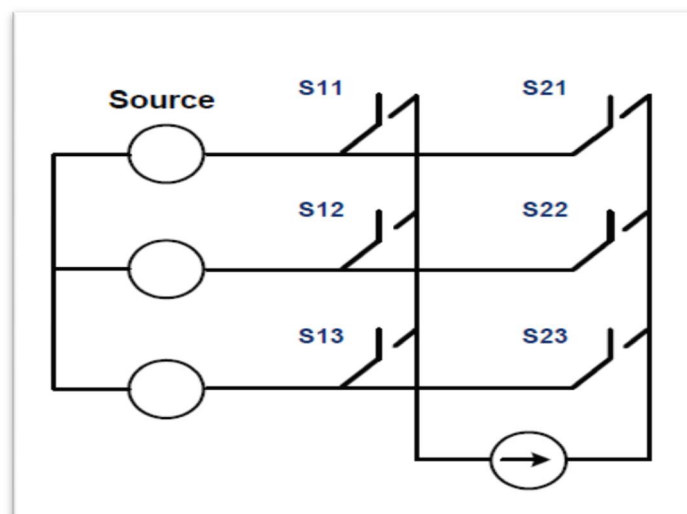


Figure (I-4) : Convertisseur matriciel monophasé sans point milieu

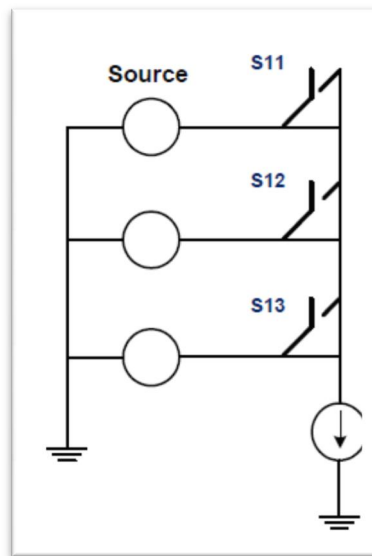


Figure (I-5) : Convertisseur matriciel monophasée à une branche de sortie.

I.5.2 Convertisseur matriciel triphasé

La figure (I.6) montre la structure du convertisseur matriciel triphasé.

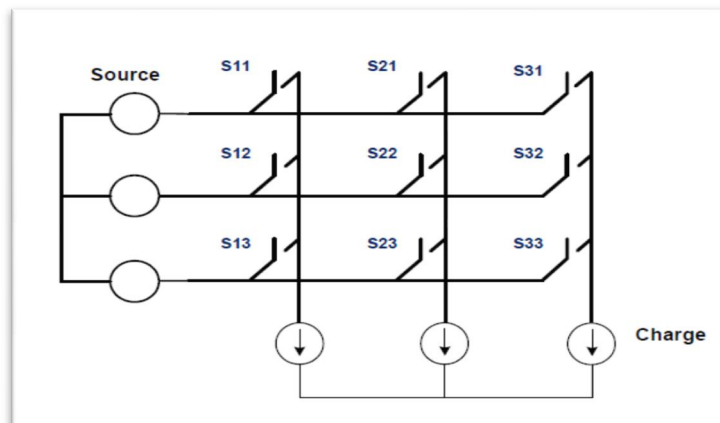


Figure (I-6) : convertisseur matriciel triphasée

Dans le cadre de ce travail, nous nous sommes intéressés au convertisseur triphasé aussi nous posons les deux hypothèses suivantes :

1. La source de tension triphasée est équilibrée ;

$$V_{in} = \begin{bmatrix} V_A(t) \\ V_B(t) \\ V_C(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} |V_{in}| \cdot \cos(\omega_i \cdot t) \\ |V_{in}| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}\right) \\ |V_{in}| \cdot \cos\left(\omega_i \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

2. La charge est considérée comme source de courant (charge inductive) afin de respecter la règle d'alternance des sources. En pratique, la plupart des charges d'application en électrotechnique sont de nature inductive ou peuvent le devenir par l'ajout d'une inductance.

La règle d'alternance des sources impose également au fonctionnement des convertisseurs de puissance les deux conditions de commutation décrites ci-dessous :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée.
- La charge, de nature inductive, doit être considérée comme source de courant et ne doit jamais voir son circuit en boucle ouverte.

On pose :

$$\begin{aligned} h_{ij} &= 1 \text{ Si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé.} \\ h_{ij} &= 0 \text{ Si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{aligned} \quad (\text{I.2})$$

Avec :

h_{ij} : Fonction d'existence ; S_{ij} : interrupteur ;

i : phases de sortie ; j : phase d'entrée.

Les deux conditions de commutation permettent d'écrire le modèle mathématique suivant :

$$\begin{cases} h_{11} + h_{12} + h_{13} = 1 \\ h_{21} + h_{22} + h_{23} = 1 \\ h_{31} + h_{32} + h_{33} = 1 \end{cases} \quad (\text{I.3})$$

Par la suite on peut conclure qu'il faut assurer la fermeture d'un seul interrupteur et un seul à la fois à chaque phase de sortie.

La Figure (I.7) donne un exemple de chronogramme du fonctionnement des neuf interrupteurs d'un convertisseur matriciel triphasé.

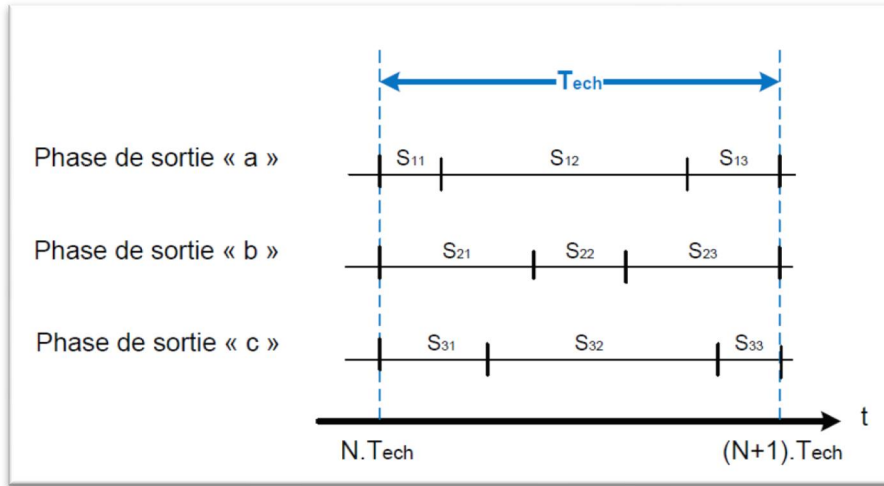


Figure (I-7) : Exemple de chronogramme du fonctionnement des interrupteurs S_{ij} sur une période d'échantillonnage

Sur chaque période d'échantillonnage, on a $3^3=27$ possibilités de connexion. En appliquant les lois de Kirchoff, nous exprimons l'équation des tensions de sortie (I.4) et l'équation des courants d'entrée (I.5) en fonction de h_{ij} .

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [H] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} & h_{31} \\ h_{12} & h_{22} & h_{32} \\ h_{13} & h_{23} & h_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [H]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

I.5.2.1 Calcul des rapports cycliques des interrupteurs

Pour un bon fonctionnement du convertisseur, la fréquence d'échantillonnage doit être très élevée comparativement à la fréquence des signaux d'entrée et de sortie.

$$\left(T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}} \right) \ll T \quad (I.6)$$

La valeur moyenne de la tension de sortie sur une période d'échantillonnage est donnée par l'équation (1.7).

$$V_{o,Tech} = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (t_A \cdot V_A + t_B \cdot V_B + t_C \cdot V_C) \quad (I.7)$$

Avec :

- t_A : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « A » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{11}, t_{21}, t_{31}).
- t_B : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « B » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{12}, t_{22}, t_{32}).
- t_C : temps de fermeture de l'interrupteur reliant la phase d'entrée « C » à la phase de sortie que l'on désire construire (t_{13}, t_{23}, t_{33}).

Les rapports cycliques de chaque interrupteur S_{ij} sont définis comme suit :

$$m_{ij} = \frac{t_{ij}}{T_{ech}} \quad 0 < m_{ij} < 1 \quad (I.8)$$

Les tensions de sortie sur une période d'échantillonnage sont alors définies par l'équation (I.9) :

$$\begin{bmatrix} V_{a,Tech} \\ V_{b,Tech} \\ V_{c,Tech} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = [M] \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Les courants d'entrée sont définis par l'équation (1.10).

$$\begin{bmatrix} I_{A,Tech} \\ I_{B,Tech} \\ I_{C,Tech} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = [M]^T \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

I.6 Interrupteur bidirectionnel

Par définition un interrupteur est un dipôle permettant d'établir une connexion binaire (ouvert-ferme) dans le circuit électrique où il est inséré.

La tension à ses bornes à l'état ouvert et le courant qui le traverse à l'état fermé caractérisent son fonctionnement statique et ses bidirectionnalités.

Les conditions de ses changements d'état caractérisent son fonctionnement dynamique et sa commandabilité.

Le convertisseur matriciel nécessite l'utilisation de neuf interrupteurs quatre segments, dont la caractéristique statique est représentée par la figure (I.8). Ces interrupteurs sont commandables et conduisent le courant quel que soit son signe.

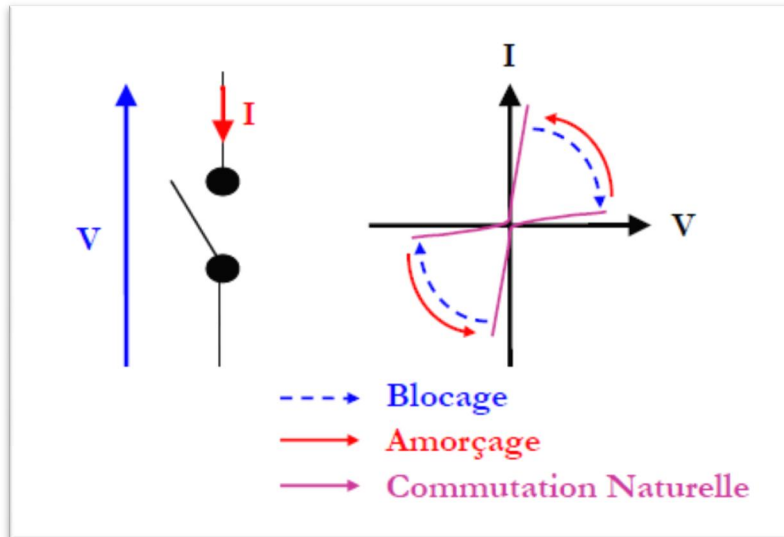


Figure (I-8): Caractéristique statique de l'interrupteur bidirectionnel

I.6.1 Interrupteur à semi-conducteur utilisés dans le convertisseur matriciel

Les interrupteurs réversibles en courant et en tension sont (capable de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer une tension quel que soit son signe) des éléments réaliser en assemblant des diodes, des transistors ou des IGBT ou autres composants commandables en ouverture et en fermeture en haute fréquence.

Les principaux topologies d'interrupteur utilisé dans le convertisseur matriciel sont :

- Topologie à transistor connecté à un pont à diode
- Topologie à transistor

I.6.1.1 Topologie à transistor connecté à un pont à diode

La première topologie proposée est la plus simple possible .Elle est constituée d'un transistor connecté au centre d'un pont à diode (Figure 1-11) [18]. [19]. Ces diodes sont inclus afin de fournir la capacité de blocage en tension inverse manquant au transistor.

L'avantage principal de cette topologie est de ne posséder qu'un seul et unique composant .Cette particularité permette de réduire d'une part le cout de l'association mais aussi la complexité de la commande ainsi que le nombre d'alimentation isolée nécessaire à l'alimentation des circuits drivers, qui fournissent les signaux de commande de grille.

L'inconvénient de cet interrupteur est que trois composants (deux diodes et un transistor) sont mis en conduction lors de son activation produisant une chute de tension important à ses bornes. Cette chute de tension engendre donc des pertes par conduction importante limitant le rendement du convertisseur.

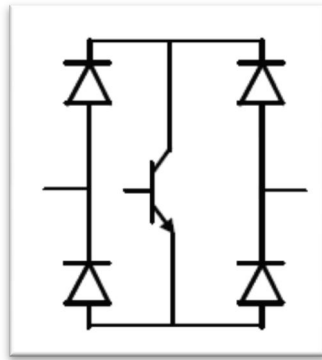


Figure (I-9) : Topologie transistor connecté à un pont à diode

I.6.1.2 Topologie à transistor

❖ Topologie à transistor et diode en tête bêche

Les interrupteur utilisés comportent un transistor connecté en anti-parallèle à une diode. Ils sont bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension.

Deux configurations sont possible pour concevoir un interrupteur quatre segments à base de cette configuration [18]. [19]

➤ Interrupteur quatre segment à émetteur commun

Cet interrupteur est composé de deux diodes et deux transistors connectés (Figure I-10). Le rôle des diodes est de fournir la capacité de blocage en tension inverse.

L'avantage de cette structure est d'offrir un degré de liberté supplémentaire pour la gestion de la commutation de l'interrupteur, et les pertes par conduction sont également réduites parce que seuls deux éléments (un transistor et une diode) conduisent

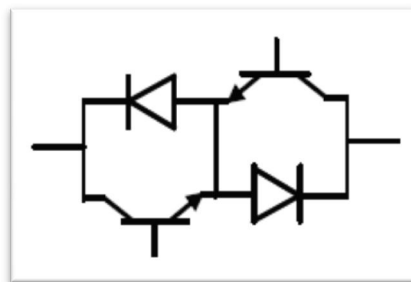


Figure (I-10) : topologie à émetteur commun

➤ Interrupteur bidirectionnel à collecteur commun

Cet interrupteur a les mêmes caractéristiques que l'interrupteur précédent. La différence est que les transistors sont disposés dans une configuration à collecteur commun (Figure I-10). Les pertes par conduction sont strictement identiques à celle de la configuration à émetteur commun. Comme les émetteurs des deux transistors ne sont pas communs, l'interrupteur quatre segments nécessite deux alimentations isolées.

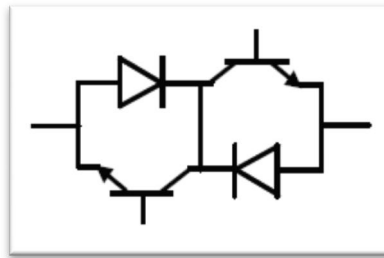


Figure (I-11) Topologie collecteur commun

• Topologie à transistor et diode en série

Deux autres configurations possibles sont créées à partir d'un transistor en série avec une diode engendrant un composant bidirectionnel en tension mais unidirectionnel en courant. L'interrupteur quatre segments est composé de deux composants disposés en antiparallèle (Figure I-14) [18]. La possibilité (a) conduit au même nombre d'alimentation isolée que la topologie à collecteur commun de la (Figure I-11).

