

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique

**Commande vectorielle d'une machine asynchrone
alimentée par un convertisseur matriciel indirect**

AbdelouahebHELAILI

OussamaLADAYCIA

Sous la direction de Mr. M.O MAHMOUDI Professeur

Mr E.M BERKOUK Professeur

Présenté et Soutenu publiquement le 25/05/2016

Composition du Jury :

Président : Mr Tahar ZEBADJI Docteur ENP

Examinatrice : Mme. Houria SAHRAOUI Docteur ENP

ENP 2016

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en Electrotechnique

**Commande vectorielle d'une machine asynchrone
alimentée par un convertisseur matriciel indirect**

AbdelouahebHELAILI

OussamaLADAYCIA

Sous la direction de Mr. M.O MAHMOUDI Professeur

Mr E.M BERKOUK Professeur

Présenté et Soutenu publiquement le 25/05/2016

Composition du Jury :

Président : Mr Tahar ZEBADJI Docteur ENP

Examinatrice : Mme. Houria SAHRAOUI Docteur ENP

ENP 2016

ملخص

يركز العمل المقدم في هذه الأطروحة على دراسة التحكم الشعاعي لمحرك لا تزامني حيث يتم تغذيته عن طريق محول مصفوفي غير مباشر، يتم التحكم في المحول عن طريق تقنية تعديل الشعاع الفضائي. من أجل ذلك بدأنا بنمذجة المحرك لا تزامني والمحول المصفوفي غير المباشر. ثم وضعنا خوارزمية تحكم بالمحول. أخيراً، قمنا بتطبيق تقنية الحقل الموجه باستعمال المعدلات PI وIP للجملة المتحكم فيها (محرك لا تزامني).

الكلمات المفتاحية: المحرك الاتزامني، المحول المصفوفي الغير مباشر، تقنية تعديل الشعاع الفضائي، تقنية الحقل الموجه.

Abstract

The work presented in this thesis focuses on the study and the field-oriented control of an induction motor fed by an indirect matrix converter, the converter is controlled by the space vector modulation technique (SVM). We started by modeling the induction motor and the indirect matrix converter. Then we developed the algorithm of SVM technique. Finally, we applied the field-oriented control, using IP and IP regulators, on the controlled system (induction motor).

Keywords: Induction motor, indirect matrix converter, the space vector modulation, the field oriented control.

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire est porté sur l'étude et la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect, le convertisseur est commandé par la technique de modulation vectorielle (SVM). Nous avons commencé par la modélisation de la machine asynchrone et le convertisseur matriciel indirect. Ensuite, nous avons développé l'algorithme de commande de MLI vectorielle. Puis, nous avons appliqué la commande par orientation du flux rotorique, en utilisant des régulateurs PI et IP, au système à commander (moteur asynchrone).

Mots clés : Machine asynchrone, convertisseur matriciel indirect, la stratégie de modulation vectorielle (SVM), commande vectorielle.

Remerciement

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

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

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

Je tiens également à remercier :

Mr Ben Achour Ali et Mlle Samira Chouiref pour son aide, sa patience et sa disponibilité durant tout le long de notre travail.

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

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail à :

Mes très chers parents,

Mes grands-parents,

Ma petite et grande famille.

Tous mes proches et amis,

Tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à

l'élaboration de ce mémoire.

Ladaycia Oussama.

Dédicace

*A mes très chers **Parents***

Pour tout l'amour dont vous m'avez entouré, pour tout ce que vous avez fait pour moi.

Que dieu, le tout puissant, vous préserve et vous procure santé et longue vie afin que je puisse à mon tour vous combler.

*A mes très chers **Frères***

Amine et Ouiem, vous occupez une place particulière dans mon cœur. Je vous dédie se travail en vous souhaitant un avenir radieux, plein de bonheur et de succès.

*A mes très chers **Amis***

Nadji, Madjid, Lotfi, Raouf, Sohaib, Aissa, Mouad, Nadhir. Avec qui j'ai partagé les plus beaux moments de ma vie.

A tous mes enseignants pour lesquels je porte beaucoup de respect et de gratitude.

*A toute **ma famille** proche et loin.*

*Tous mes **amis de Bouraoui**, spécialement ceux de la table du domino.*

*Une spéciale dédicace à la **promotion 2014-2016 Génie électrotechnique.***

Je vous aime tous.

Table des matières

Liste des figures

Symboles et variables

Introduction générale.....1

Chapitre 01: Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels

1.1 Introduction	3
1.2 Les convertisseurs traditionnels (AC/DC/AC) :.....	4
1.2.1 Principe :.....	4
1.2.2 Problèmes liés aux convertisseurs traditionnels :.....	5
1.3 Les convertisseurs matriciels	5
1.3.1 Historique :.....	5
1.3.2 Avantages et inconvénients :	6
1.3.3 Les topologies du convertisseur matriciel :.....	7
1.3.3.1 Le convertisseur matriciel direct.....	7
1.3.3.2 Le convertisseur matriciel indirect :	8
1.3.3.3 Le convertisseur matriciel "Sparse"	9
1.3.3.4 Le convertisseur matriciel "Very-Sparse"	10
1.3.3.5 Le convertisseur matriciel "Ultra-Sparse"	10
1.3.3.6 Le convertisseur matriciel "Inverting Sparse"	11
1.3.4 Comparaison entre les différentes topologies :.....	12
1.4 Conclusion.....	12

Chapitre 02: Modélisation de l'association convertisseur-machine asynchrone

2.1 Introduction	13
2.2.1 Interrupteurs bidirectionnels.....	15
2.2.2 Fonction de connexion des interrupteurs :.....	16
2.2.3 L'étage redresseur.....	16
2.2.4 Etage onduleur	18
2.3 Filtre d'entrée	19
2.3.1 Filtre passe-bas L-C.....	20
2.3.2 Modélisation du filtre :	21
2.4 Tension de sortie	23
2.5 Protection	23

2.5.1 Protection par un circuit « clamp ».....	24
2.5.2 Protection avec varistances.....	24
2.5.3 Comparaison des protections.....	26
2.6 Modélisation de la machine asynchrone	26
2.6.1 Introduction :	26
2.6.2 Équations de la machine asynchrone :	26
2.6.3 Transformation de Park :	29
2.6.3.1 Les équations de la machine dans le repère de Park.....	30
2.6.3.2 Choix du référentiel	31
2.6.3.3 Référentiel lié au champ tournant	31
2.6.4 Mise sous forme d'équation d'état	32
2.6.5 Résultats de simulation.....	32
2.6.5.1 Interprétation des courbes :	33
2.7 Conclusion.....	34

Chapitre 03: Stratégie de commande SVM du convertisseur matriciel indirect

3.1 Introduction	35
3.2 Etat de l'art.....	36
3.2.1 Méthodes scalaires.....	36
3.2.2 Méthode vectoriel :.....	37
3.3 SVM appliquée au convertisseur matriciel indirect :	37
3.3.1 L'étage redresseur.....	38
3.3.2 L'étage onduleur :.....	43
3.3.3 Synchronisation des deux étages	46
3.4 Simulation de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone	48
3.5 Conclusion.....	60

Chapitre 04: Commande vectorielle de la machine asynchrone

4.1 Introduction :	62
4.2 Les commandes répandues de la machine asynchrones.....	63
4.2.1 La commande scalaire :	63
4.2.2 Commande directe du couple (DTC) :	64
4.2.3 Commande vectorielle.....	65
4.3 Principe de la commande : flux rotorique	65
4.4 Equation de la machine :	66

4.5	Méthodes de commande par flux orienté:	67
4.6	Réalisation de la commande :	67
4.6.1	Mesure directe du flux dans l'entrefer	68
4.6.2	Modèle dynamique du flux et du couple	68
4.6.3	Choix de la commande indirecte	68
4.7	Découplage :	69
4.8	Défluxage :	70
4.9	Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté :	71
4.10	Calculs des régulateurs :	72
4.10.1	Régulateurs des courants :	72
	Régulateur du courant i_{sd}	72
	Régulateur du courant i_{sq}	73
4.10.2	Régulateur de vitesse :	74
	Régulateur PI :	74
	Régulateur IP :	77
	Comparaison des deux régulateurs :	78
4.11	Simulation et résultats :	80
4.12	Conclusion	83
	Conclusion générale	86
	Perspective	87