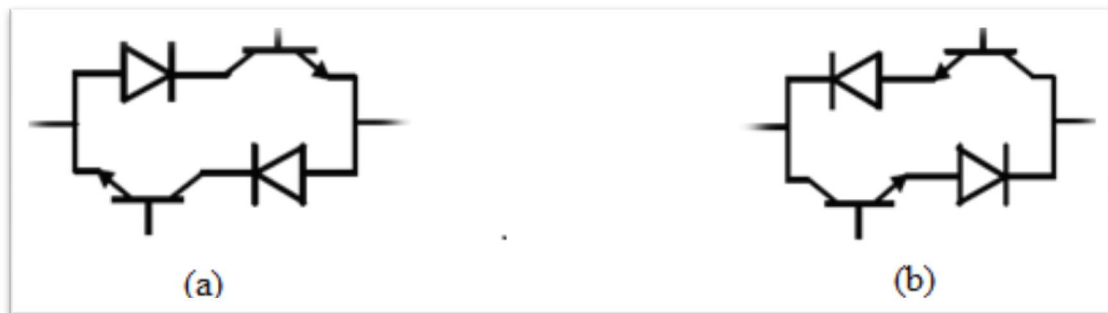


Figure (I-12) : topologie sans connexion central

I.6.1.3 Topologies à RB-IGBT

La dernière structure possible d'interrupteur est RB-IGBT qui est basée sur celle d'un IGBT de technologie N.P.T (Non-Punch-Through) (Figure I-13). Ce nouvel interrupteur permet alors de réaliser un composant commandable bidirectionnel en tension.

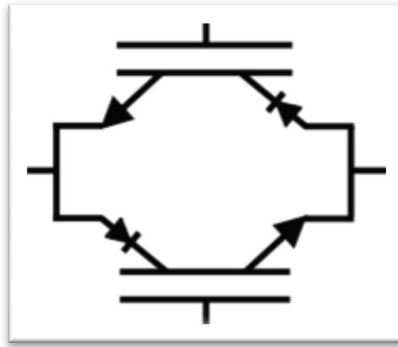


Figure (I-13) :Structure de la technologie RB-IGBT

I.6.1.4 Avantages et inconvénients de chacun de ces interrupteurs quatre segments

Association des semi-Conducteurs	Facilité de Commande	Chute de tension En conduction	Alimentations isolée Nécessaire pour la CM
Transistor et pont A diode	simple	élève	9
Transistor et diode en Anti-parallèle	Plus complexe	moyenne	6 ou 9
Transistor et diodes en Enti-série	Plus complexe	moyenne	6 ou 18
RB-IGBT	Plus complexe	faible	6

Tableau (I-1) Synthèse des interrupteurs

La connexion de semi-conducteurs la plus utilisée pour le convertisseur matriciel est celle à collecteur commun [20].

I.7Filtre d'entrée

Les convertisseurs matriciels produisent des tensions de sortie ainsi que des courants d'entrée ayant des harmoniques hautes fréquences. Ces harmoniques sont susceptibles de générer les perturbations hautes fréquences indésirables qui peuvent affecter d'autres systèmesélectroniques. En conséquence, il est nécessaire d'ajouter un ou plusieurs filtres au convertisseur.

Le rôle du dispositif de filtrage placé en amont du convertisseur matriciel est de réduire les courants harmoniques retournant au réseau en leur fournissant un chemin de faible impédance.

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

- Avoir une bonne atténuation à la fréquence de coupure,
- Introduire un minimum d'angle de déplacement à l'entrée,
- Etre peu onéreux,
- Avoir un poids et des dimensions faibles,
- Permettre un fonctionnement stable du système complet...etc.

La figure (1.17) montre les circuits des filtres utilisés pour le convertisseur matriciel. Le filtre le plus commun utilisé pour le convertisseur matriciel est le filtre passe-bas L-C [21].

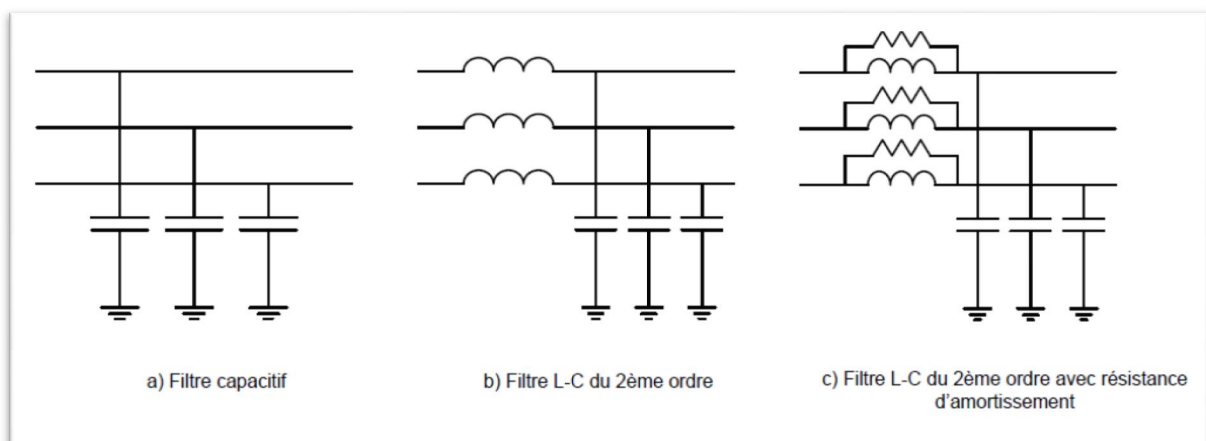


Figure (I-14): Circuits des filtres passifs communément utilisés pour le convertisseur matriciel.

La figure (I-14) (a) représente un filtre purement capacitif qui a pour rôle d'augmenter le facteur de puissance. La figure (I-14) (b) représente le filtre L-C du 2^{ème} ordre. Son rôle est de réduire les harmoniques et impose une fréquence de coupure. Le dernier filtre qui est un filtre L-C 2^{ème} ordre avec résistance d'amortissement, très utilisé avec les convertisseurs matriciels réduit considérablement les pics de tensions et du courant durant les différentes commutations.

I.8 Protection du convertisseur matriciel

L'incidence de défauts de commutation, causé par le comportement non idéal des interrupteur peut engendrer des surtensions importants aux port d'entrée et de sortie de convertisseur. Pour cette raison, un circuit d'écrêtage comme celui présentée à la figure (I-15) est connecté entre les ports du convertisseur, le circuit protégé les semi-conducteurs du convertisseur des surtensions produit par l'ouverture momentanées des trois interrupteurs d'une même branche de sortie ou de la connexion brusque de la charge

Le condensateur de circuit d'écrêtage se charge initialement à travers le premier redresseur relie au réseau; la tension de repos du condensateur est égale à la valeur crête de la tension de ligne du réseau. En cas de surtension, le second redresseur relie le condensateur aux phases de sortie et limite les tensions de ligne de sortie à la valeur crête du condensateur.

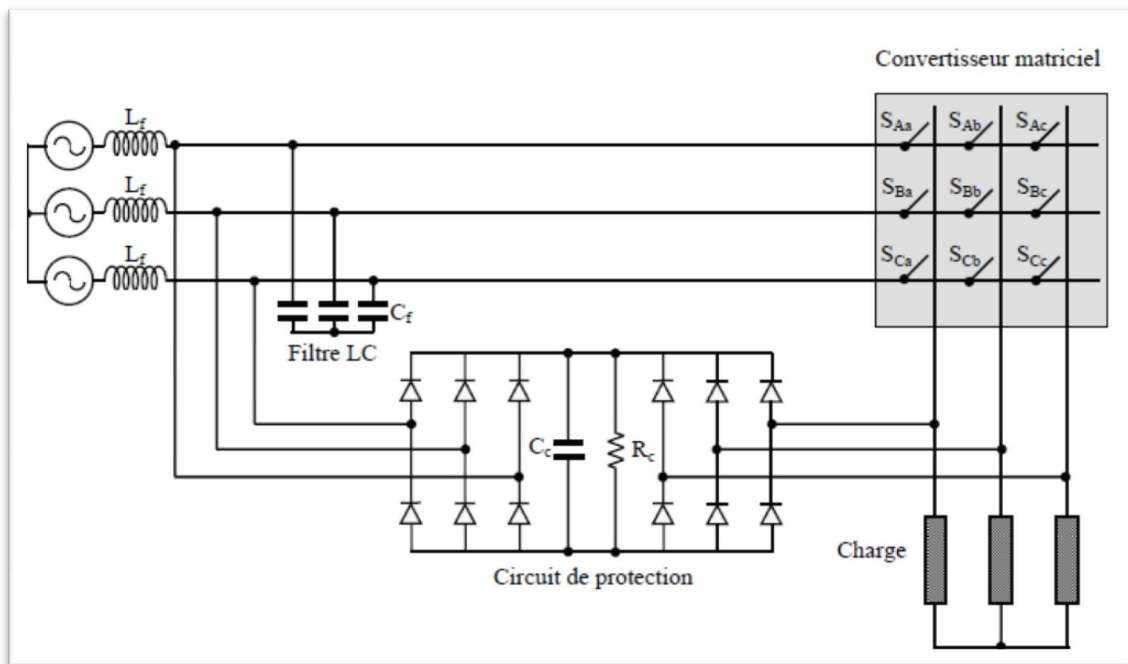


Figure (I-15) Circuit de protection d'un convertisseur matriciel

I.9 Avantages et inconvénients du convertisseur matriciel

- **Avantages**
 - Une large gamme de variation de la fréquence.
 - Un spectre de fréquence faible pour les grandeurs d'entrée aussi bien que pour les grandeurs de sortie.

- Le facteur de puissance à l'entrée peut être amélioré, de plus il peut être imposé par la commande.
- Possibilité de travailler dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension courant, ce qui permet d'avoir le fonctionnement moteur, aussi bien que le fonctionnement générateur.

- **Inconvénients**

L'inconvénient principal est qu'il génère de larges courants harmoniques à l'entrée ainsi que des tensions harmoniques à la sortie qui ne peuvent pas être éliminées facilement par des filtres. Ce problème a été résolu par Mr Venturini en 1980 qui a proposé un nouvel algorithme à commande MLI. Cet algorithme permet d'avoir des courants à l'entrée et des tensions de sortie sinusoïdale. L'inconvénient de cet algorithme est que le rapport de tension de sortie est limité 0.5. En 1989, Venturini a publié une démonstration mathématique concernant l'amélioration du rapport de tension après avoir modifié l'algorithme original.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons donné un bref historique du convertisseur matriciel relatant les principales étapes de son évolution, de sa première description au présent état de l'art.

Une approche générale a été donnée pour introduire les structures des interrupteurs. La structure des interrupteurs la plus utilisée dans le convertisseur matriciel est celle à collecteur commun.

On a aussi mis en évidence le rôle des dispositifs de filtrage et de protection qui sont nécessaires pour limiter la distorsion de courant (les harmoniques) prélevée sur le réseau ainsi que les interférences électromagnétiques engendrées par la commutation.

Le calcul des rapports cycliques nécessite un algorithme de commande, dans le chapitre suivant va d'écrire les trois algorithmes de commande, qui sont principalement adoptés dans la commande du convertisseur matriciel.

Chapitre II :

Commande du

convertisseur matriciel

Objectif

Ce chapitre décrit les trois stratégies de commandes appliquées au convertisseur matriciel qui sont réparties en deux classes : les méthodes scalaires (Venturini ; Roy et April) et la méthode vectorielle (SVM)

Bibliographie

Chapitre II

- [1] **M.Venturini, A. Alesina.** The generalised transformer: A new bidirectional sinusoidal waveform frequency converter with continuously adjustable input power factor. IEEE Proc., Power electronics specialists Conf. PESC'80, pp.242-252, New York, USA, June 1982
- [2] **Zhang L., Watthanasam C. and Shepherd W.,** "Analysis and comparison of techniques for AC-AC matrix converter", IEEE Proc. of Elect. Power Appl., vol.145, no.4, Jul.1998.
- [3] **L.Huber, D.Borojevic, N.Burany.** Analysis design and implementation of the space-vector modulator for forced-commutated cycloconverters IEE Proc., Elec. Power Appl., vol.139, no.2, pp.103-113, Mar 1992.
- [4] **L.Huber, D. Borojevic.** Space vector modulated three-phase to three matrix converter with input power factor correction. IEEE Trans. On Ind. App., vol.31, no.6, pp.1234-1246, Nov-Dec, 1995
- [5] **Casadei D., Serra G. et Tani A. et** "Matrix converter modulation strategies : a new general approach based on space-vector representation of the switch state", IEEE Trans. On Indu. Elec, vol.49, pp.370-381, 2002.
- [6] **Casadei D., Grandi G. et Serra G.** "Space vector control of matrix converters with unity input power factor and sinusoidal input /output waveforms. Conf. epe-association, vol.7, pp.170-175, Brighton, UK, 1993
- [7] **G.Roy, L.Duaguay, S.Manias, G.E. April.** Asynchronous operation of cyclo-converter with improved voltage gain by employing a scalar algorithm. Proceeding LAS, pp.889-898, October 1987
- [8] **G. Roy, G.E April.** Cycloconverter operation under a new scalar control algorithm. Proceeding PESC, vol.1, pp. 368-375, Août 1989

II.1 Introduction

Ce chapitre décrit les trois stratégies de commandes les plus répandues dans la littérature. On peut les diviser en deux classes : les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles.

La première stratégie de modulation a été proposée en 1980 par Venturini[1] spécialement pour la commande du convertisseur matriciel. Cette dernière est caractérisée par sa formulation mathématique et son application pour les tensions d'entrée du convertisseur équilibrées et parfaitement sinusoïdales. Cette méthode présente de hautes performances d'ondes de la tension de sortie et du courant d'entrée du convertisseur matriciel[2].

La seconde stratégie est l'algorithme scalaire de Roy et April, mis au point à l'École Polytechnique de Montréal.

La troisième stratégie est basée sur la modulation vectorielle ou par vecteur spécial (SVM), adopte une approche différente de celle de la modulation de Venturini. Elle consiste à déterminer la tension désirée de sortie par la sélection des états valides de commutation des interrupteurs et de calculer leurs durées de conduction correspondantes. Cette méthode a été adoptée par Huber en 1992 [3], [4], [5], [6] pour la commande du convertisseur matriciel.

II.2 Méthode de Venturini et Alesina

Venturini a proposé une stratégie de commutation à haute fréquence généralisée pour les convertisseurs matriciels. Le principe de cette méthode consiste à synthétiser la tension triphasée de sortie et le courant d'entrée à partir de la tension d'entrée et le courant de sortie respectivement chaque pour période de commutation bien définie.

Dans un premier temps, le ratio de la transformation de la tension de sortie était limité à 50% de la tension d'entrée, par la suite Venturini a modifié l'algorithme de façon à avoir 86.67% de ratio de transformation.

II.2.1 Description de l'algorithme

Cet algorithme est défini par des fonctions des tensions d'entrée et de sortie triphasées. Pour la mise en œuvre en temps réel de l'algorithme de modulation proposée, il est nécessaire de mesurer deux quelconques des trois tensions de ligne d'entrée. Puis calculer V_{im}^2 et $\omega_i t$

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9}(V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{AB}V_{BC}) \quad (\text{II.1})$$

$$\omega_i t = \arctan \left(\frac{V_{BC}}{(\frac{2}{3}V_{AB} + \frac{1}{3}V_{BC})\sqrt{3}} \right) \quad (\text{II.2})$$

Où V_{AB} et V_{BC} sont les tensions de ligne d'entrée instantanées.

La tension de sortie est calculée comme suit :

$$V_{om}^2 = \frac{2}{3}(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (\text{II.3})$$

Où V_a et V_b et V_c sont les tensions de sortie de phase

Ensuite, le rapport de tension est calculé comme suit :

$$q = \sqrt{\frac{V_{om}^2}{V_{im}^2}} \quad (\text{II.4})$$

Avec V_{im} est la tension d'entrée.

Les termes harmoniques triphasés sont calculés comme suit :

$$K_{31} = \frac{2q}{2q_m} \sin(\omega_i t) \sin(3\omega_i t) \quad (\text{II.5})$$

$$K_{32} = \frac{2q}{2q_m} \sin(\omega_i t - \frac{2\pi}{3}) \sin(3\omega_i t) \quad (\text{II.6})$$

$$K_{33} = -\sqrt{V_{om}^2} \left[\frac{1}{6} \cos(3\omega_o t) - \frac{1}{4q_m} \cos(3\omega_i t) \right] \quad (\text{II.7})$$

Où q_m est le rapport de tension (0,866).

D'après les équations précédentes, on peut calculer les fonctions de modulation des phases de sortie comme suit :

$$\begin{cases} M_{Aa} = \frac{1}{3} + K_{31} + \frac{2}{3V_{im}^2} (V_a + K_{33}) (\frac{2}{3}V_{AB} + \frac{1}{3}V_{BC}) \\ M_{Ba} = \frac{1}{3} + K_{32} + \frac{2}{3V_{im}^2} (V_a + K_{33}) (\frac{2}{3}V_{BC} - \frac{1}{3}V_{AB}) \\ M_{Ca} = 1 - (M_{Aa} + M_{Ba}) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

$$\begin{cases} M_{Ab} = \frac{1}{3} + K_{31} + \frac{2}{3V_{im}^2} (V_b + K_{33}) (\frac{2}{3}V_{AB} + \frac{1}{3}V_{BC}) \\ M_{Bb} = \frac{1}{3} + K_{32} + \frac{2}{3V_{im}^2} (V_b + K_{33}) (\frac{2}{3}V_{BC} - \frac{1}{3}V_{AB}) \\ M_{Cb} = 1 - (M_{Ab} + M_{Bb}) \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

$$\begin{cases} M_{Ac} = \frac{1}{3} + K_{31} + \frac{2}{3V_{im}^2} (V_c + K_{33}) (\frac{2}{3}V_{AB} + \frac{1}{3}V_{BC}) \\ M_{Bc} = \frac{1}{3} + K_{32} + \frac{2}{3V_{im}^2} (V_c + K_{33}) (\frac{2}{3}V_{BC} - \frac{1}{3}V_{AB}) \\ M_{Cc} = 1 - (M_{Ac} + M_{Bc}) \end{cases} \quad (II.10)$$

Les trois tensions de sortie de phase et des courants d'entrée peuvent être définies en fonction de modulation sous forme de matriciel comme suit :

$$V_{oph} = MV_{iph}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa}M_{Ba}M_{Ca} \\ M_{Ab}M_{Bb}M_{Cb} \\ M_{Ac}M_{Bc}M_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

$$I_{iph} = M^T \cdot i_{ioph}$$

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{Aa}M_{Ab}M_{Ac} \\ M_{Ba}M_{Bb}M_{Bc} \\ M_{Ca}M_{Cb}M_{Cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

Avec V_{oph} et V_{iph} sont les vecteur de tension d'entrée et de sortie.

i_{ioph} et I_{iph} sont les vecteur de courant d'entrée et de sortie.

II.2.2 Détermination des temps de fermeture des interrupteurs

Nous pouvons aussi exprimer les tensions de sortie comme suit :

$$\begin{cases} V_A = |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t) + j \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t) \\ V_B = |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}) + j \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_C = |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}) + j \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II.13)$$

$$V_o = Re\{V_o\} + Im\{V_o\}$$

Avec

$$Re\{V_o\} = t_1 \cdot |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t) + t_2 \cdot |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}) + t_3 \cdot |V_i| \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3})$$

$$Im\{V_o\} = t_1 \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t) + t_2 \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t - \frac{2\pi}{3}) + t_3 \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t - \frac{4\pi}{3})$$

En posant $q = \frac{V_{om}}{V_{im}}$ gain de tension du convertisseur matriciel ; on peut écrire :

$$t_1 \cdot \cos(\omega_i \cdot t) + t_2 \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) + t_3 \cdot \cos(\omega_i \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3}) = q \cdot \cos(\omega_o \cdot t + \theta_o)$$

$$t_1 \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t) + t_2 \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t - \frac{2 \cdot \pi}{3}) + t_3 \cdot |V_i| \cdot \sin(\omega_i \cdot t - \frac{4 \cdot \pi}{3}) = q \cdot \sin(\omega_o \cdot t + \theta_o)$$

De plus, la stratégie d'échantillonnage impose l'équation suivante :

$$t_1 + t_2 + t_3 = T_{ech} \quad (II.14)$$

Finalement, la résolution de ce système à trois équations et trois inconnues nous donne :

$$\begin{cases} t_1 = \frac{T_{ech}}{3} \cdot [1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_o - \omega_i) \cdot t + \theta_o)] \\ t_2 = \frac{T_{ech}}{3} \cdot [1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_o - \omega_i) \cdot t + \theta_o + 2 \cdot \frac{\pi}{3})] \\ t_3 = \frac{T_{ech}}{3} \cdot [1 + 2 \cdot q \cdot \cos((\omega_o - \omega_i) \cdot t + \theta_o + 4 \cdot \frac{\pi}{3})] \end{cases} \quad (II.15)$$

La généralisation aux trois branches a pour résultat :

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} t_{Ba} t_{Ca} \\ t_{Ab} t_{Bb} t_{Cb} \\ t_{Ac} t_{Bc} t_{Cc} \end{bmatrix} =$$

$$\frac{T_{ech}}{3} \cdot \begin{bmatrix} 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{4\pi}{3}) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) \\ 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{2\pi}{3}) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o + \frac{4\pi}{3}) & 1 + 2 \cdot q \cdot \cos(\omega_m \cdot t + \theta_o) \end{bmatrix}$$

Avec : $\omega_m = \omega_o - \omega_i$

II.3 Méthode Scalaire de Roy & April

II.3.1 Description de la méthode

En 1987, G.ROY a proposé une autre stratégie de modulation scalaire [7]. L'algorithme de modulation est basé sur le rapport instantané de phase d'entrée mesuré pour calculer la matrice de conversion du convertisseur matriciel [8].

Roy a défini les tensions d'entrée V_M , V_L et V_K selon les règles suivantes:

- L'indice M est affecté à la phase d'entrée ayant une polarité différente des deux autres phases d'entrée.
- L'indice L est attribué à la plus petite des deux autres tensions en valeur absolue.

- L'indice K est affecté à la dernière tension d'entrée.

II.3.2 Calcul des temps de fermetures des interrupteurs

Comme pour la méthode de Venturini, les équations restent valides :

$$t_M + t_L + t_K = T_{ech} = \frac{1}{f_{ech}} \quad (\text{II.16})$$

$$V_{om} = \frac{1}{T_{ech}} \cdot (V_M t_M + V_L t_L + V_K t_K) \quad (\text{II.17})$$

Où V_{om} est la tension de sortie sur une période d'échantillonnage.

On introduit en plus une nouvelle équation ; les temps t_L et t_K sont choisis en respectant le critère suivant :

$$\frac{t_K}{t_L} = \frac{V_K}{V_L} = \rho_{KL} \quad (\text{II.18})$$

Pour $V_K, V_L \geq 0$ Telque : $0 \leq \rho_{KL} \leq 1$

ρ_{KL} : définit le rapport des temps d'activation des deux tensions d'entrées ayant la même polarité instantanée.

A partir des équations (II.16), (II.17) et (II.18), on détermine les temps d'activation des interrupteurs référés au système de tensions V_K, V_L et V_M

$$\begin{cases} t_L = T_{sw} \cdot \frac{V_o - V_M}{\rho_{KL} V_K + V_L - (1 + \rho_{KL}) V_M} \\ t_K = \rho_{KL} \cdot t_L \\ t_M = T_{ech} - t_L - t_K \end{cases} \quad (\text{II.19})$$

Il faut évaluer continuellement les tensions V_K, V_L et V_M afin de les connecter à la sortie durant des temps t_K, t_L et t_M d'une séquence T_{ech} .

II.3.3 Calcul des rapports cycliques m_{ij}

Les rapport cycliques de chaque cellule de commutation peuvent être calculés sur une période de découpage T avec les relations suivantes :

Section 1 :

$$\begin{cases} V_K = V_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ V_L = V_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ V_M = V_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

Section 2 :

$$\begin{cases} V_K = V_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ V_L = V_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ V_M = V_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

Section 3 :

$$\begin{cases} V_K = V_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ V_L = V_B \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ V_M = V_C \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

Section 4 :

$$\begin{cases} V_K = V_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ V_L = V_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ V_M = V_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

Section 5 :

$$\begin{cases} V_K = V_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ V_L = V_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ V_M = V_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

Section 6 :

$$\begin{cases} V_K = V_B \text{ alors : } m_{12} = \frac{t_K}{T_{ech}} \\ V_L = V_C \text{ alors : } m_{13} = \frac{t_L}{T_{ech}} \\ V_M = V_A \text{ alors : } m_{11} = \frac{t_M}{T_{ech}} \end{cases}$$

II.4 Méthode de modulation du vecteur d'espace (SVM)

II.4.1 Description de la méthode

Le concept de modulation vectorielle (SVM) connu et utilisé traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendu aux convertisseurs matriciels par L.Huber et D.Borojević en 1989 [4]. Cette approche est basée sur la représentation en vecteur d'espace de \vec{V}_o et \vec{I}_o dans le repère dq . Le vecteur d'espace est obtenu à partir de la transformée de Concordia.

$$\vec{V}_o = \frac{2}{3} \cdot (V_{o1} + a \cdot V_{o2} + a^2 \cdot V_{o3}) = V_o \cdot e^{j\alpha_o \cdot t} \quad (\text{II.20})$$

$$\vec{I}_1 = \frac{2}{3} \cdot (I_{i1} + a \cdot I_{i2} + a^2 \cdot I_{i3}) = I_i \cdot e^{j\beta_i \cdot t} \quad (\text{II.21})$$

Les vecteurs \vec{V}_o et \vec{I}_1 ont une longueur (amplitude V_o et I_1), un angle (α_o et β_i) et fréquence (vitesse de rotation dans l'espace vectoriel) définis par leur consigne.

II.4.2 Représentation des états du convertisseur dans le plan vectoriel

Le fonctionnement du convertisseur matriciel impose un seul interrupteur passant par phase de sortie. Cela conduit à 27 états possibles pour les interrupteurs du convertisseur. En appliquant de nouveau les équations (II.20) et (II.21), il est possible de déterminer le vecteur tension de sortie et courant d'entrée pour chaque état du convertisseur matriciel.

Comme le montre les tableaux (II.1), (II.2) et (II.3), les 27 états possibles du convertisseur peuvent être décomposés en trois groupes :

Groupe I : constitué de 18 combinaisons ; Ce groupe crée des vecteurs ayant une direction fixe (angles constants décalés de $\pm 120^\circ$) mais avec une amplitude qui varie avec les tensions d'entrée et/ou les courants de sortie. Ces combinaisons résultent de l'utilisation d'une seule

Chapitre II : Commande du convertisseur matriciel

tension composée d'entrée. Elles sont donc générées par la connexion de deux phases de sortie à un même potentiel d'entrée .

Groupe II : constitué de 3 états ; Ce groupe crée une roue libre sur la charge .Ces combinaisons sont générées par la connexion des trois phases de sortie sur la même phase d'entrée engendrant des tensions de sortie et des courants d'entrée nuls.

Groupe III : les six dernière combinaisons sont produites par la connexion de chacune des phases de sortie sur une phase d'entrée distincte. Ces états engendrents la création de vecteurs tournants d'amplitude constante .La maîtrise de ces vecteurs est plus complexe que ceux des deux premiers groupes .Ils ne sont pas utilisés dans la modulation vectorielle.

Groupe		Interrupteurs fermés			Tension d'entrée			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
I	1P	S ₁₁	S ₂₂	S ₃₂	V _{AB}	0	-V _{AB}	I _a	-I _a	0	(2/3)V _{AB}	0	2/√3I _a	-π/6
	1N	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₁	-V _{AB}	0	V _{AB}	-I _a	I _a	0	(-2/3)V _{AB}	0	-2/√3I _a	-π/6
	2P	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₃	V _{BC}	0	-V _{BC}	0	I _a	-I _a	(2/3)V _{BC}	0	2/√3I _a	-π/2
	2N	S ₁₃	S ₂₂	S ₃₂	-V _{BC}	0	V _{BC}	0	-I _a	I _a	(-2/3)V _{BC}	0	-2/√3I _a	-π/2
	3P	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₁	V _{CA}	0	-V _{CA}	-I _a	0	I _a	(2/3)V _{CA}	0	2/√3I _a	π/6
	3N	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₃	-V _{CA}	0	V _{CA}	I _a	0	-I _a	(-2/3)V _{CA}	0	-2/√3I _a	π/6
	4P	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₂	-V _{AB}	V _{AB}	0	I _b	-I _b	0	(2/3)V _{AB}	2π/3	2/√3I _b	-π/6
	4N	S ₁₂	S ₂₂	S ₃₁	V _{AB}	-V _{AB}	0	-I _b	I _b	0	(-2/3)V _{AB}	2π/3	-2/√3I _b	-π/6
	5P	S ₁₃	S ₂₂	S ₃₃	-V _{BC}	V _{BC}	0	0	I _b	-I _b	(2/3)V _{BC}	2π/3	2/√3I _b	π/2
	5N	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₂	V _{BC}	-V _{BC}	0	0	-I _b	I _b	(-2/3)V _{BC}	2π/3	-2/√3I _b	π/2
	6P	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₁	-V _{CA}	V _{CA}	0	-I _b	0	I _b	(2/3)V _{CA}	2π/3	2/√3I _b	π/6
	6N	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₃	V _{CA}	-V _{CA}	0	I _b	0	-I _b	(-2/3)V _{CA}	2π/3	-2/√3I _b	π/6
	7P	S ₁₂	S ₂₂	S ₁₃	0	-V _{AB}	V _{AB}	I _c	-I _c	0	(2/3)V _{AB}	4π/3	2/√3I _c	-π/6
	7N	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₂	0	V _{AB}	-V _{AB}	-I _c	I _c	0	(-2/3)V _{AB}	4π/3	-2/√3I _c	-π/6
	8P	S ₁₃	S ₂₃	S ₃₂	0	-V _{BC}	V _{BC}	0	I _c	-I _c	(2/3)V _{BC}	4π/3	2/√3I _c	π/2
	8N	S ₁₂	S ₂₂	S ₃₃	0	V _{BC}	-V _{BC}	0	-I _c	I _c	(-2/3)V _{BC}	4π/3	-2/√3I _c	π/2
	9P	S ₁₁	S ₂₁	S ₃₃	0	-V _{CA}	V _{CA}	-I _c	0	I _c	(2/3)V _{CA}	4π/3	2/√3I _c	π/6
	9N	S ₁₃	S ₂₃	S ₃₁	0	V _{CA}	-V _{CA}	I _c	0	-I _c	(-2/3)V _{CA}	4π/3	-2/√3I _c	π/6

Tableau (2-1) : Combinaisons valides du convertisseur matriciel (Vecteurs stationnaires)

Chapitre II : Commande du convertisseur matriciel

Groupe	Interrupteurs fermés			Tension d'entrée			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
	S ₁₁	S ₂₁	S ₃₁										
II	S ₁₁	S ₂₁	S ₃₁	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	S ₁₂	S ₂₂	S ₃₂	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
	S ₁₃	S ₂₃	S ₃₃	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Tableau (II-2): Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs nuls)