Liste des figures

Figure 1. 1: Topologie du convertisseur de fréquence standard	4
Figure 1. 2: Les différentes Topologies du Convertisseur Matriciel.....	7
Figure 1. 4: Convertisseur matriciel indirect.....	7
Figure 1. 3: Topologie du convertisseur matriciel direct.....	8
Figure 1. 4: Convertisseur matriciel indirect.....	9
Figure 1. 5: Convertisseur matriciel “Sparse”.....	9
Figure 1. 6: Convertisseur matriciel “Very Sparse”.....	10
Figure 1. 7: Convertisseur matriciel “Ultra Sparse”.....	11
Figure 1. 8: Convertisseur matriciel “Inverting Sparse”.....	11
Figure 2. 1: L’association convertisseur matriciel indirect MAS.....	14
Figure 2. 2: Structure du convertisseur matriciel indirect.....	14
Figure 2. 3: Les diverses Interrupteurs bidirectionnels.....	15
Figure 2. 4: Interrupteur bidirectionnel équivalent.....	16
Figure 2. 5: Structure de l’étage redresseur.....	17
Figure 2. 6: Structure de l’étage onduleur.....	18
Figure 2. 7: Différentes configurations du filtre d’entrée.....	20
Figure 2. 8: Schéma équivalent par phase d’un filtre passe bas.....	21
Figure 2. 9: Diagramme de Bode de filtre passe-bas.....	21
Figure 2. 10: Protection du convertisseur matriciel avec un circuit « clamp ».....	24
Figure 2. 11: Protection du convertisseur matriciel avec des varistances.....	25
Figure 2. 12: Circuit d’un écrêteur actif.....	25
Figure 2. 13: Représentation d’une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.....	27
Figure 2. 14: Passage du modèle triphasé au modèle biphasé.....	29
Figure 2. 15: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré.....	33
Figure 3. 1: Topologie du convertisseur matriciel indirect.....	37
Figure 3. 2: Etage redresseur du convertisseur matriciel indirect.....	38
Figure 3. 3: Vecteurs spatiaux du courant d’entrée de l’étage redresseur.....	40
Figure 3. 4: Synthétisation du vecteur courant de référence.....	40
Figure 3. 5: Modèle d’application des vecteurs courants.....	41
Figure 3. 6: La forme de la tension intermédiaire V_{pn}	42
Figure 3. 7: Modèle d’application des vecteurs courants en éliminant le vecteur nul.....	42
Figure 3. 8: La forme de la tension intermédiaire V_{pn} en éliminant le vecteur nul.....	43
Figure 3. 9: Etage onduleur du convertisseur matriciel indirect.....	43
Figure 3. 10: Vecteur spatial de tensions de sortie de l’étage onduleur.....	45
Figure 3. 11: Synthétisation du vecteur de tension de référence.....	45
Figure 3. 12: Modèles de commutation.....	47
Figure 3. 13: Caractéristiques de réglage et THD en fonction de r	49
Figure 3. 14: Représentations de la tension simple de sortie et son spectre d’harmonique ($f_c =$ 5KHz).....	50
Figure 3. 15: Représentations de la tension simple de sortie et son spectre d’harmonique ($f_c=10$ kHz).....	51
Figure 3. 16: L’association convertisseur matriciel machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s= 50$ Hz, $f_c=10$ KHz).....	53
Figure 3. 17: L’association convertisseur matriciel machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s= 25$ Hz, $f_c=10$ KHz).....	54

Figure 3. 18: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s= 75\text{Hz}$, $f_c=10\text{ KHz}$).	55
Figure 3. 19: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s= 50\text{Hz}$, $f_c=1\text{ KHz}$).	56
Figure 3. 20: Courant d'entrée du convertisseur / courant du réseau avant l'ajout de filtre. ...	57
Figure 3. 21: Analyse d'harmonique de courant d'entrée.	58
Figure 3. 22: Courant d'entrée du convertisseur filtré.	58
Figure 3. 23: Analyse d'harmonique de courant d'entrée filtré.	59
Figure 3. 24: Tension et courant d'entrée filtrés.	59
Figure 3. 25: Courant d'entrée filtré et non filtré.	60
Figure 4. 1: Commande scalaire.....	63
Figure 4. 2: Commande DTC classique.	65
Figure 4. 3: Flux rotorique	66
Figure 4. 4: Description de l'estimateur.	69
Figure 4. 5: Reconstruction des tensions v_d et v_q	70
Figure 4. 6: Commande découplée - Expression de i_{sd} et i_{sq}	70
Figure 4. 7: Schéma complet de la commande vectorielle.....	71
Figure 4. 8: Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_{sd}	72
Figure 4. 9: Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_{sq}	73
Figure 4. 10: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.	74
Figure 4. 11: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse avec un régulateur PI.	74
Figure 4. 12: Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement.	76
Figure 4. 13: Schéma fonctionnel d'un régulateur IP.	77
Figure 4. 14: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse d'un régulateur PI.	77
Figure 4. 15: La réponse à un échelon de vitesse.	79
Figure 4. 16: Différences entre les deux régulateurs.	80
Figure 4. 17: Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel.....	82

Abréviations et symboles

AC/DC/AC : Alternative /Continu /Alternative.

AC/AC : alternative/Alternative.

MC : convertisseur matriciel.

IMC : convertisseur matriciel indirect.

SMC : convertisseur matriciel Sparse.

USMC : convertisseur matriciel ultra-Sparse.

VSMC : convertisseur matriciel Very-Sparse.

ILMC : Convertisseur matriciel indirect a étage inverseur.

MLI : modulation de largeur d'impulsion.

IGBT : transistor bipolaire a grille isolé.

GTO : Thyristor blocable par la gâchette

MAS : Machine asynchrone.

V_{pn} : Tension du bus continu.

I_{red} : Courant du bus continu.

r : Taux de modulation.

R_s, R_r : Résistances des enroulements statoriques et rotorique par phases.

L_s, L_r : Inductances propres de fuites statorique et rotorique de phase.

L_m : Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor.

M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

Φ_s, Φ_r : Flux statoriques, rotoriques.

Φ_{dr}, Φ_{qr} Flux rotorique suivant l'axe d/q.

T_r : Constante de temps rotorique.

ω_s, ω_r : Pulsations électriques statoriques et rotoriques.

V_s : vecteur de la tension de sortie (référence).

I_E : vecteur du courant d'entrée (référence).

f_c : fréquence de commutation.

S_i : interrupteur de l'onduleur et redresseur.

[Fond] : La matrice de transfert de l'onduleur.

[Fred] : La matrice de transfert du redresseur.

d_i : le rapport cyclique du vecteur V_i/I_i .

Introduction générale

La machine asynchrone (MAS) est une machine utilisée principalement en fonctionnement moteur dans une grande plage d'applications industrielles. Elle présente beaucoup d'avantages : sa construction simple, sa robustesse, sa sûreté et surtout sa maintenance simple et peu coûteuse.

Ces avantages ont permis à la machine asynchrone de remplacer la machine à courant continu dans l'industrie et son utilisation est actuellement plus répandue. Mais, elle présente un inconvénient majeur lors de sa commande, due à l'absence totale du découplage entre le flux et le couple. Ces deux grandeurs dépendent toutes du courant statorique.

Pour pouvoir contourner ce fort couplage, la commande classique, dite scalaire, sert à commander le flux par le rapport tension/fréquence (V/f constant), mais ce type de commande est limité en matière de qualité de ses performances. Alors une nouvelle technique de commande, basée sur le principe de découplage, dite « commande vectorielle » ou « commande par flux orienté » est apparue. Cette technique a rendu la commande de la machine asynchrone plus performante et semblable à la commande des machines à courant continu.

Mise à part la commande, l'utilisation de la machine asynchrone (MAS) dans des applications diverses nécessite l'utilisation des convertisseurs d'énergie pour la commander. Pour cette raison le type de conversion de l'énergie le plus répandu est la conversion AC/AC.

Actuellement, les convertisseurs AC/AC les plus communs au niveau industriel, sont les convertisseurs indirects dont la structure est composée d'un redresseur, d'un onduleur et d'un élément de stockage intermédiaire (inductance ou condensateur). Cette conversion indirecte est due à l'absence des convertisseurs directs (le gradateur est un variateur de l'amplitude et non pas de la fréquence).

L'un des inconvénients majeur des convertisseurs traditionnels est la présence d'un ou plusieurs éléments passifs (condensateur ou inductances), par leurs poids, leurs volumes et leur durée de vie.

Le développement de l'électronique de puissance et les semi-conducteurs ont permis d'éliminer le désavantage des convertisseurs AC/AC classique, en utilisant un convertisseur constitué seulement de semi-conducteurs, sans l'utilisation des éléments passifs.

Le convertisseur matriciel, objet de cette étude, est une solution alternative aux convertisseurs traditionnels.

Notre travail comporte quatre chapitres qui sont structurés comme suit :

Dans le premier chapitre, nous débuterons par un état de l'art sur le convertisseur matriciel. Nous allons citer ses différentes topologies et quelques travaux montrant son importance et son évolution dans le temps avec une comparaison entre ses diverses topologies et leurs domaines d'utilisation.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du convertisseur matriciel indirect et la machine asynchrone triphasée. Pour assurer le bon fonctionnement de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel, une modélisation du filtre d'entrée est effectuée.

Au troisième chapitre nous nous intéressons à la stratégie de commande SVM. Cette stratégie est exposée et analysée. De plus, pour l'étude de performance de la commande nous allons simuler l'association modélisée au chapitre précédant.

Dans le dernier chapitre nous allons étudier la commande vectorielle à base d'orientation de flux, afin d'obtenir de bonnes performances dynamiques du modèle de la machine asynchrone.

Chapitre 1

Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels

1.1 Introduction

Les convertisseurs de l'électronique de puissance sont utilisés pour une grande gamme de puissance et dans des applications diverses (i.e. n'importe où l'énergie électrique a besoin d'être convertie). Le nombre d'applications de ces convertisseurs ne cesse d'accroître. Donc l'énergie électrique sera toujours convertie AC-DC et vice-versa, DC-DC et AC-AC. Cette dernière est utilisée surtout pour commander les moteurs industriels à vitesse variables [1,2].

Il existe plusieurs topologies de convertisseurs. La première famille assure une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC). C'est celle qui est actuellement la plus répandue dans l'industrie. La seconde famille assure une conversion directe alternatif-alternatif (AC/AC). Cette conversion directe peut être assurée, soit par des cycloconvertisseurs, soit par des convertisseurs matriciels [3].

1.2 Les convertisseurs traditionnels (AC/DC/AC) :

1.2.1 Principe :

Les variateurs de vitesse standards, traditionnellement utilisés dans l'industrie, présentés à la figure 1.1, sont composés de deux convertisseurs connectés par un étage intermédiaire continu (bus DC), constitué de condensateurs [4]. Cette topologie permet d'assurer une conversion indirecte de type AC/DC/AC. Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, non commandable, très robuste et peu coûteux. Il génère une tension continue aux bornes du bus DC, à partir d'un réseau d'entrée monophasé (pour les faibles puissances) ou triphasé (pour les plus fortes puissances). Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension triphasé, commandable permettant ainsi de faire varier l'amplitude et la fréquence du fondamental des tensions qui alimentent le moteur.

Un inconvénient majeur de cette topologie c'est qu'elle conduit des courants de ligne fortement pollués [50]. Une solution conventionnelle pour ce problème est d'utiliser un redresseur commandé (i.e. des IGBT, GTO au lieu des diodes), comme le montre la figure 1.1. Cette solution permet d'imposer la forme des courants réseaux indépendamment des tensions appliquées à la machine, et donc de réduire fortement la taille des éléments du filtre d'entrée. Cette solution rend le convertisseur réversible en puissance. En revanche, le redresseur MLI étant une structure commandée, son coût sera naturellement plus élevé qu'un pont à diode [3,4].

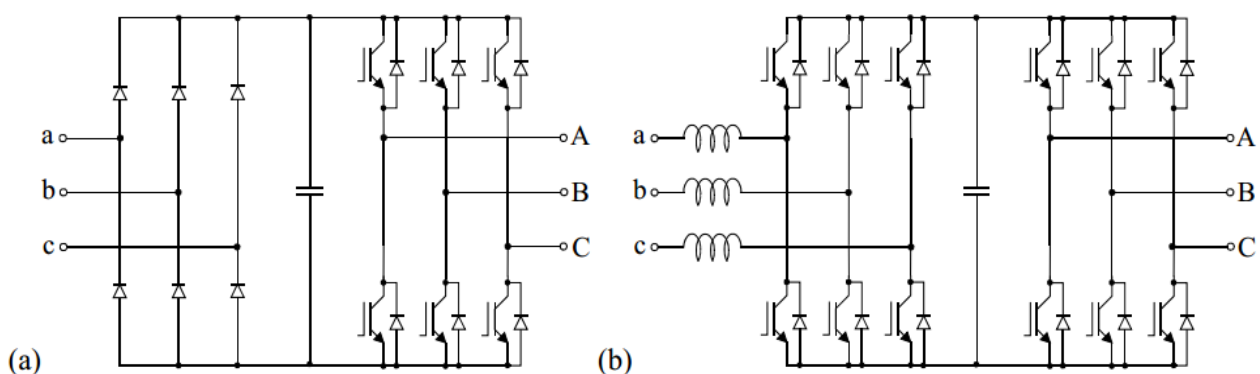


Figure 1. 1: Topologie du convertisseur de fréquence standard

(a) Redresseur à diode (b) Redresseur commandé.

1.2.2 Problèmes liés aux convertisseurs traditionnels :

La section 1.1 a introduit les convertisseurs avec un bus continu qui présente les problèmes suivants :

- Le bus continu (capacitif ou inductif) est volumineux.
- Les capacités électrolytes ont une durée de vie limitée.
- Les pertes de puissance dues aux composants passifs.
- Un coût élevé des capacités. [4]

D'où la nécessité d'étudier les convertisseurs de fréquence directs (AC/AC) sans élément du stockage.

1.3 Les convertisseurs matriciels

1.3.1 Historique :

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 [5].

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 [6].

À 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 [7], celles-ci étant bien répandues dans la commande des convertisseurs AC-DC/DC-AC 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 [7]. L.Huber et D.Borojevic élaborent, quatre ans plus tard, une commande par modulation du vecteur d'espace [8].

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 [9]. 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 [9].

Depuis 1990, les études menées, ont surtout visé à optimiser les performances des systèmes électromécaniques alimentés via un convertisseur matriciel [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 rapport de tension [12].

Actuellement, les convertisseurs matriciels sont toujours dans une phase de développement et suscitent de plus en plus d'intérêt dans la conversion AC/AC à cause de l'absence des éléments de stockage. Les prochaines étapes de son évolution miseront sur l'amélioration de sa fiabilité et la réduction des coûts de fabrication.

1.3.2 Avantages et inconvénients :

Les principaux avantages de ce convertisseur sont :

- Forme d'onde sinusoïdale, avec seulement des harmoniques d'ordre élevé dans le courant d'entrée et la tension de sortie.
- Une large gamme de fréquence de sortie.
- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge.
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande, ceci est cependant lié à une diminution de la tension maximale de la sortie qui diminue avec le cosinus du déphasage.
- Possibilité de travail dans les deux sens donc dans les quatre quadrants du plan tension–courant.

Les principaux inconvénients de ce convertisseur sont :

- Rapport de transfert de tension est limité approximativement à 0.867.
- Nombre des interrupteurs relativement grand par rapport aux autres convertisseurs.
- Sensibilité aux perturbations [13,14].

1.3.3 Les topologies du convertisseur matriciel :

La figure 1.2 présente la classification des différents convertisseurs matriciels. Le convertisseur matriciel simple est désigné dans la littérature par le convertisseur matriciel direct.