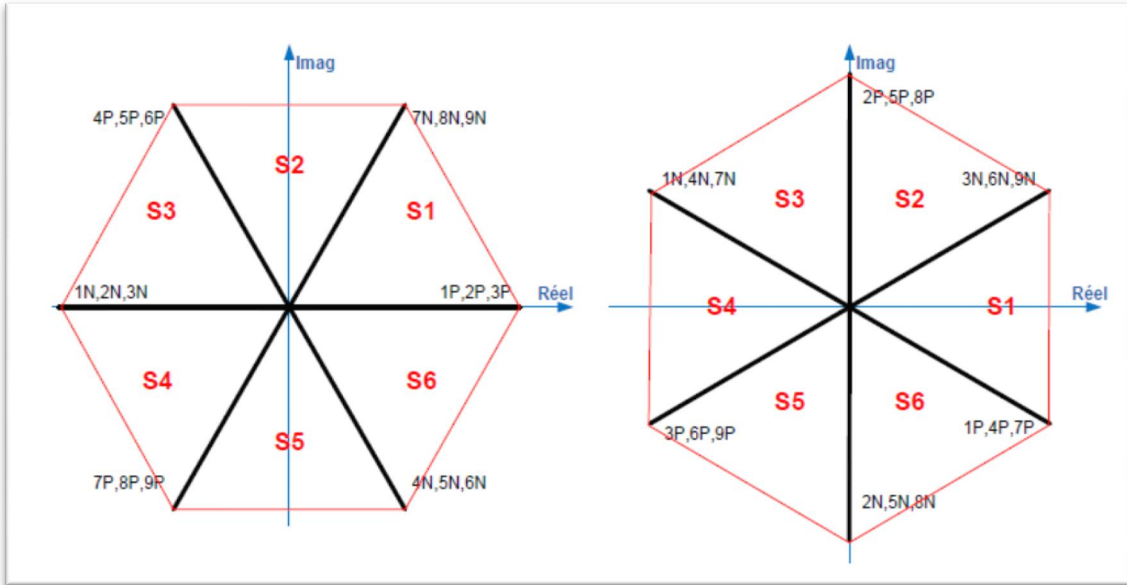
Groupe	Interrupteurs fermés			Tension d'entrée			Courant d'entrée			Phaseur tension		Phaseur courant	
	S ₁₁	S ₂₁	S ₃₁										
III	S ₁₁	S ₂₂	S ₃₃	V _{AB}	V _{BC}	V _{CA}	I _a	I _b	I _c	(2/3)V _{AB}	0	2/√3 I _a	-π/6
	S ₁₁	S ₂₃	S ₃₂	-V _{CA}	-V _{BC}	-V _{AB}	I _a	I _c	I _b	(-2/3)V _{AB}	0	-2/√3 I _a	-π/6
	S ₁₂	S ₂₁	S ₃₃	-V _{AB}	-V _{CA}	-V _{BC}	I _b	I _a	I _c	(2/3)V _{BC}	0	2/√3 I _a	-π/2
	S ₁₂	S ₂₃	S ₃₁	V _{BC}	V _{CA}	V _{BC}	I _c	I _a	I _b	(-2/3)V _{BC}	0	-2/√3 I _a	-π/2
	S ₁₃	S ₂₁	S ₃₂	V _{BC}	V _{CA}	V _{AB}	I _b	I _c	I _a	(2/3)V _{CA}	0	2/√3 I _a	π/6
	S ₁₃	S ₂₂	S ₃₁	-V _{BC}	-V _{AB}	-V _{CA}	I _c	I _b	I _a	(-2/3)V _{CA}	0	-2/√3 I _a	π/6

Tableau (II-3): Configurations valides du convertisseur matriciel (Vecteurs tournants)

II.4.3 Représentation des vecteurs stationnaires

La représentation des 18 vecteurs stationnaires forme dans le plan complexe 6 sections. La Figure (II-1) montre les hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée.

On obtient six sections ayant chacune un angle de 60°. Elles sont identifiées par six configurations d'interrupteurs.



Figure(II-1): Hexagones de la tension de sortie et du courant d'entrée

P pour les configurations positives et N pour leurs complémentaires négatives.

A chaque période d'échantillonnage Tech, le vecteur de tension de référence $V_{o,ref}$ et le courant d'entrée de référence $I_{i,ref}$ sont représentés dans les plans complexes de la Figure (II-2).

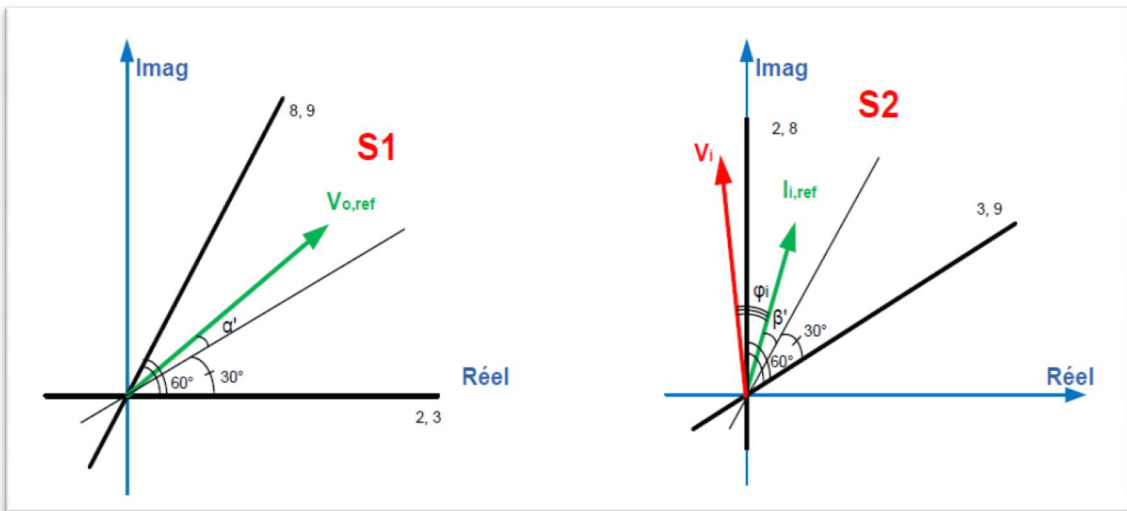


Figure (II-2): Exemple de représentation des vecteurs de tension et de courant de référence

Le Tableau (2-4) nous montre les configurations communes en fonction des sections où se situent les références de tension de sortie et de courant d'entrée dans les hexagones de la Figure (II-2)

		S _v		
		secteur	1	2
S _i	1	+9 -7 -3 +1	-6 +4 +9 -7	+3 -1 -6 +4
	2	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6
	3	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +6 -8	+1 -2 -4 +5
	4	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4
	5	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6
	6	+7 +8 +1 -2	+4 -5 -7 +8	-1 +2 +4 -5
		A B C D	A B C D	A B C D

		S _v		
		secteur	4	5
S _i	1	-9 +7 +3 -1	+6 -4 -9 +7	-3 +1 +6 -4
	2	+8 -9 -2 +3	-5 +6 +8 -9	+2 -3 -5 +6
	3	-7 +8 +1 -2	+4 -5 -6 +8	-1 +2 +4 -5
	4	+9 -7 -3 +1	-6 +4 -9 -7	+3 -1 -6 +4
	5	-8 +9 +2 -3	+5 -6 -8 +9	-2 +3 +5 -6
	6	+7 -8 -1 +2	-4 +5 +7 -8	+1 -2 -4 +5
		A B C D	A B C D	A B C D

Tableau (II-4) : Configurations communes selon les secteurs des vecteurs références

On remarque que $V_{o,ref}$ et $I_{i,ref}$ auront à chaque instant quatre configurations communes sur les douze configurations des vecteurs formant leurs sections respectives.

Les sections où se trouvent les vecteurs références que l'on désire reproduire sont identifiées par leurs indices positifs.

II.4.4 Calcul du rapport cyclique des vecteurs utilisés

Les δ_i sont les rapports cycliques d'utilisation des vecteurs A,B,C, D pour construire les vecteurs de référence $V_{o,ref}$ et $I_{i,ref}$. Afin de déterminer ces quatre inconnues ($\delta_A, \delta_B, \delta_C$ et δ_D), le système de quatre équations (II-23) doit être résolu. Il n'a pas de solution unique car ces équations sont liées par la conversion de la puissance instantanée de part et d'autre du convertisseur matriciel.

Un choix habituellement effectué dans les modulations vectoriels pour lever cette indétermination est de rendre les deux vecteurs $|A|\delta_A + |B|\delta_B$ et $|C|\delta_C + |D|\delta_D$

Colinéaires à $I_{i,ref}$.

Ceci est défini par la relation (II-22)

$$\begin{cases} (|A|\delta_A + |B|\delta_B)je^{j\beta_i\frac{\pi}{3}} = 0 \\ (|C|\delta_C + |D|\delta_D)je^{j\beta_i\frac{\pi}{3}} = 0 \end{cases} \quad (II-22)$$

Des rapports cycliques identifiées par δ_i pour chaque configuration répertoriée A, B, C et D sont défini par (II.23) [29]

$$\begin{cases} \delta_A = (-1)^{n_v+n_i} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos(\alpha'_o - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta'_i - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \\ \delta_A = (-1)^{n_v+n_i+1} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos(\alpha'_o - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta'_i - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \\ \delta_A = (-1)^{n_v+n_i+1} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos(\alpha'_o - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta'_i - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \\ \delta_A = (-1)^{n_v+n_i} \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) \cdot q \frac{\cos(\alpha'_o - \frac{\pi}{3}) \cdot \cos(\beta'_i - \frac{\pi}{3})}{\cos \varphi_i} \end{cases} \quad (2-23)$$

Où :

- ❖ n_v : Numéro de la section où se trouve la phase de la tension de sortie de référence.
- ❖ n_i : Numéro de la section où se trouve la phase du courant d'entrée de référence.
- ❖ α'_o : Angle entre le milieu de la section où se trouve le phaseur tension de référence et le phaseur lui-même.
- ❖ β'_i : Angle entre le milieu de la section où se trouve le phaseur courant de référence et le phaseur lui-même.
- ❖ q : Ratio de tension (sortie vs entrée).
- ❖ φ_i : Déphasage du courant d'entrée.

Il est ensuite nécessaire de définir le rapport cyclique δ_o donnant le temps d'application de la roue libre.

$$\delta_o = 1 - (\delta_A + \delta_B + \delta_C + \delta_D) \quad (\text{I-24})$$

II.4.5 Détermination des rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs

A partir des rapports cycliques δ_i des configurations, il faut déterminer les rapports cycliques m_{ij} des interrupteurs.

Chaque configuration correspond à trois interrupteurs actifs, un seul sur chaque branche de sortie. La méthode la plus simple à réaliser consiste à sommer les quatre rapports cycliques δ_i des quatre configurations sélectionnées durant un pas d'échantillonnage, et d'introduire, le cas échéant, la ou les configurations des vecteurs nuls choisis.

$$\begin{cases} t_{11} + t_{12} + t_{13} = T_{éch} \\ t_{21} + t_{22} + t_{23} = T_{éch} \\ t_{31} + t_{32} + t_{33} = T_{éch} \end{cases} \quad (\text{II-25})$$

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté le convertisseur matriciel commandé par les techniques de modulation de Venturini, Alisina et Roy, April.

D'après cette étude, on constate que la technique de modulation de Venturini et Alisina permet de moduler d'une manière très précise le courant d'entrée ainsi que la tension de sortie.

D'un autre côté, l'algorithme scalaire de Roy et April nécessite la mesure des tensions à l'entrée du convertisseur afin de déterminer les temps d'activation des interrupteurs.

Finalement la modulation de vecteur d'espace (SVM) nécessite de sélectionner les configurations de convertisseur et de calculer les temps d'activation.

Le chapitre suivant sera consacré à l'application des différentes stratégies de modulation au moteur asynchrone.

Chapitre III :

Association du

convertisseur matriciel

au moteur asynchrone

Objectif :

L'objectif de ce chapitre est la modélisation et l'utilisation de la stratégie de Venturini pour commander un moteur asynchrone

Bibliographie

Chapitre III

- [1] **L. BAGHLI.** Méthodes de commande du moteur asynchrone pour un cahier de charge précis. Rapport de stage de DEA, Université HENRI POINCARÉ, NANCY, JUILLET, p. 76, 1995
- [2] **B. Robyns, B. François, P. Degobert, J.P. Hautier.** Commande vectorielle de la machine asynchrone, Edition TECHNIP, 2007
- [3] **P. Vas.** Vector Control of AC Machines», Oxford University Press, UK, 1990
- [4] **L. BAGHLI, A. REZZOUG.** A field oriented control method using Decoupling terms for induction motors. In proc. 2nd EPE chapter symposium on electric drive design and applications, Nancy, pp. 40-46.
- [5] **M. BIRAME.** Commande floue d'un convertisseur AC-DC à UPF encascade avec un convertisseur DC-DC double étage alimentant un système de biberonnage par super capacités d'un véhicule électrique. Mémoire de magister, université de BATNA (Faculté des sciences de l'ingénieur, département d'électrotechnique). Soutenance en 2003.

III.1 Introduction

La première partie de ce chapitre est consacrée à la modélisation du moteur asynchrone triphasé. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous proposons une méthode pour alimenter le convertisseur matriciel qui s'appuie sur la théorie de VENTURINI sur les paramètres électriques (courant) et mécanique (vitesse ; couple) d'un moteur asynchrone.

III.2 Description du moteur asynchrone

Le moteur asynchrone triphasé est le plus utilisé pour assurer la variation de vitesse et du couple dans la mécanismes industriel .Il est constitué du stator et du rotor avec trois enroulement (bobines) parcourus par un courants alternatifs triphasés qui présentent le stator et un autre ensemble de trois enroulements qui sont court-circuités et qui forme le rotor.

Dans un moteur asynchrone à cage d'écureuil, les spires au rotor sont constituées par des barres de fer entourant le rotor et formant une cage cylindrique appelée cage d'écureuil. Les courants alternatifs dans le stator créent un champ magnétique tournant à la pulsation de synchronisme et le rotor tourne à une vitesse plus petite que la vitesse de synchronisme. On dit que le rotor glisse par rapport au champ tournant et ce glissement dépend de la charge.

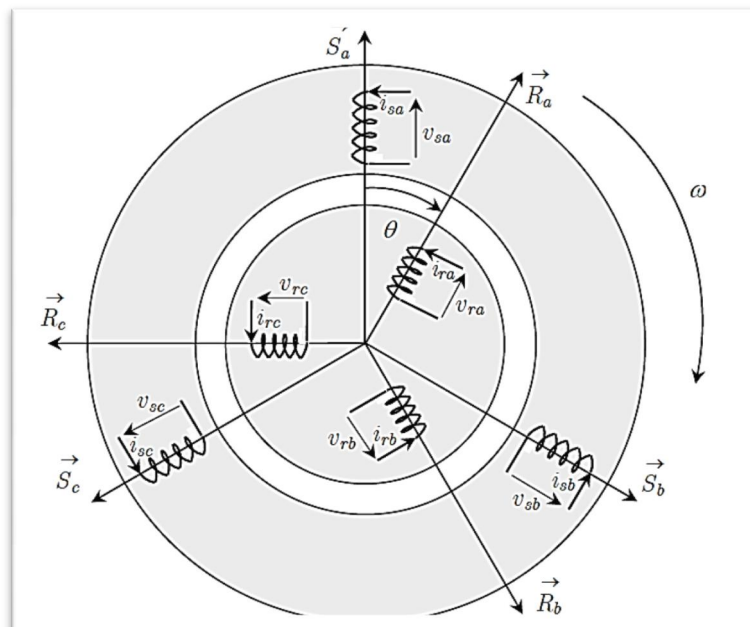


Figure (III-1): Représentation électrique des enroulements d'un moteur asynchrone triphasé.