Depuis quelques années, le convertisseur matriciel indirect a aussi reçu une considérable attention. Ces deux topologies sont les plus utilisées par les chercheurs pour l'expérimentation. Les convertisseurs matriciels **Sparse** servent à minimiser le nombre des interrupteurs actifs par rapport au convertisseur matriciel conventionnel. Ces convertisseurs matriciels de type **sparse** peuvent être classifiés en quatre différents types, citant le **Sparse**, **Very Sparse**, **Inverting Sparse** et **Ultra Sparse**. La différence existante entre ces topologies est liée au nombre des interrupteurs actifs utilisés [3,15].

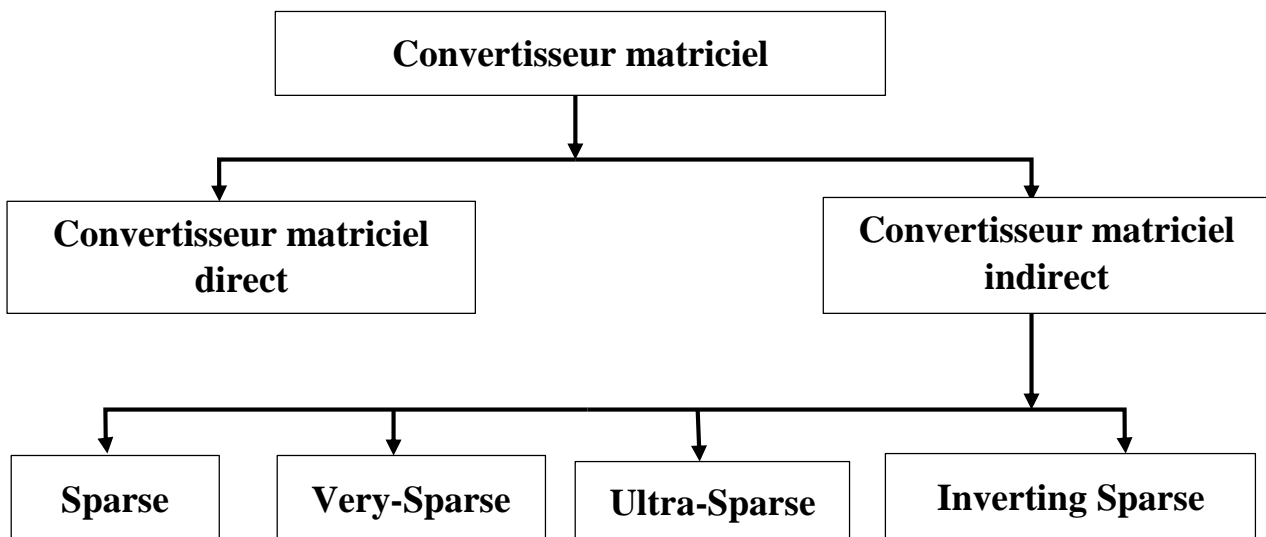


Figure 1. 2: Les différentes Topologies du Convertisseur Matriciel.

1.3.3.1 Le convertisseur matriciel direct

Le convertisseur matriciel est constitué de 9 interrupteurs bidirectionnels qui permettent à n'importe quelle phase de sortie d'être connectée à n'importe quelle phase d'entrée. Le schéma de circuit est représenté à la figure 1.3.

Les bornes d'entrée du convertisseur sont connectées à une source de tension triphasée, généralement le réseau, tandis que les bornes de sortie sont connectées à un récepteur de courant triphasé, comme un moteur asynchrone.

Il est à noter que grâce à sa bidirectionnalité et symétrie, une connexion duale peut être réalisée avec le convertisseur matriciel : un système alimenté en courant à l'entrée et un système alimenté en tension à la sortie. [16]

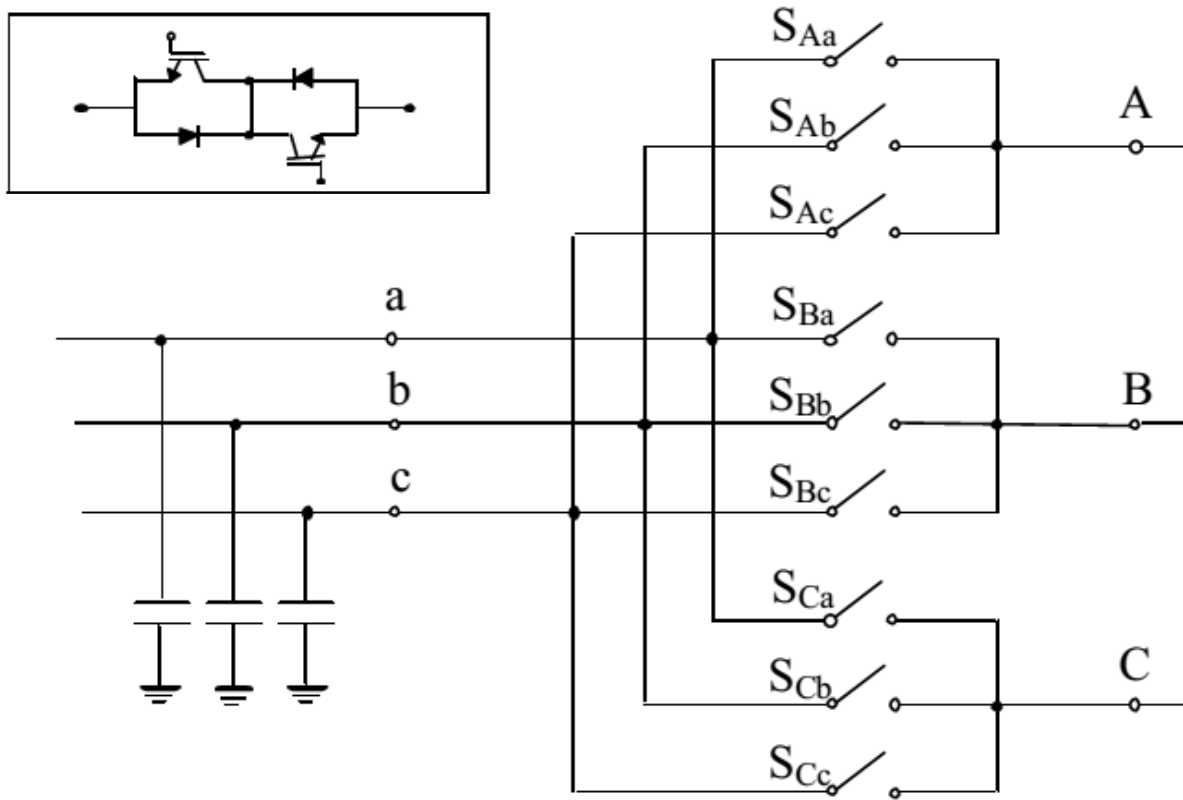


Figure 1. 3: Topologie du convertisseur matriciel direct.

1.3.3.2 Le convertisseur matriciel indirect :

La première topologie est connue sous le nom du convertisseur matriciel indirect, figure 1.4, Le redresseur est composé de six interrupteurs à quatre segments.

Cette première topologie génère moins de pertes par conduction par rapport aux topologies suivantes, en revanche elle nécessite un plus grand nombre de transistors.

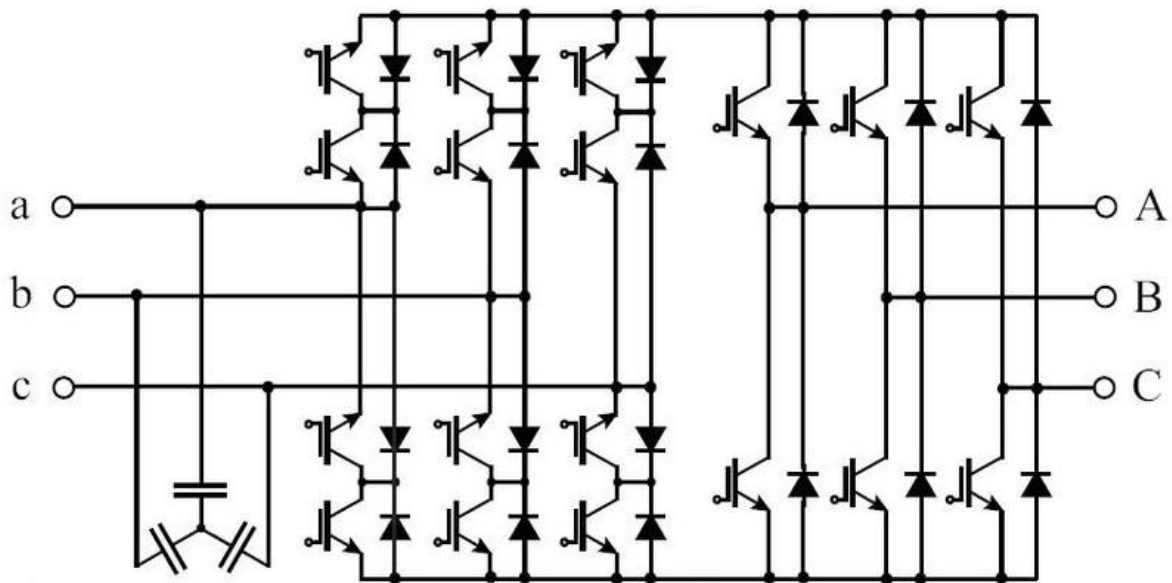


Figure 1. 4: Convertisseur matriciel indirect.

Les topologies suivantes ont été proposées afin de réduire le nombre de composants commandable nécessaire et de limiter la complexité du contrôle-commande.

1.3.3.3 Le convertisseur matriciel “Sparse”

La topologie présentée à la figure 1.5 permet de supprimer trois composants commandables (transistor, IGBT, ...) du redresseur par rapport à la topologie précédente. En revanche, en fonction du sens de transit de puissance, trois transistors et trois diodes (puissance transmise à la charge) ou deux transistors et deux diodes (puissance réinjectée dans le réseau d'entrée) sont conducteurs. Les pertes par conduction de cette topologie seront par conséquent, plus importantes que celles générées par le redresseur de la solution “matriciel indirect”. [15]

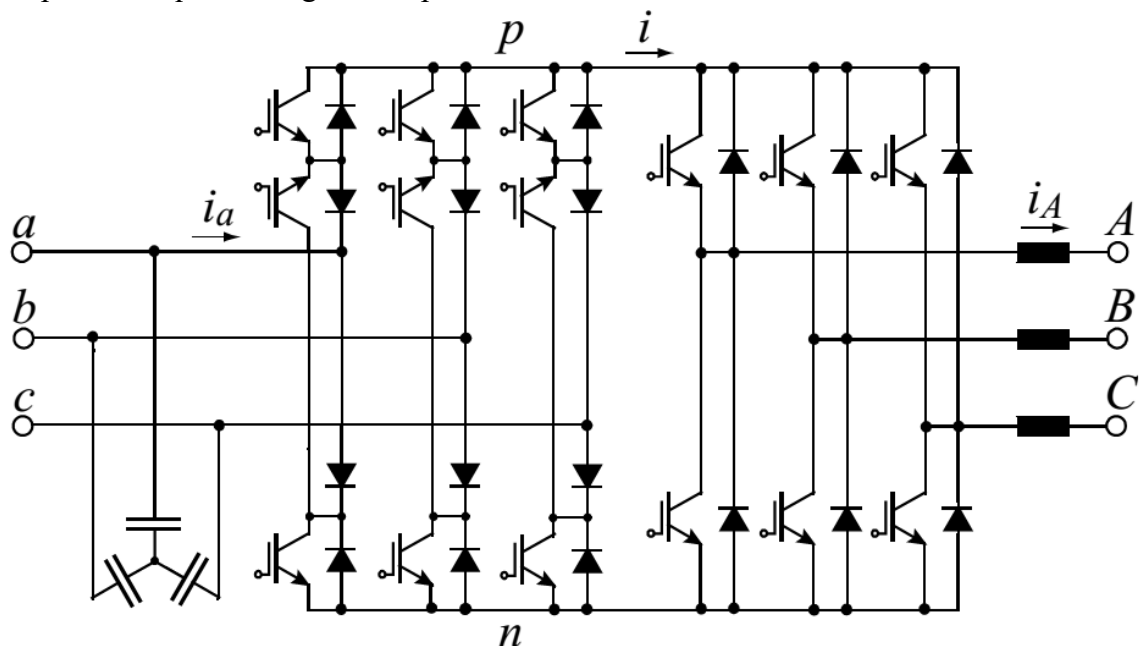


Figure 1. 5: Convertisseur matriciel “Sparse”.

1.3.3.4 Le convertisseur matriciel "Very-Sparse"

Le convertisseur matriciel "Very-Sparse" est composé de 12 Transistors et 30 Diodes. Cette topologie permet de limiter à six le nombre de composants commandables pour le redresseur mais augmente les pertes de conduction en raison d'avoir plus de diodes. La figure 1.6 présente cette topologie [17].

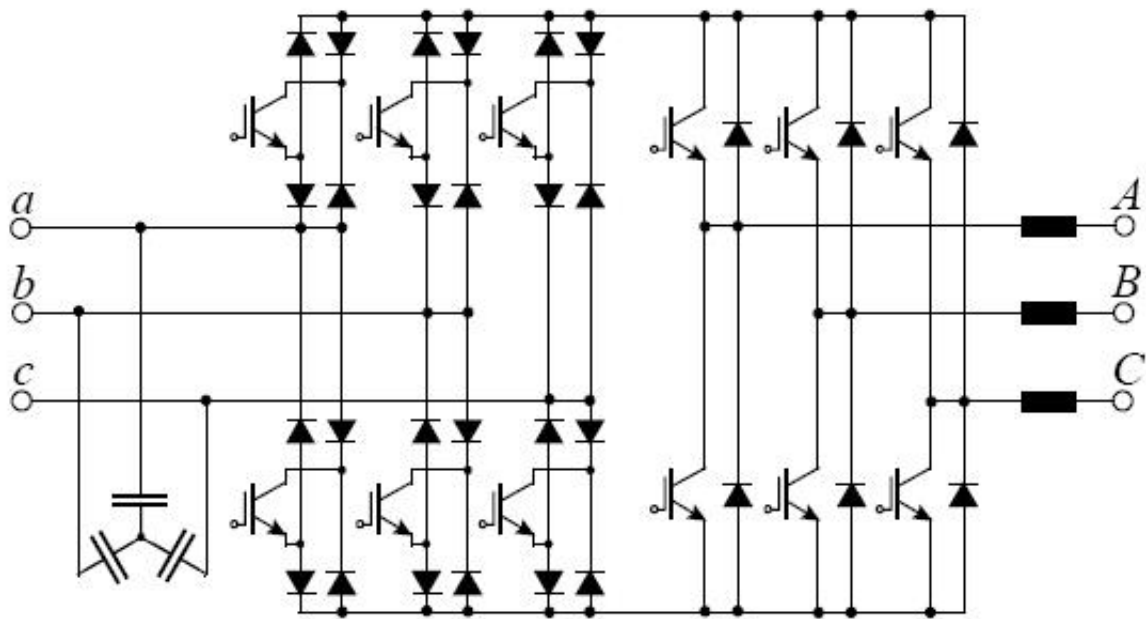


Figure 1. 6: Convertisseur matriciel "Very-Sparse".

1.3.3.5 Le convertisseur matriciel "Ultra-Sparse"

Cette topologie limite le nombre d'interrupteur à son strict minimum, c'est-à-dire, un seul par phase d'entrée comme le montre la figure 1.7. Cette topologie requiert la conduction de deux diodes et d'un transistor par bras commandé. Le redresseur de la structure produit donc des pertes par conduction similaire à celle générées par le redresseur de la topologie "Very-Sparse". Contrairement aux solutions proposées précédemment, cette structure n'est pas réversible en puissance et ne permet donc pas le "mode freinage" du dispositif [3,15].