III.2.1 Avantage et inconvénient du moteur asynchrone

➤ **Avantages du moteur asynchrone**

Le moteur asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie. Il est robuste, fiable, économique et il est également apprécié pour sa très bonne standardisation.

➤ **Inconvénient du moteur asynchrone**

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel du moteur à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50%).

III.3 Modèle du moteur asynchrone

III.3.1 Hypothèses simplificatrices

Les hypothèses simplificatrices admises dans le modèle du moteur asynchrone sont

- ❖ Parfaite symétrie du moteur.
- ❖ Absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- ❖ Répartition spatiale sinusoïdale des différents champs magnétiques le long de l'entrefer.
- ❖ Equivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.

III.3.2 Elaboration des différentes équations

Le comportement du moteur asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equations mécaniques

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

Concernant les équations électriques, nous avons dans le repère a-b-c le système matriciel suivant:

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.1})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \quad (\text{III.2})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}]$$

Concernant les équations magnétiques, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a-b-c, comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

En posant :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

On aura alors:

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)([L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}]) \quad (\text{III.6})$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)([L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}])$$

Enfin, pour les équations mécaniques, on étudie les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage,

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

la variation de la charge à l'arbre, etc....), il faut alors ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles, qui sont :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \quad (\text{III.7})$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

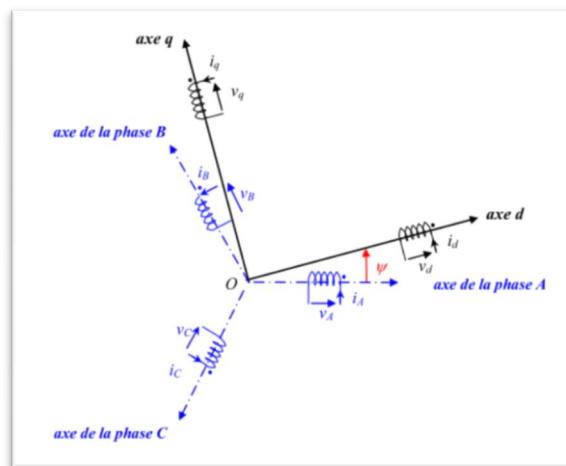
$$\omega = p\Omega \quad (\text{III.8})$$

- **Remarque :** Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage.

III.4 Transformation de Park

La transformation de Park consiste en une transformation triphasée-diphasée et permet de passer du référentiel fixe (A,B,C) vers le repère mobile (d, q) [1].

Les variables et les paramètres sont alors présentés dans un référentiel à deux axes : l'axe direct (d) et l'axe de quadrature arrière (q) perpendiculaire et mutuellement couplés, l'angle ψ entre les deux repères est appelé l'angle de Park



La figure (III.2) : le principe de la transformation de Park

On remarque sur la figure (III.2) que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation [2]:

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (\text{III.9})$$

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (\text{III.10})$$

La transformation de Park permet d'exprimer la valeur $[x]$ dans un référentiel d'axe (d, q) .

$$[x] = [P(\theta)][x]_{abc} \quad (\text{III.11})$$

- **Directe**

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

- **Indirecte**

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{cs0} \end{bmatrix} = [P^{-1}(\theta_s)] \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Où C : est une constante qui peut prendre soit les valeurs :

- $C = \frac{2}{3}$ pour la transformation directe $[x]_{dq0} = [P(\theta)][x]_{abc}$ et 1 pour la transformation inverse $[x]_{abc} = [P(\theta)]^{-1}[x]_{dq0}$, cette transformation conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple.

III.4.1 Equations électriques dans le repère de Park

- **Equations électriques**

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{qr} \\ 0 = r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

- **Equations magnétiques**

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M_{SR} I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M_{SR} I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M_{SR} I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M_{SR} I_{qs} \end{cases} \text{(III.15)}$$

Avec

$$L_s = l_s - m_s$$

$$L_r = L_r + m_r$$

- **Equations mécaniques**

Un dernier point indispensable de la modélisation du moteur asynchrone est l'équation mécanique du moteur qui en décrit le mouvement. Cette équation s'écrit :

$$C_{em} - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \text{(III.16)}$$

L'expression du couple électromagnétique du moteur s'écrit :

$$C_{em} = P(\Phi_{ds} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}) \text{(III.17)}$$

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \text{(III.18)}$$

III.4.2 Choix du type de référentiel

Suivant le principe de fonctionnement du moteur asynchrone, nous pouvons résumer qu'il existe trois choix utiles de référentiel de deux axes :

- **Référentiel fixe au stator** (référentiel stationnaire $\psi = 0$): axes désigné par (α, β) . Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.
- **Référentiel fixé au rotor** (référentiel tournant $\frac{d\psi}{dt} = \omega$): axes désigné par (x, y) . Ce choix est très utilisé dans l'étude des régimes transitoires des moteurs asynchrones.
- **Référentiel fixé au champ tournant** (référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone $\frac{d\psi}{dt} = \omega_s$): axes désigné par (d, q) .

III. Commande vectorielle d'un moteur asynchrone

III.5.1 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle a été découvert par Blaschke en 1972. Il ramène le comportement du moteur asynchrone à celui d'une machine à courant continu. De nombreuses variantes de commande vectorielle ont été présentées dans la littérature technique qu'on peut classer de la façon suivante :

Mode d'alimentation

- Commande en tension
- Commande en courant

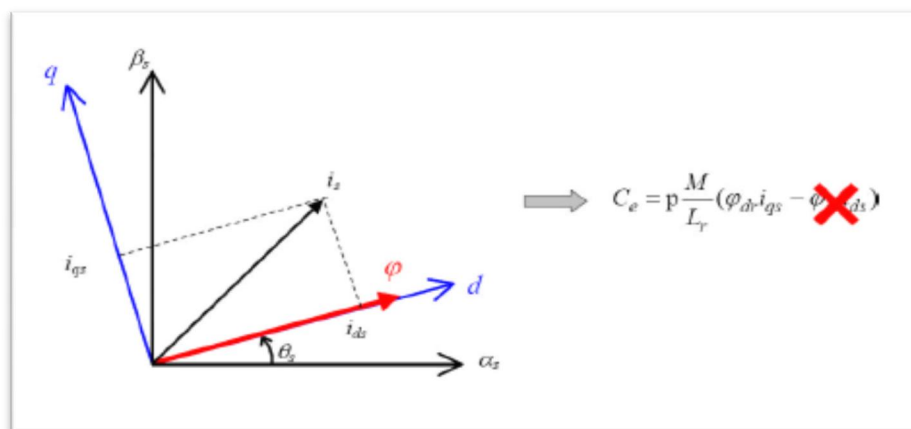
Détermination de la position du flux

- Directe nécessite la mesure du flux ou observation
- Indirecte nécessite le contrôle de la fréquence de glissement

Acquisition du repère d,q sur

- Flux rotorique
- Flux statorique
- Flux d'entrefer

Le contrôle du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage total entre le couple et celui du flux. Nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation de l'axe 'd' suivant l'axe du flux rotorique figure (III.8).



Figure(III.3) principe de la commande vectorielle

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

Si le repéré est parfaitement orienté, alors la composant Φ_{qr} est nulle et $\Phi_{dr}=\Phi_r$.L'avantage d'utiliser ce repère est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent .Il est alors plus aisé de faire la régulation .Dans ces condition, le modèle du moteur alimenté en tension lié au champ tournant s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{1}{\sigma L_s} R_{eq} i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rq} \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} R_{eq} i_{sq} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{rd} \omega + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \Phi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_g \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{rd} + \omega_g \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{p}{J} (C_{em} - C_L) - \frac{f}{J} \omega \end{array} \right. \quad (III.19)$$

Avec

$$C_{em} = -\frac{p L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds}) \quad (III.20)$$

$$\omega_g = \omega_s - \omega, \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ et } R_{eq} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right)$$

Ainsi, nous obtenons :

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{array} \right. \quad (III.21)$$

En appliquant l'équation (III.21), le modèle (III.19) et (III.20) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} i_{sd} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sd} + \omega_s i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\Phi_r}{dt} \right) + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{d}{dt} i_{sq} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} i_{sq} + \omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \end{array} \right. \quad (III.22)$$

Et

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \Phi_r = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} \\ \omega_g = \frac{L_m R_r}{L_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{p}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} \omega \end{array} \right. \quad (III.23)$$

Avec

$$C_{em} = \frac{p L_m}{L_r} \Phi_r i_{qs}$$

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

Après le passage par la transformation de Laplace, nous obtenons les équations suivantes :

$$\Phi_r = \frac{L_m}{1+s\tau_r} i_{ds} \quad (\text{III.24})$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{PL_m}{L_r} \Phi_r i_{qs} \quad (\text{III.25})$$

La position angulaire θ_s du repère d'axe (d,q) par rapport à la phase statorique de référence $\overline{S_d}$ est obtenue par :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (\text{III.26})$$

Avec

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad (\text{III.27})$$

Et

$$\omega_g = \frac{L_m}{C_r} \frac{i_{qs}}{\Phi_r} \quad (\text{III.28})$$

Suivant l'approche utilisée pour avoir une orientation de champ, deux principales méthodes de la commande vectorielle peuvent être distinguées, à savoir : la méthode directe et la méthode indirecte

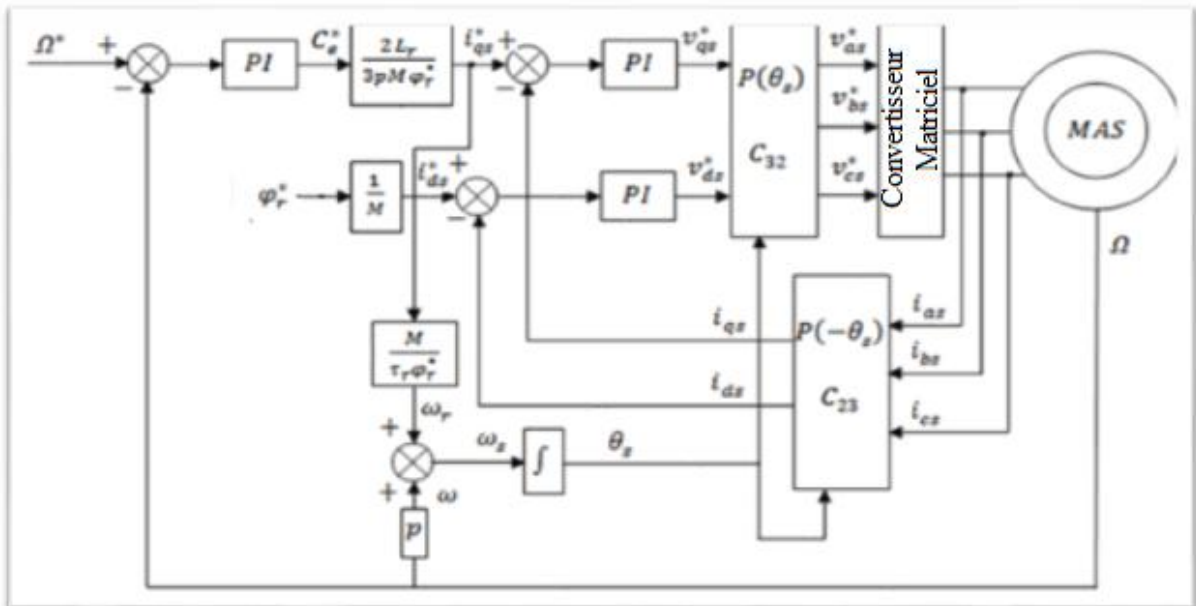
Dans notre travail, nous nous intéressons à la méthode indirecte vue qu'elle est la plus simple. Elle n'exige pas de capteurs de flux. Donc il n'y aura pas de régulation de flux et plus facile à implémenter par rapport à la méthode directe.

III.5.2 Méthode indirecte de la commande vectorielle

Dans ce type de commande, l'angle θ_s utilisé pour la transformation directe et inverse est calculé à partir de la formule suivante :

$$\theta_s = \int \left(p\Omega + \frac{i_{qs}^*}{\tau_r i_{ds}^*} \right) dt \quad \text{Où} \quad I_{ds}^* = \frac{\varphi_r^*}{M} \quad (\text{III.29})$$

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone



La figure (III.4) : représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse du moteur asynchrone

Les principaux constituants dans ce type de commande sont la boucle de régulation de vitesse, celles des courants I_{ds} et I_{qs} , le bloc de calcul de θ_s et les transformations directe et inverse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence I_{qs}^* . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques des IGBT de l'onduleur et de la surcharge du moteur. I_{qs}^* est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence V_{qs}^* qui à son tour est limité à $\pm \frac{E}{2}$.

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds} de référence est calculé à partir du flux à imposer. Ce flux correspond à sa valeur nominale pour la zone de vitesse inférieure à la vitesse de base. Au-delà de cette zone, on procède au défluxage du moteur de manière à pouvoir atteindre des vitesses supérieures. Le couple maximal que l'on peut imposer devient alors plus faible. Le procédé de défluxage en grande vitesse est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert à lutter que contre les frottements) pendant la marche nominale.

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

La sortie du régulateur de I_{ds} donne la tension de référence V_{ds}^* . Les deux tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* sont alors transformées en grandeurs statoriques $V_{\alpha s}^*$ et $V_{\beta s}^*$, à l'aide d'une rotation d'angle θ_s .

L'onduleur à *MLI* applique des créneaux de tensions au moteur dont les valeurs moyennes sur une période de *MLI* correspondent aux valeurs $V_{\alpha s}^*$, $V_{\beta s}^*$, V_{cs}^* . Les courants $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ sont mesurés puis transformés dans le référentiel et donnent I_{ds} et I_{qs} qu'on utilise pour la régulation des courants.

En parallèle, la "pulsation statorique" puis l'angle θ_s sont calculés à partir d'une mesure de vitesse mécanique et du calcul de la "pulsation de glissement". C'est cet angle qui sera utilisé dans les transformations directes et inverse.

En analysant ce schéma de commande et les équations associées, on voit apparaître principalement deux paramètres : M et τ_r . Ils lient le flux rotorique et le courant I_{ds} qui le contrôle, mais ils apparaissent surtout dans la formule qui permet de calculer θ_s . Une surestimation ou une sous-estimation de la constante de temps rotorique conduisent respectivement à une surexcitation ou une sous-excitation du moteur. Dans les deux cas, l'amplitude et la phase du flux rotorique ne sont pas celles que l'on voudrait imposer, il en résulte une dégradation des performances, voire une instabilité du système. On perd alors le contrôle vectoriel.

III.6 Régulation, méthodes classiques

III.6.1 Introduction

La commande vectorielle utilisée dans cette partie de la thèse est une commande indirecte par orientation du flux rotorique. Par rapport au schéma introduit au paragraphe précédent (figure III.9), il est intéressant d'ajouter des termes de découplage afin de rendre les axes $(d; q)$ complètement indépendants. Les performances qu'apporte ce découplage additionnel ont été montrées dans [3] et [4]. Ce découplage permet surtout d'écrire les équations du moteur et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs.