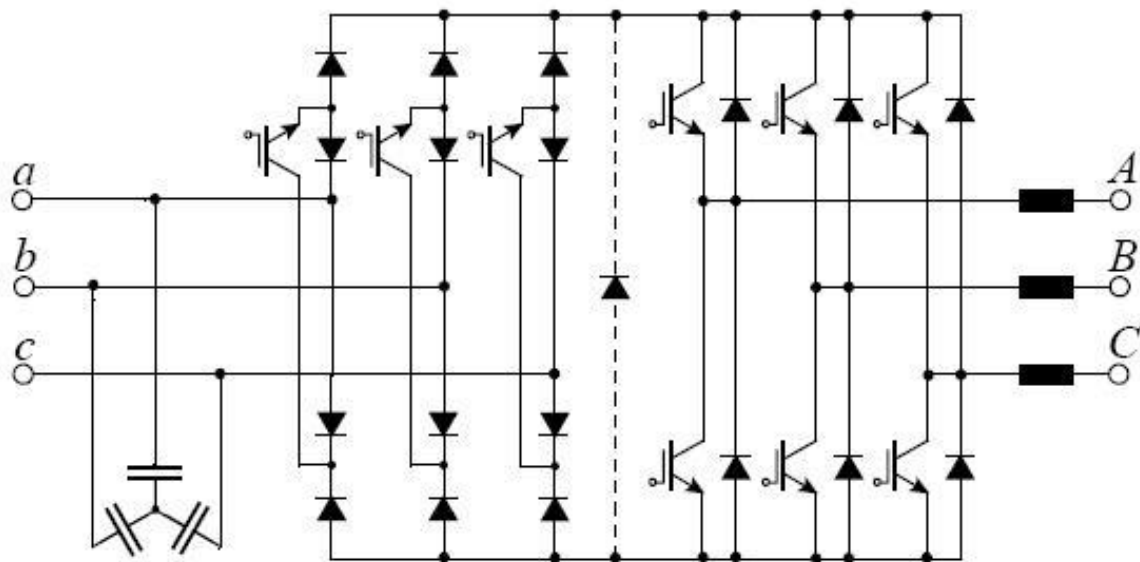


Figure 1. 7: Convertisseur matriciel ‘Ultra-Sparse’.

1.3.3.6 Le convertisseur matriciel ‘Inverting Sparse’

Le redresseur de la topologie du convertisseur matriciel dit ‘Inverting Sparse’ figure 1.8, est composé d’un redresseur à interrupteurs unidirectionnels en courant, en cascade avec un second étage d’inversion. Il possède autant de composants commandables que la version ‘Sparse’. Ce redresseur permet de récupérer l’énergie grâce à son étage inverseur. Devant fonctionner à la même fréquence de modulation que le reste de la structure, cette topologie engendre des pertes par commutation supplémentaires ainsi qu’une plus grande complexité de la commande [3,15].

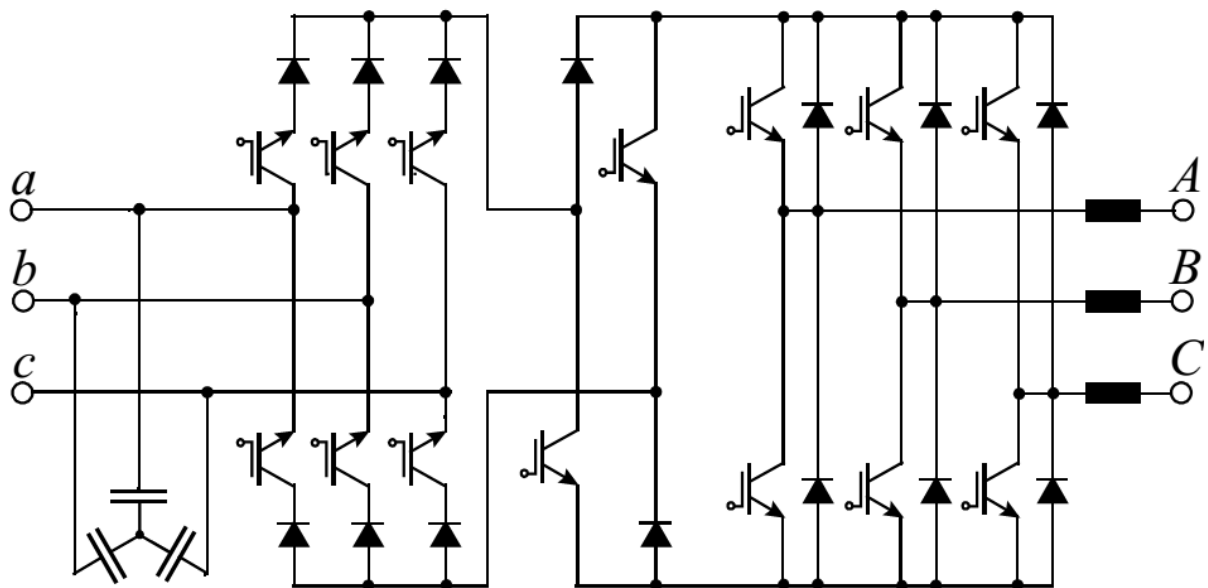


Figure 1. 8: Convertisseur matriciel ‘Inverting Sparse’.

1.3.4 Comparaison entre les différentes topologies :

Le tableau ci-dessous cite le nombre d'interrupteurs utilisés pour chaque topologie et leurs avantages et inconvénients [3,18].

Topologie	Facilité de commande	Pertes par conduction)	bidirectionnalité en puissance	Nombre de transistor (IGBT)	Nombre de diode
MC	Difficile	Moyenne	oui	18	18
IMC	Difficile	Très basse	oui	18	18
SMC	Simple	Basse	oui	15	18
VSMC	Facile	Elevée	oui	12	30
USMC	Facile	Basse	non	9	18
ILMC	Complexe	Très élevée	oui	14	14

Tableau 1.1 : comparaison entre les différentes topologies du CM.

Seule la topologie "indirect" est étudiée par la suite, puisque son redresseur produit moins de pertes par conduction que les autres solutions indirectes présentées.

1.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les topologies des convertisseurs classiques utilisés dans l'industrie avec leurs avantages et leurs inconvénients. L'utilisation du convertisseur sans stockage, à savoir les convertisseurs directs AC/AC de type matriciel, se présente comme une solution alternative.

Ensuite, les topologies des convertisseurs matriciels ont été introduites, exposant leurs avantages, leurs inconvénients.

Enfin, nous avons effectué une étude comparative sur les différentes topologies de l'IMC en termes de rendement et de complexité de la commande.

Chapitre 2

Modélisation de l'association convertisseur -machine asynchrone.

2.1 Introduction

Ce chapitre traite la modélisation de l'association d'un convertisseur matriciel indirect avec une machine asynchrone triphasée. Le convertisseur matriciel est composé d'un redresseur de courant triphasé bidirectionnel en courant et en tension suivi d'un onduleur bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Un filtre d'entrée situé en amont du convertisseur, permet de réduire les ondulations de la tension (figure 2.1).

Nous allons présenter le modèle du convertisseur matriciel indirect constitué d'une cascade composé d'un redresseur commandé en courant et d'un onduleur commandé en tension. Pour assurer un fonctionnement fiable et stable du système, un filtre passe bas d'entrée et une protection contre les surtensions et surintensités sont modélisés.

La dernière partie de ce chapitre traite la modélisation de la machine asynchrone triphasée utilisant le modèle de Park. Par la suite, nous représenterons ces équations, dans un référentiel lié au champ tournant, sous forme d'équation d'état.

Pour valider ce modèle, nous allons simuler le démarrage de la machine alimentée par le réseau (alimentation parfaite).

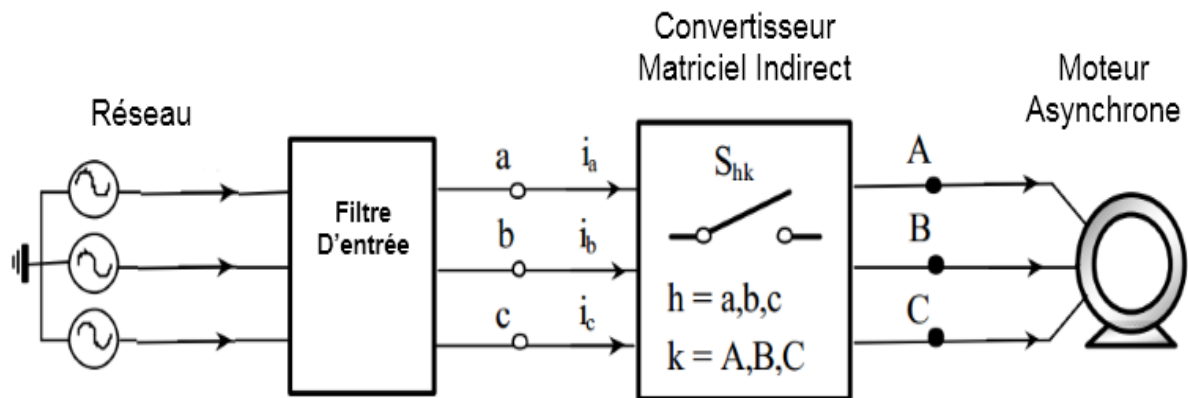


Figure 2. 1: L'association convertisseur matriciel indirect MAS.