III.6.2 Découplage

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = (R_s + p\sigma L_s)i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ V_{qs} = (R_s + p\sigma L_s)i_{qs} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \phi_r = \frac{M}{1+p\tau_r} i_{ds} \\ \omega_r = \frac{M}{\tau_r \phi_r} i_{qs} \end{array} \right. \quad (\text{III.30})$$

Nous pouvons alors représenter le moteur par le schéma bloc suivant :

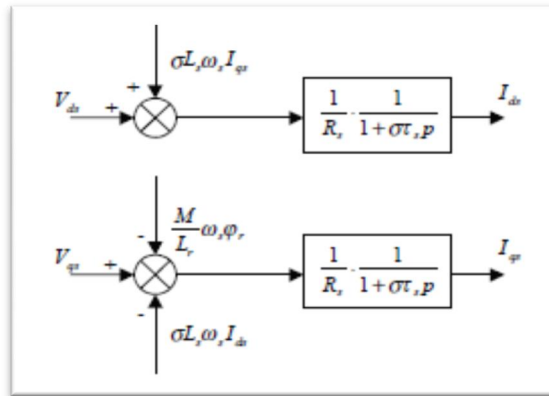


Figure (III.5) Modèle du moteur asynchrone

Les termes $\omega_s \sigma L_s i_{ds}$, $\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r$, $\omega_s \sigma L_s i_{qs}$ correspondent aux termes de couplage entre les axes d - q .

Une solution consiste à ajouter des tensions identiques mais de signes opposés à la sortie des régulateurs de courant de manière à séparer les boucles de régulation d'axe d - q comme le montre la Figure (III-11).

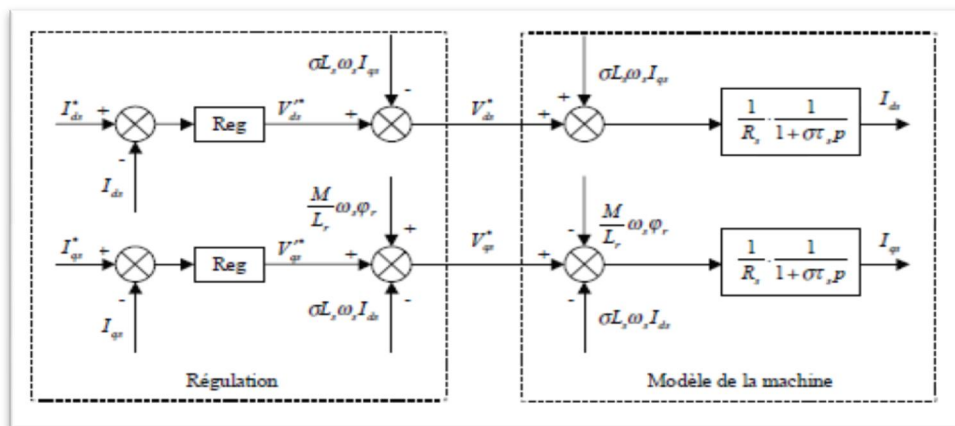


Figure (III-6) Découplage par addition des termes de compensation

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

On aboutit alors au schéma bloc simple et identique pour les deux axes :

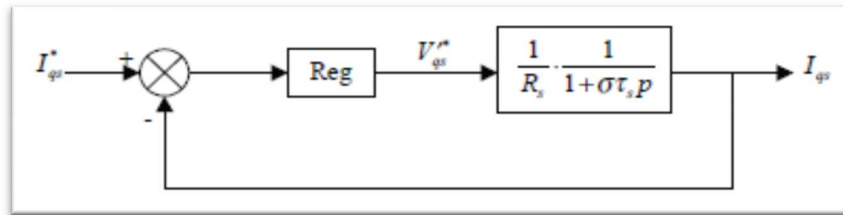


Figure (III-7) Boucle i_{qs} après découplage

Ce type de découplage est dit "statique" par opposition à un découplage "dynamique" qui introduit une matrice de découplage à la sortie des régulateurs, ne faisant donc intervenir que les termes $(V'_{ds}, V'_{qs}, \omega_s)$. Cette méthode est décrite dans [5]. Si d'un point de vue purement mathématique, les deux découplages se valent. Le découplage retenu utilise les valeurs des courants acquis à la période d'échantillonnage considérée mais, par la même occasion, reporte leur bruit sur les références de tension.

III.6.3 Régulateur de vitesse

La régulation de la vitesse nécessite une connaissance précise des paramètres du moteur. Par conséquent, pour obtenir une bonne régulation, nous avons jugé d'utiliser la méthode de Ziegler Nichols qui est une méthode pratique basée principalement sur la réponse du système en suivant les étapes suivantes :

- On annule les actions I et D
- On augmente le gain K jusqu'au moment où apparaît le régime oscillatoire périodique
- On relève alors:

KM: valeur gain pour lequel apparaît le régime oscillatoire périodique

To: période des oscillations.

A partir de ces deux paramètres, on en déduit les valeurs des paramètres du régulateur:

Type de régulateur	K	Ti	Td
PI	0,45 KM	0,8 To	
PID	0,6 KM	0,5 To	0,125 To

Tableau (III.1) : Paramètres des régulateurs

Dans notre cas, les paramètres du PID ne sont pas pris en compte.

III.6.4 Régulateur de courant

Partant des paramètres issus de l'identification du moteur, nous avons voulu mettre au point une méthode systématique de calcul des coefficients des régulateurs de la chaîne de commande pour ce type de contrôle.

Ce travail a une double vocation :

- Il permet de prédéterminer les paramètres de réglage des différents régulateurs, évitant ainsi une phase trop longue de mise au point.
- Il propose une méthode systématique de calcul des régulateurs.

Le système étant un système discret, les coefficients du régulateur équivalent dans un système continu ne correspondent pas directement à celui qu'il faut implanter dans les programmes de régulation, que ce soit pour la simulation ou pour l'expérimentation.

Une des approches pour le dimensionnement des régulateurs des systèmes échantillonnés consiste à concevoir le régulateur en considérant le système comme continu, mais en y introduisant les retards inhérents à la régulation numérique, puis à calculer le régulateur équivalent discret.

Nous représentons les retards du convertisseur statique (onduleur *MLI*), de la boucle de régulation et du temps de conversion analogique/digitale par un retard pur : $e^{-pT_{qd}}$. T_{qd} représente le délai sur l'axe q ; $T_{qd} = T_{MLI} + T_{Reg-I_{qs}}$.

Ce retard sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre : $e^{-pT_{qd}} = \frac{1}{1+pT_{qd}}$.

Pour chacune des boucles de courant, nous avons adopté classiquement un régulateur proportionnel-intégral (*PI*). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne.

Le schéma bloc devient :

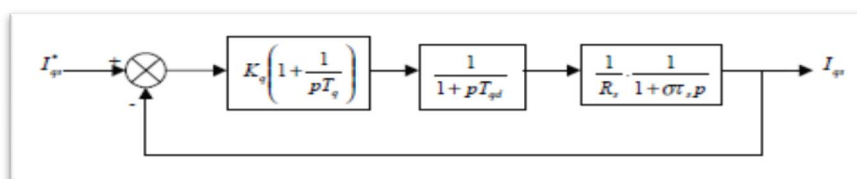


Figure (III.8) : Boucle de régulation du courant I_{qs}

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

La fonction de transfert en boucle ouverte (B.O.) est :

$$G_{oi} = K_q \frac{1+ST_q}{ST_q} \frac{1}{1+ST_{qd}} \frac{1/R_s}{1+S\sigma\tau_s} \quad (\text{III.31})$$

On dispose de deux degrés de liberté pour régler le système. Nous avons choisi d'utiliser T_q afin d'éliminer le pôle le plus lent, puis calculer K_q selon le critère sur la réponse "harmonique méplate". Cela permet d'avoir une réponse rapide avec un minimum de dépassement et une bonne stabilité du système.

$$T_q = \sigma\tau_s$$

$$G_{oi} = K_q \frac{1+S\sigma\tau_s}{S\sigma\tau_s} \frac{1}{1+ST_{qd}} \frac{1/R_s}{1+S\sigma\tau_s} \quad (\text{III.32})$$

$$G_{oi} = \frac{K_q}{R_s} \frac{1+S\sigma\tau_s}{S\sigma\tau_s} \frac{1}{1+ST_{qd}} \frac{1}{1+S\sigma\tau_s} \quad (\text{III.33})$$

$$G_{oi} = \frac{K_q}{R_s} \frac{1}{S\sigma\tau_s(1+ST_{qd})} \quad (\text{III.34})$$

La fonction de transfert en boucle fermée (B.F) devient :

$$G_{fi} = \frac{G_{oi}}{1+G_{oi}} \quad (\text{III.35})$$

$$G_{fi} = \frac{\frac{K_q}{R_s} \frac{1}{S\sigma\tau_s(1+ST_{qd})}}{1 + \frac{K_q}{R_s} \frac{1}{S\sigma\tau_s(1+ST_{qd})}} \quad (\text{III.36})$$

$$G_{fi} = \frac{K_q}{R_s\sigma\tau_s(1+ST_{qd}) + K_q} \quad (\text{III.37})$$

$$G_{fi} = \frac{K_q}{S^2 R_s \sigma \tau_s T_{qd} + S R_s \sigma \tau_s + K_q} \quad (\text{III.38})$$

$$G_{fi} = \frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}} \frac{1}{S^2 + 2S \frac{1}{2T_{qd}} + \frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}}} = \frac{\omega_0^2}{S^2 + 2S\xi\omega_0 + \omega_0^2} \quad (\text{III.39})$$

Avec

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma \tau_s}{K_q T_{qd}}} \\ \omega_0 = \sqrt{\frac{K_q}{R_s \sigma \tau_s T_{qd}}} \end{cases}$$

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

Pour un amortissement $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ lors d'un échelon sur la consigne, on a un dépassement de 4.3%. D'où :

$$K_q = \frac{R_s \sigma \tau_s}{2T_{qd}} = \frac{\sigma L_s}{2T_{qd}}$$

$$T_q = \sigma \tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s}$$

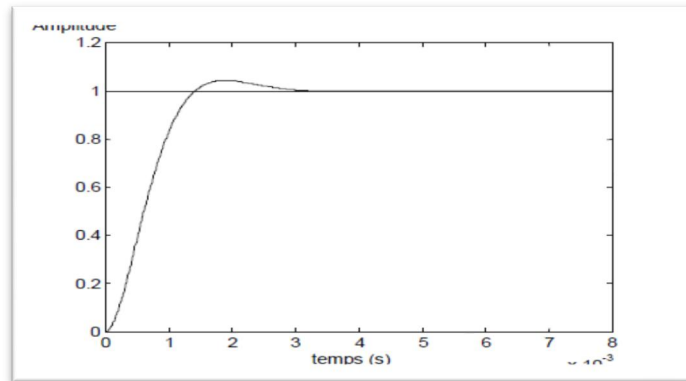


Figure (III.9) : Réponse de G_{fi} à un échelon

Nous obtenons une marge de gain de près de 79 dB et une marge de phase de 65.3° , ce qui nous garantit une bonne stabilité du système [1]. Les boucles de courant jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur-moteur. Ainsi, l'induction de limitations sur les références de courant I_{ds}^* et I_{qs}^* assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externes.

La forme incrémentale du régulateur PI discret que nous retenons est :

$$y(k) - y(k-1) = K_p(e(k) - e(k-1)) + K_i e(k)$$

Avec

$$K_p = K_q$$

$$K_i = \frac{K_q}{T_q} T_e \quad (\text{Le temps d'échantillonnage : } T_e = 10^{-4} \text{ s})$$

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

Les simulations ont été réalisées en tenant compte de la MLI à 10kHz du convertisseur.

III.7 Résultats et interprétation

III.7.1 Introduction

Une série d'essais a été réalisée avec le modèle de simulation SimPowerSystem pour montrer le bon fonctionnement du convertisseur matriciel.

Le premier essai présenté consiste à tester le circuit du convertisseur matriciel seul c'est-à-dire sans le moteur asynchrone avec les deux types de filtre : LC et le filtre purement capacitif. Les deux filtres ont donné les mêmes bons résultats. Pour cela, nous avons représenté qu'un seul type de résultat pour cet essai.

Pour le deuxième essai, le moteur a été introduit avec un filtre du 2^{ème} ordre LC. Par contre, pour le 3^{ème} essai, toujours le moteur asynchrone connecté avec un filtre purement capacitif. Pour les deux essais 2 et 3, nous avons simulé le système CM-MAS à vide et en charge.

Tous les essais sont effectués par un réseau triphasé pour une fréquence de commutation de 10KHz avec un rapport de transformation $q=0.86$.

Essai n°1 : Stratégie de VENTURINI

Afin de s'assurer du bon fonctionnement du convertisseur matriciel avec la stratégie de VENTURINI employée pour la commande des différents interrupteurs de puissance constituant ce convertisseur, on a effectué des simulations du convertisseur matriciel alimentant une charge RL ($R=10\Omega$ et $L=30mH$).

La figure (I.10) représente les impulsions de commande acheminées aux interrupteurs sont produites grâce à un séquenceur traduit les rapports cyclique de commande. Il est bien montré que la condition des $\sum h_{ij}$ est égale à l'unité (1) est vérifiée. .

Les figures (III.11), (III.12) montrent respectivement l'allure du courant et de la tension qui reflètent la bonne qualité des signaux obtenus par ce type de convertisseur. La figure (III.12) englobe trois essais pour trois fréquences différentes.