2.1 Modélisation du convertisseur matriciel indirect

Une structure du convertisseur matriciel, passant par un étage intermédiaire sans éléments de stockage capacitif, peut être proposée comme alternative au convertisseur matriciel. Cette structure est composée d'une association de deux convertisseurs, d'où le nom de convertisseur matriciel "indirect" [3]. Un redresseur totalement commandé (à interrupteurs quatre segments) est directement connecté à un onduleur de tension (à interrupteurs trois segments) traditionnellement utilisé dans la variation de vitesse comme le montre la figure 2.2.

Cette structure possède les mêmes caractéristiques d'entrée et de sortie que le convertisseur matriciel. La tension intermédiaire, nommée V_{pn} (différence de potentiel entre p et n), doit rester positive car l'IGBT ne supporte pas de tension inverse.

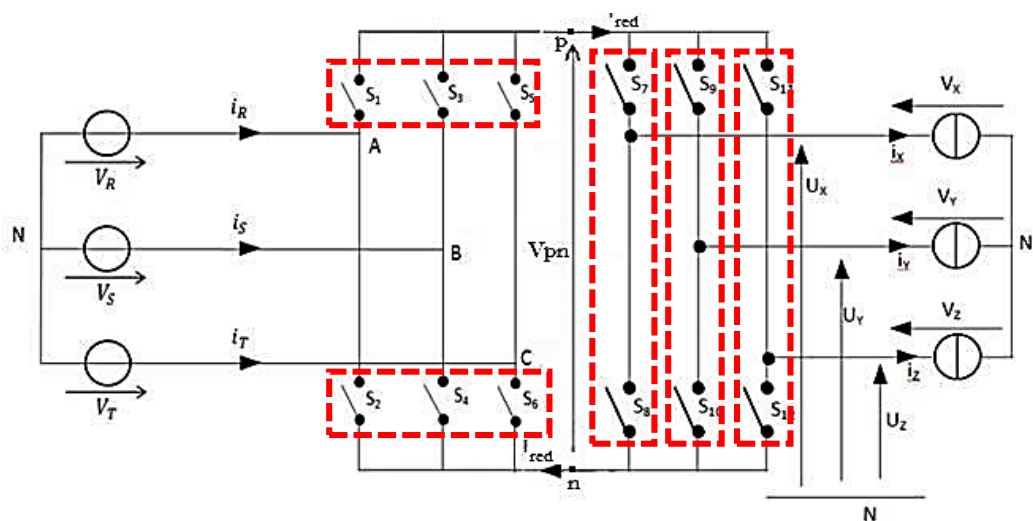


Figure 2. 2: Structure du convertisseur matriciel indirect.

Les notations retenues sont les suivantes :

- i_r, i_s, i_t désignent les valeurs instantanées des courants commutés issus des sources de courant. La somme de ces courants est supposée nulle.
- V_r, V_s, V_t désignent les valeurs instantanées des tensions commutées issues des sources de tension.
- i_x, i_y, i_z désignent les valeurs instantanées des courants modulés.
- U_x, U_y, U_z désignent les valeurs instantanées des tensions modulées.

2.2.1 Interrupteurs bidirectionnels

Dans notre étude, nous supposons que chaque interrupteur soit parfait, c'est-à-dire les phénomènes dus à la commutation sont négligées, ainsi que les chutes de tensions aux bornes des interrupteurs actifs.

Les interrupteurs utilisés dans le redresseur sont réversibles en courant et en tension. C'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions des deux polarités. Pour obtenir cette réversibilité il faut associer des composants élémentaires (diodes, IGBT,...), comme le montre la figure 2.3.

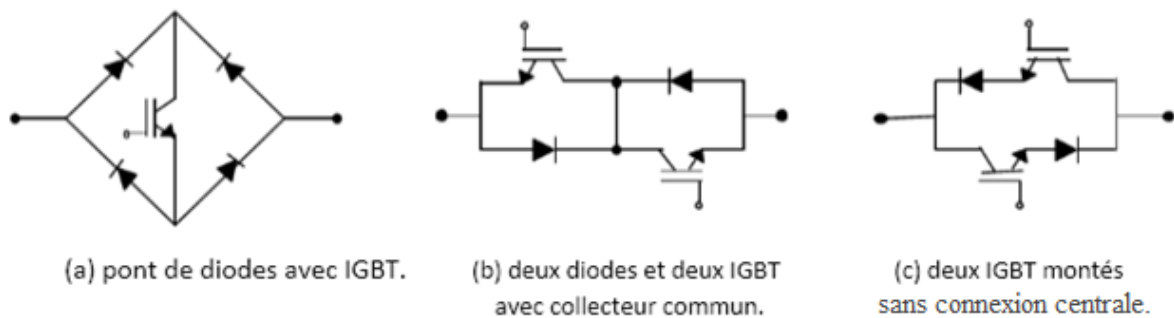


Figure 2. 3: Les diverses Interrupteurs bidirectionnels.

Les interrupteurs utilisés dans l'onduleur sont à trois segments, bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension. L'interrupteur est constitué d'un transistor, IGBT ... et une diode montée en antiparallèle.

Nous supposons que chaque commutateur est modélisé par un interrupteur bidirectionnel commandable à l'ouverture et à la fermeture (figure 2.4).

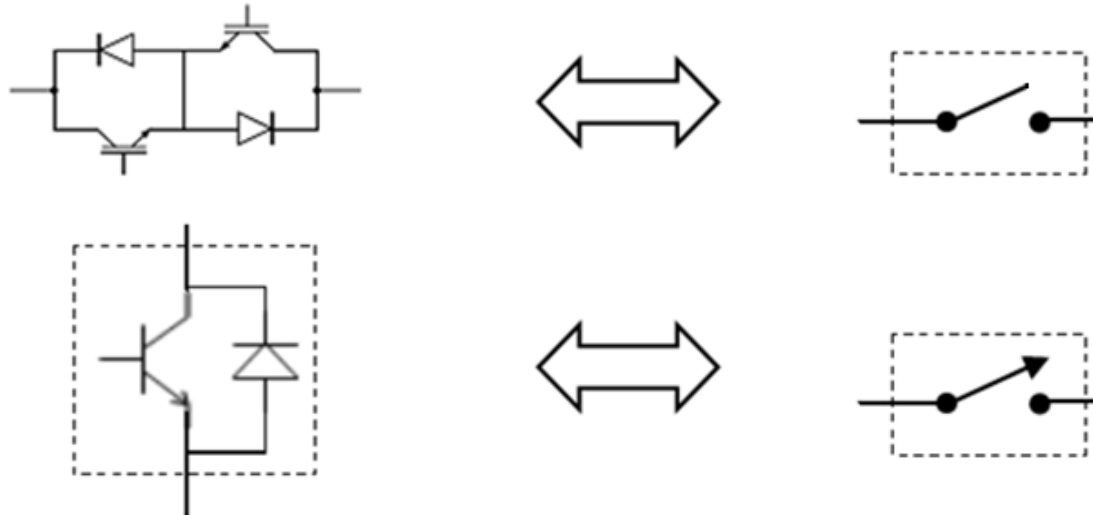


Figure 2. 4: Interrupteur bidirectionnel équivalent.