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

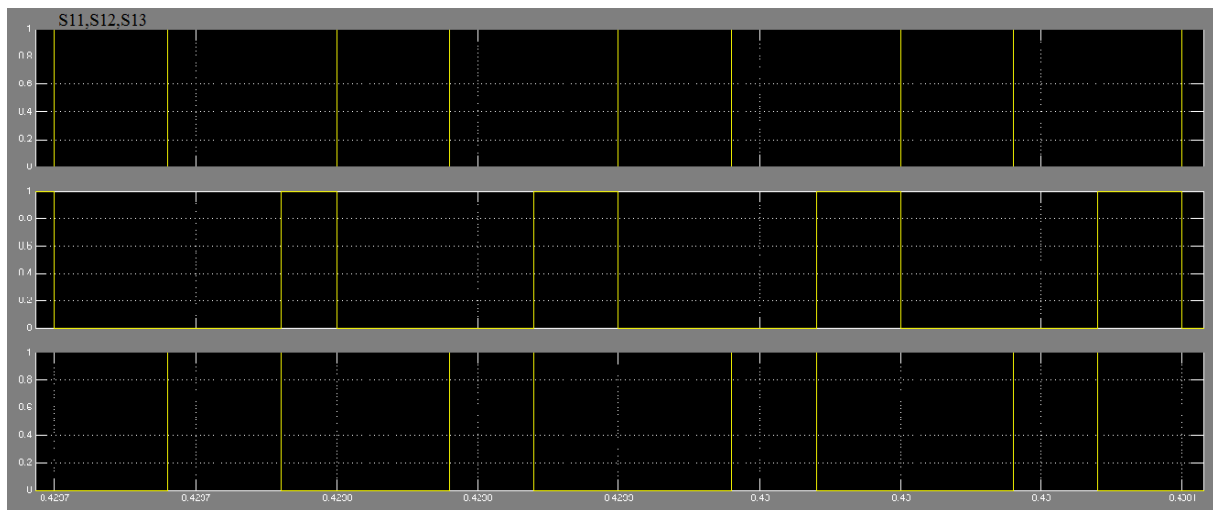


Figure (III.10) : Représentation des signaux de commande des interrupteurs de la phase 1

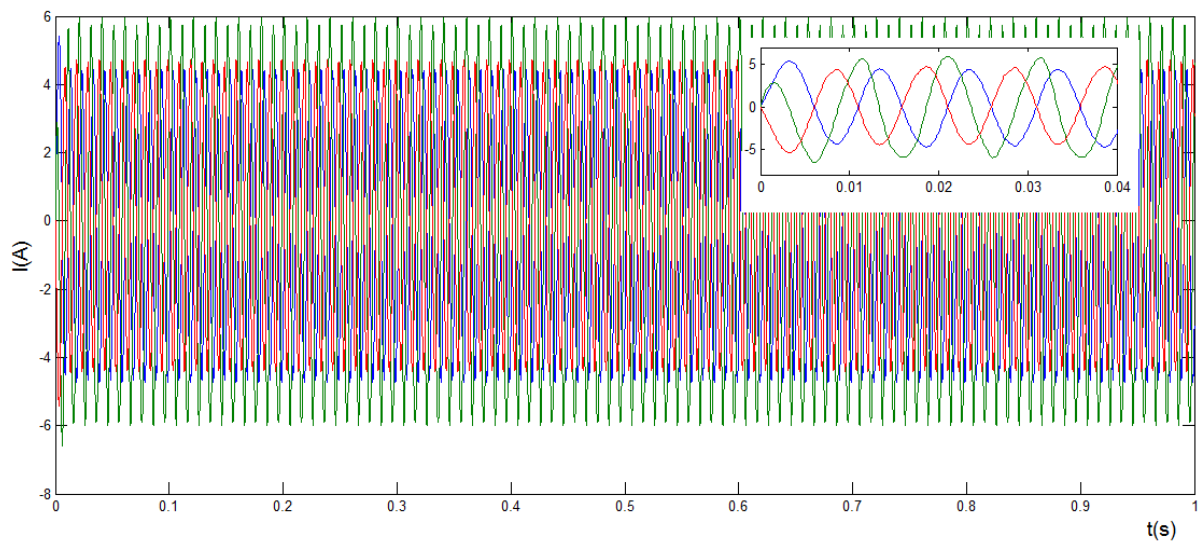
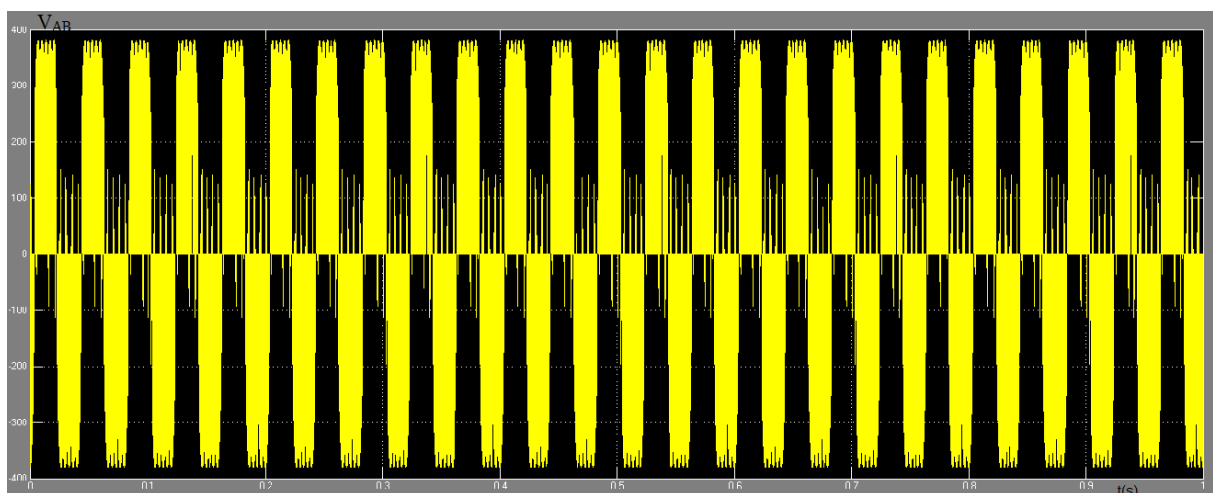
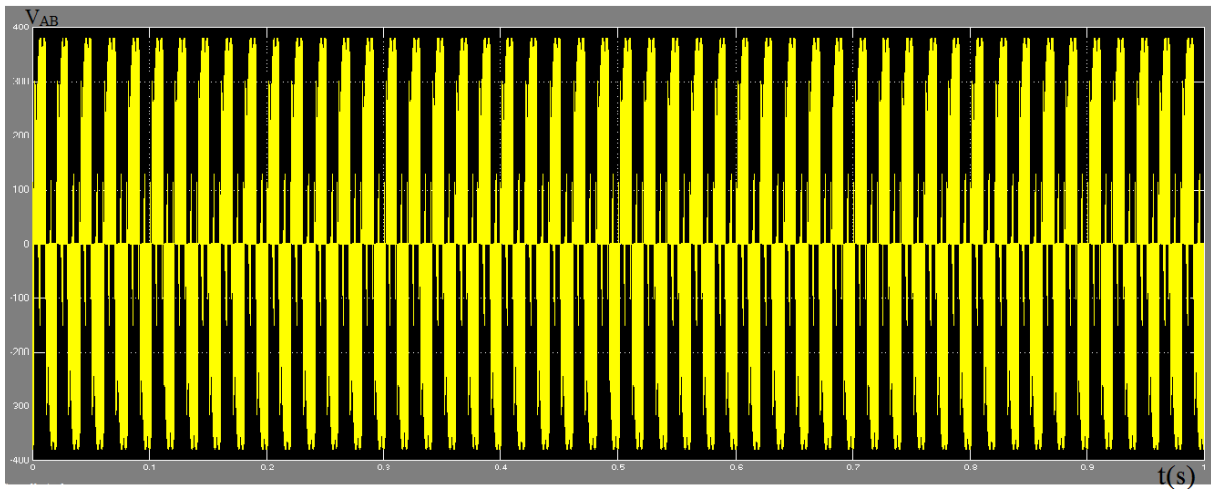


Figure (III.11) : Représentation du courant à la sortie du convertisseur.

F=25 Hz



F=50 Hz



Pour f=100HZ

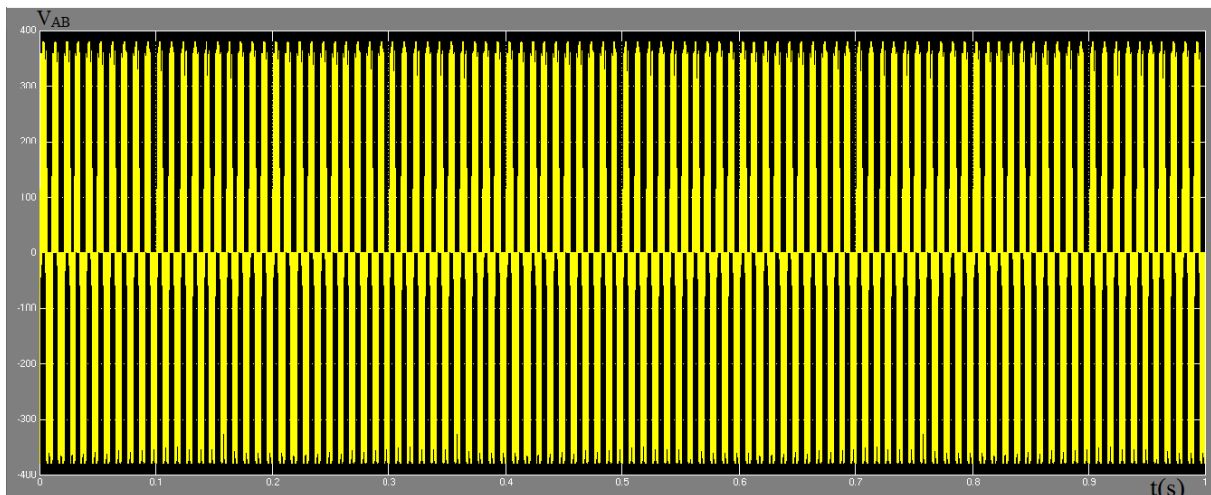


Figure (III.12) Représentation de la tension composée U_{AB}

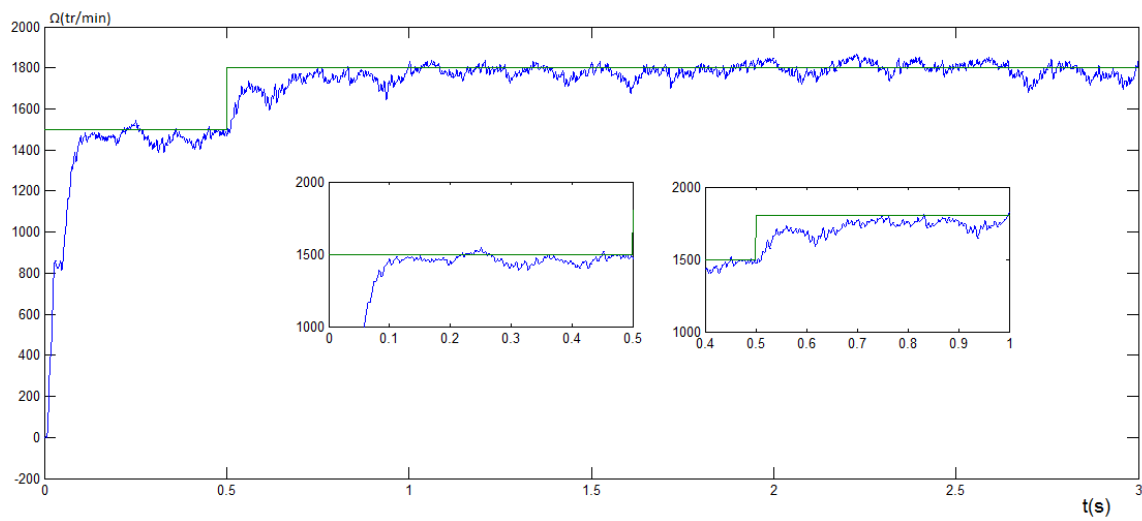
L'application de l'algorithme de Venturini permet de construire la tension et le courant de sortie à différentes fréquences. On remarque que les tensions composées sont sinusoïdales mais ils contiennent des harmoniques. Ces harmoniques se réduisent chaque fois qu'on augmente la fréquence de sortie c'est le principal objectif de la méthode de Venturini.

Essai N°2 : Association CM-MAS avec filtre capacitif

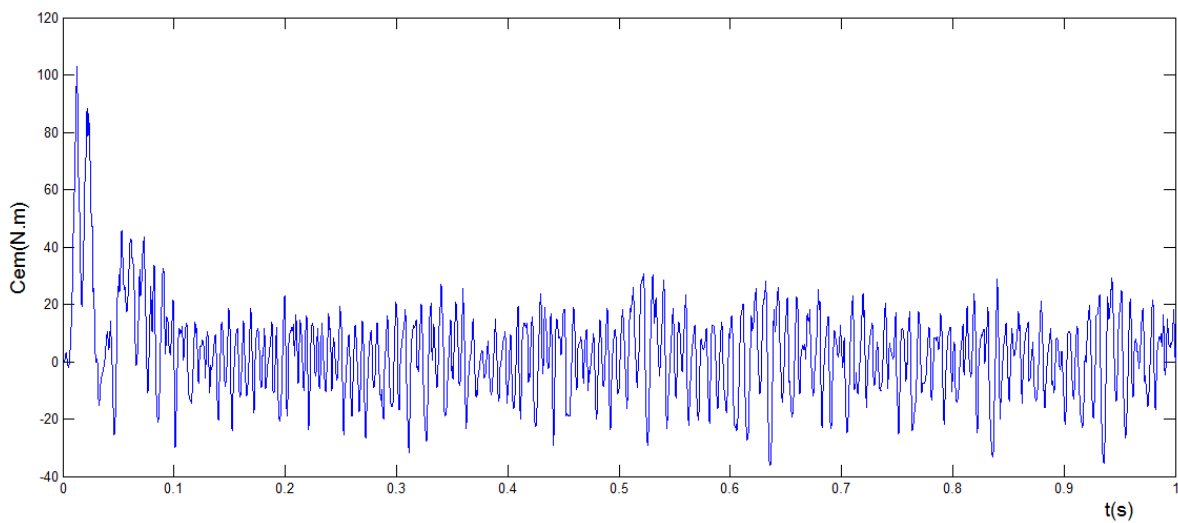
Dans cet essai, le filtre utilisé est un filtre capacitif avec une valeur $C=13\mu F$.

- 1^{er} essai : Essai à vide avec deux consignes de vitesse de 1500 tr/mn à 1800 tr/mn

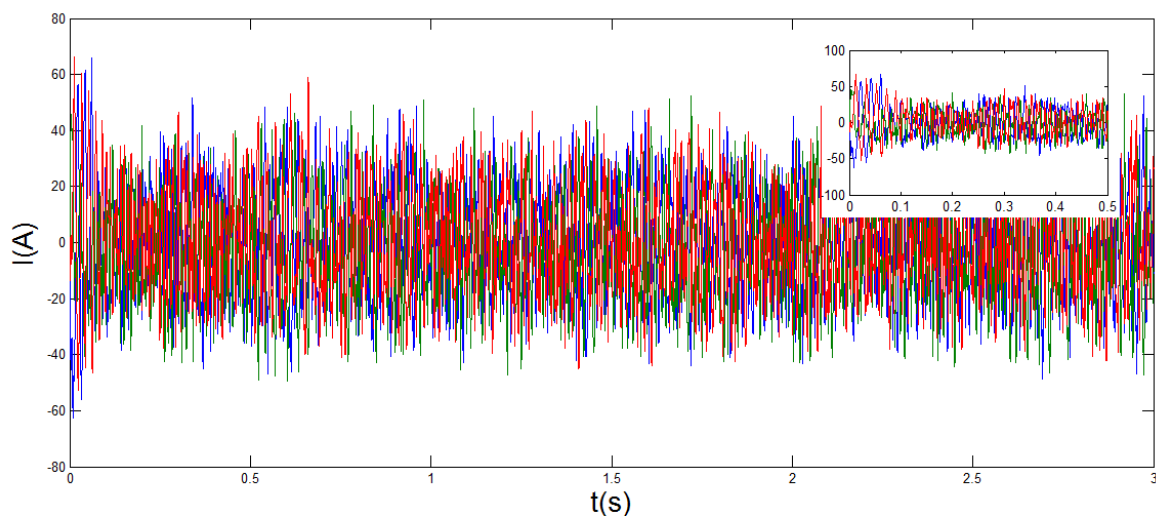
Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone



Représentation de la vitesse du MAS



Représentation du couple : C_{em}



Représentation du courant : I_{s-abc}

Figure (III-13) Association CM-MAS à vide

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone

Le résultat de simulation donnée par figure (III-13) montre les performances du régulateur PI dans le cas d'une régulation de vitesse.

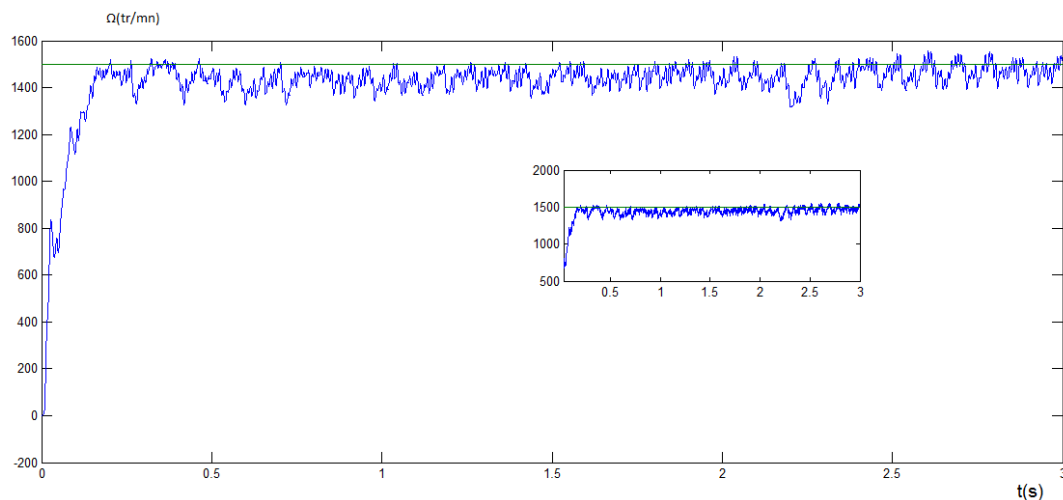
La machine démarre à vide pour atteindre une vitesse de référence $N^* = 1500 \text{ tr / mn}$ avec un temps de remontée de $t = 0.08s$ avec un très faible dépassement. A $t = 0.21s$, la vitesse se stabilise mais malheureusement avec des oscillations.

A l'instant $t = 0.5s$, on change la vitesse de consigne à $N^* = 1800 \text{ tr / mn}$. On a constaté que la vitesse atteint la nouvelle consigne après un temps égal à $t = 0.79s$ avec de très faible dépassement. Le régime permanent suit parfaitement la vitesse de référence mais toujours avec des oscillations qui persistent.

Concernant, le couple, ce dernier atteint une valeur maximale de $C_{em} = 99.15 \text{ N.m}$, qui se stabilise autour d'une valeur moyenne presque nulle après $t = 0.08s$. Lorsqu'on change la vitesse de référence à $N^* = 1800 \text{ tr / mn}$, le couple reste toujours dans sa plage sans création de pic. Ce qui impressionnant.

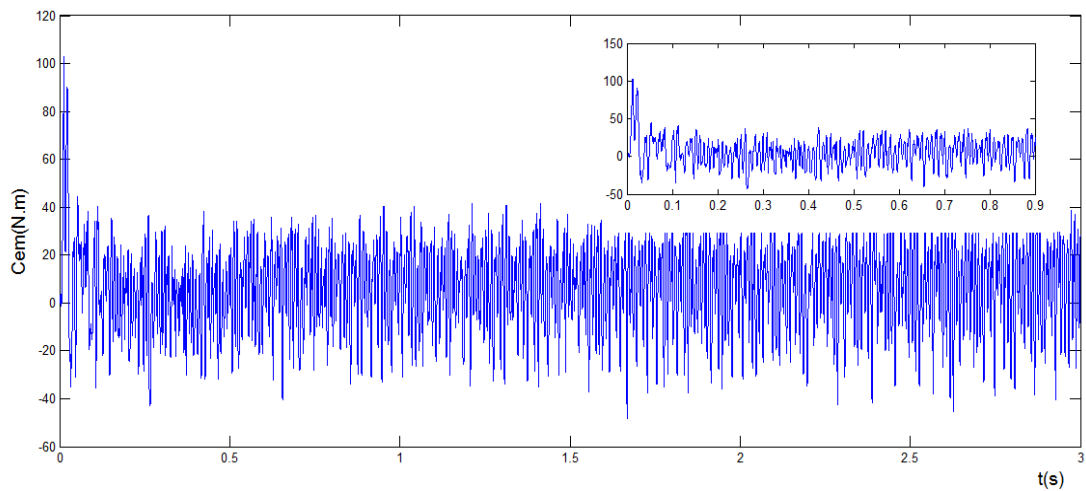
L'allure de courant I_{abc} suit parfaitement celle du couple. Au démarrage, le courant atteint un pic de $I_{abc} = 56.5 \text{ A}$ malheureusement, il reste à une valeur qui est largement forte et qui dépasse la valeur nominale, à mon avis, d'un moteur qui fonctionne à vide. Lorsqu'on change de vitesse, le courant ne subit aucune variation brusque et reste constant mais élevé.

- **2ème essai : Essai en charge avec application d'un couple résistant $C_r = 6 \text{ Nm}$**

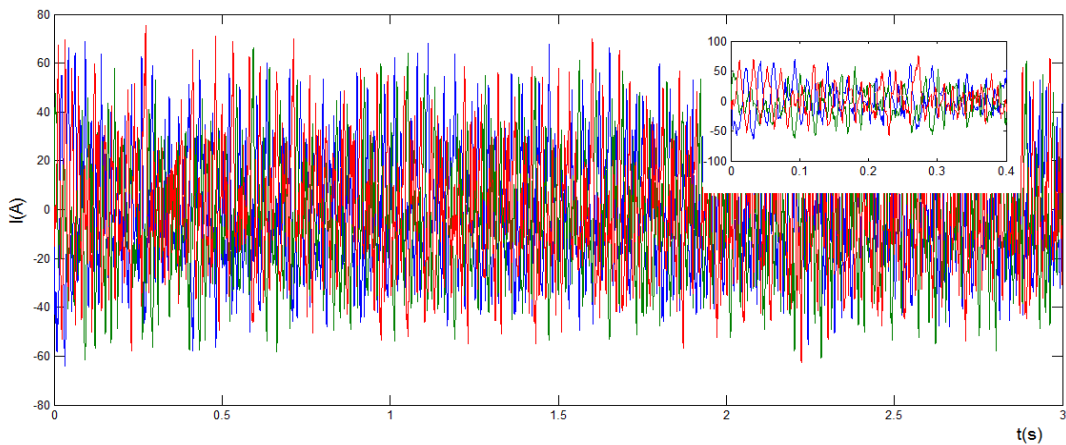


Représentation de la réponse de la vitesse du moteur en charge

Chapitre III : Association du convertisseur matriciel au moteur asynchrone



Représentation du couple : C_{em}



Représentation du courant : I_{s-abc}

Figure (III-14) Résultats de l'association CM-MAS en charge

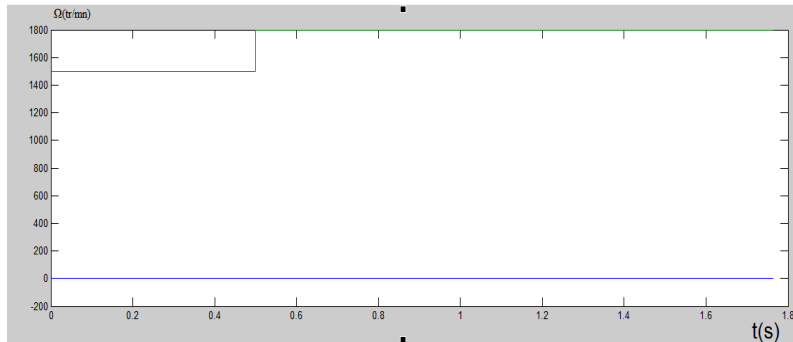
Dans le cas d'un essai en charge, Les résultats de simulation de la figure (III-14) montre la réponse en vitesse, en couple et en courant lors d'un essai en charge.

Dans notre cas, la charge est appliquée à partir de $t = 0.5s$. Entre $t \in [0s, 0.5s]$, le régime de fonctionnement est à vide qui est similaire au régime cité précédemment. Mais en appliquant un couple résistant de l'ordre de $C_r = 6N \cdot m$, la vitesse ne diminue pas. On ne voit aucune variation. Le régulateur PI fait bien son travail.

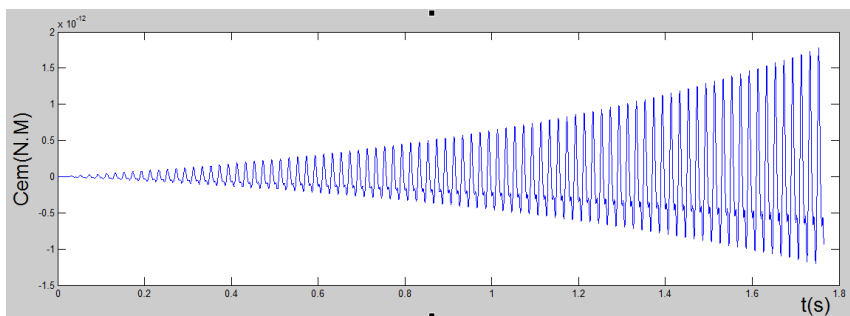
Concernant l'allure du couple et du courant, la seule différente que le cas précédent, c'est qu'en appliquant la charge, le couple électromagnétique atteint une valeur de $C_{em} = 9N \cdot m$ suivi par celle du courant qui reste toujours élevé aux environs de 18.

Essai N° 3 : Association CM-MAS avec filtre LC

Cet essai a pour but de montrer l'influence du filtre d'entrée sur les performances de notre régulateur lorsqu'il y a une association convertisseur matriciel-moteur asynchrone. Le filtre utilisé dans ce cas est du 2^{ème} ordre avec $L=25\text{mH}$ et $C=30\mu\text{F}$. C'est un essai à vide.



Représentation de la vitesse



Représentation du couple : C_{em}

Figure (III-15) Résultats de l'association CM-MAS à vide avec le filtre LC

On remarque, d'après la figure (III-15) que la vitesse diverge complètement. Même chose pour le couple.

On a constaté que l'influence du filtre d'entrée est plus importante que le réglage du filtre dans le cas du convertisseur matriciel. Dans le cas de ce type de filtre, on n'a pas pu régler ni la vitesse ni le couple. Ça nous a pris plus d'un mois pour trouver les bonnes valeurs avec le soutien de plusieurs articles en notre possession. Mais, nous avons décidé d'abandonner.

III.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle, dans les deux régimes : permanent et transitoire, du moteur asynchrone dans le repère de Park lié au champ tournant. Ce modèle a été développé dans le cadre de certaines hypothèses simplificatrices que nous devons respecter.

D'autre pas nous avons montré que la commande vectorielle par la méthode indirecte du flux orienté permet de découpler le couple électromagnétique du flux qui doit être constant. En effet, la commande vectorielle nous a permis de rendre le comportement dynamique du moteur asynchrone similaire à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée. De plus, il a été montré en détail les équations régissant la méthode indirecte.

Aussi, dans ce chapitre on a présenté la structure et la méthode de réglage des paramètres du régulateur PI dans le but de réguler la vitesse d'un moteur asynchrone.

D'après la simulation du système (CM-MAS), on a obtenu un bon résultat utilisant le régulateur PI particulièrement pour la réponse de la vitesse. Par contre, on a trouvé des difficultés à régler le courant statorique.

Autre constatation, d'après les simulations faites, on a montré que les performances du convertisseur matriciel dépendent essentiellement du type de filtre d'entrée.

Conclusion Générale

Pour améliorer les performances d'entraînement de la machine asynchrone par un convertisseur matriciel, on s'est orienté vers une nouvelle stratégie de commande stratégie de VENTURINI aussi l'étude de la commande vectorielle indirecte par l'orientation de flux rotorique d'un moteur asynchrone, basée sur différents types de contrôleurs de vitesse. Ces types de contrôle ont donné une bonne performance dynamique en étant très efficace au problème de dérèglement de la commande vectorielle.

Notre mémoire est partagé en trois chapitres principaux, auxquels on attribue une étude théorique validée par des simulations basées sur des modèles réels simulés dans l'environnement MATLAB SYMPOWER SYSTEM en temps DISCRET.

Dans le premier chapitre nous avons décrit les structures du convertisseur matriciel et son circuit et ses interrupteurs bidirectionnels, ainsi les étapes de calcul des rapports cycliques. Finalement, nous avons posé les avantages et les inconvénients du convertisseur matriciel.

Puis, dans le deuxième chapitre, nous avons effectué une étude de modélisation du convertisseur matriciel commandé par les techniques de modulation de Venturini, Alisina, Roy et April et SVM.

Au cours du troisième chapitre, nous avons fait une étude sur la commande vectorielle d'un moteur asynchrone. Cette dernière contribue énormément à remédier au problème de découplage des réglages du flux à l'intérieur de la machine de celle du couple. Puis on a étudié l'association du système (CM-MAS) pour le réglage des courants statoriques ainsi la vitesse de rotation. On a trouvé des problèmes concernant le choix du filtre d'entrée. Pour cela, les résultats trouvés sont, à notre avis, réaliste mais il manque du réglage pour essayer d'améliorer les performances de notre système.

Donc, comme perspective, la tâche primordial pour un tel type de système « Convertisseur Matriciel-Moteur Asynchrone » est l'étude approfondi sur les types de filtre

Conclusion général

utilisé, leur façon de les calculer. Ensuite, en entamant cette étape importante, essayé d'adapter différents régulateurs pour ce type de système.

Annexes

Annexes

Moteur asynchrone

Les valeurs de SimPowerSysteme de la machine asynchrone triphasé à cage d'écureuil

Puissance nominale	P_N	4	kW
Tension nominale	U_N	400	V
Fréquence nominale	f	50	$Hertz$
Résistance statorique	R_s	1.405	Ω
Résistance rotorique	R_r	1.395	Ω
inductance de fuite statorique	L_{ls}	0.005839	H
inductance de fuite rotorique	L_{lr}	0.005839	H
Coefficient d'inductance statorique	L_s	0.178039	H
Coefficient d'inductance rotorique	L_r	0.178039	H
Coefficient d'inductance mutuelle	M	0.1722	H
Moment d'inertie	J	0.0131	$kg.m^2$
Coefficient de frottement	f_v	0.002985	$N.s/rad$
Nombre de paire de pôle	p	2	/

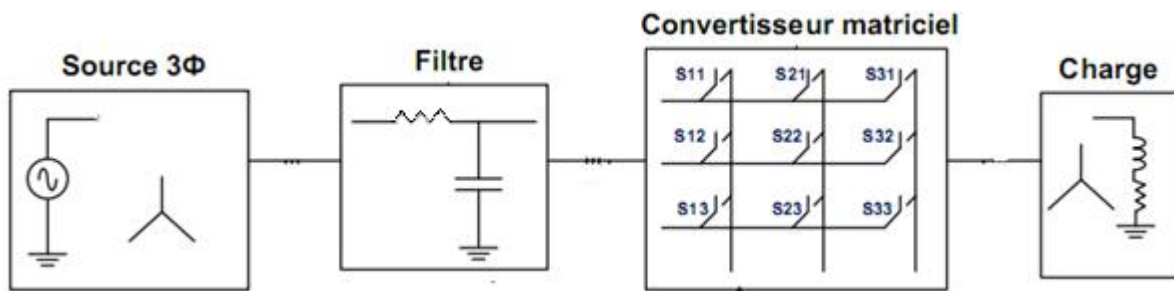
Avec

$$L_s = L_{ls} + M$$

$$L_r = L_{lr} + M$$

Convertisseur matriciel

Schéma de circuit de Venturini :



Les valeurs de filtre

$C=13\mu\text{F}$ et $R=0.001\Omega$

Les valeurs de la charge

$R=10\Omega$ et $L=30\text{mH}$