2.2.2 Fonction de connexion des interrupteurs :

On peut caractériser l'état de chaque interrupteur S_i par une variable logique égale à 1 si l'interrupteur est conducteur et 0 s'il est bloqué. On appelle cette variable la fonction de connexion f_i de l'interrupteur S_i .

$$\begin{cases} f_i = 1 & \text{si l'interrupteur } S_i \text{ est fermé} \\ f_i = 0 & \text{si l'interrupteur } S_i \text{ est ouvert} \end{cases}, \quad \text{avec } i= 1,\dots,6.$$

2.2.3 L'étage redresseur

Le premier étage est l'étage redresseur qui est bidirectionnel en courant comme le montre la figure 2.5. Ces interrupteurs permettent d'opérer avec un courant I_{red} positif ou négatif, acceptant ainsi une réversibilité de puissance.

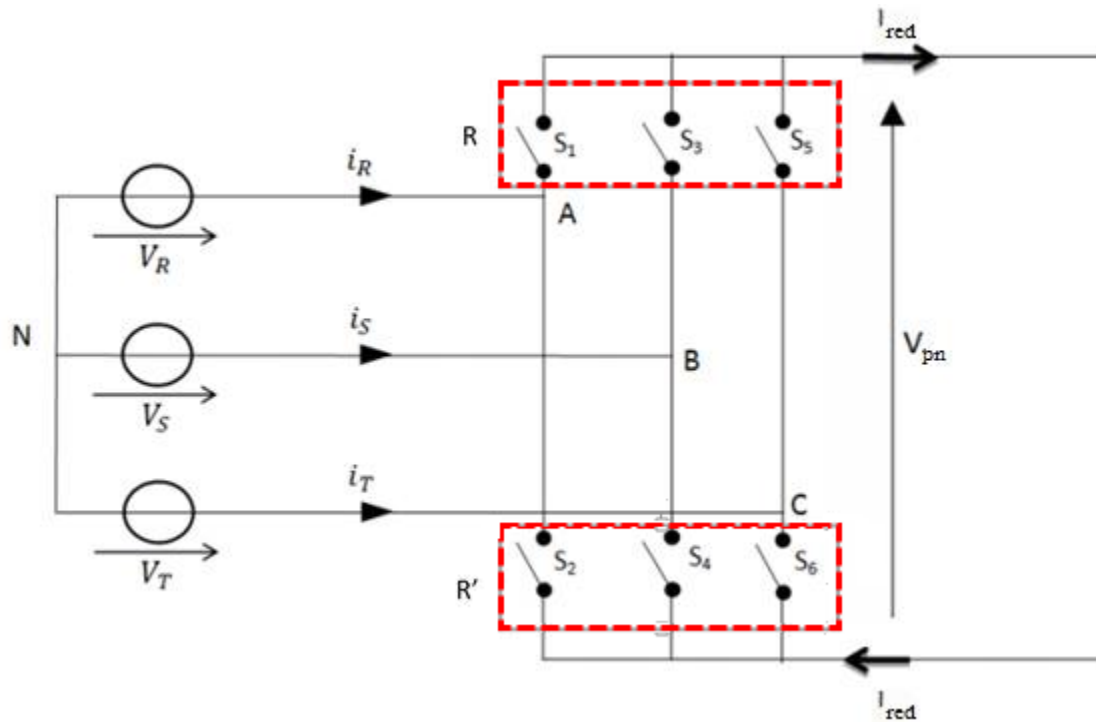


Figure 2. 5: Structure de l'étage redresseur.

Le redresseur du convertisseur matriciel indirect est composé de deux cellules de commutation, nommée R et R'. La nature des sources impose de ne pas court-circuiter une source de tension et ne pas ouvrir une source de courant, chacune des cellules de commutation ne doit avoir qu'un seul interrupteur fermé à chaque instant, ce qui se traduit par les relations suivantes :

$$\begin{cases} f_1 + f_3 + f_5 = 1 \\ f_2 + f_4 + f_6 = 1 \end{cases} \quad (2.1)$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[F_{red}] = \begin{bmatrix} f_1 & f_3 & f_5 \\ f_2 & f_4 & f_6 \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

La tension continue fictive est calculée comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_P \\ V_N \end{bmatrix} = [F_{red}] \cdot \begin{bmatrix} V_R \\ V_S \\ V_T \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Les courants d'entrée sont calculés comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_{red} \\ -I_{red} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

2.2.4 Etage onduleur

Le deuxième étage est un onduleur de tension conventionnel figure 2.6. Il est composé de 3 bras identiques, chacun est constitué de deux interrupteurs.

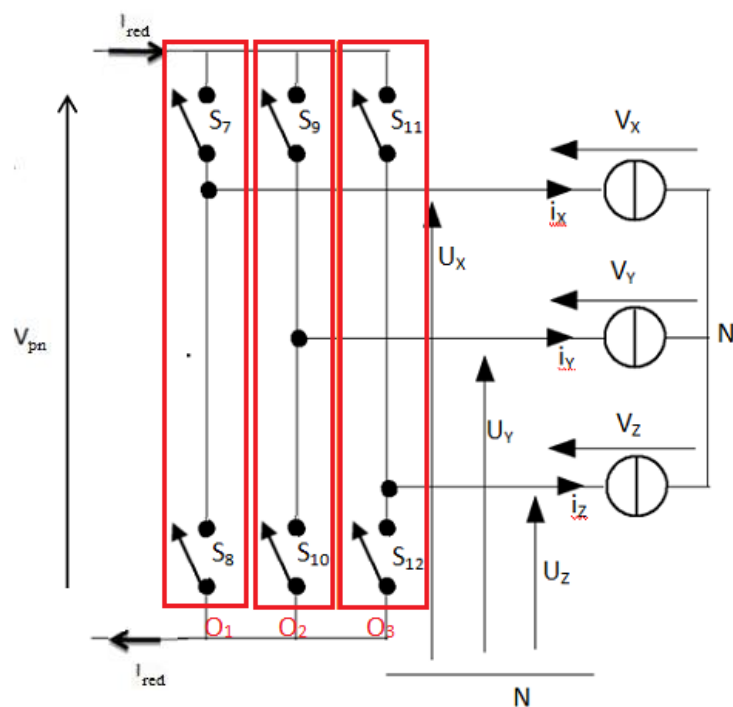


Figure 2. 6: Structure de l'étage onduleur.

L'onduleur du convertisseur matriciel indirect est composé de trois cellules de commutation, nommée O₁, O₂, O₃ présentées dans la figure 2.6 La nature des sources impose de ne pas court-circuiter une source de tension et ne pas ouvrir une source de courant. Chacune des cellules de commutation ne doit avoir qu'un seul interrupteur fermé à chaque instant, ce qui se traduit par les relations suivantes :

$$\begin{cases} f_7 + f_8 = 1 \\ f_9 + f_{10} = 1 \\ f_{11} + f_{12} = 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[F_{ond}] = \begin{bmatrix} f_7 & f_9 & f_{11} \\ f_8 & f_{10} & f_{12} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Les tensions de sortie sont calculées comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} V_P \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Le courant redressé I_{red} est calculé comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{red} \\ -I_{red} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Le produit des matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur correspond à la matrice de connexion du convertisseur matriciel :

$$[F_{IMC}] = [F_{ond}]^T \cdot [F_{red}] = \begin{bmatrix} f_7 & f_8 \\ f_9 & f_{10} \\ f_{11} & f_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1 & f_3 & f_5 \\ f_2 & f_4 & f_6 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La génération des signaux logiques f_i dépend des stratégies de modulation utilisées. Afin d'améliorer les performances du convertisseur matriciel indirect, plusieurs techniques de modulation sont aujourd'hui développées.

2.3 Filtre d'entrée

Le filtre d'entrée agit comme une interface entre le convertisseur matriciel indirect et le réseau alternatif. Ses caractéristiques fondamentales sont d'éviter des modifications importantes de la tension d'entrée du convertisseur et d'éliminer les harmoniques de courant indésirables. A cause des courants d'entrée discontinus, le convertisseur matriciel indirect se comporte comme une source d'harmoniques du courant qui sont réinjectées dans le réseau. Ces harmoniques du courant entraînent des distorsions de la tension qui affectent le fonctionnement global du convertisseur, donc ces harmoniques doivent être réduites [3,16].

La méthode principale de réduction des harmoniques générées par les convertisseurs statiques est fournie par le filtre d'entrée en utilisant des éléments de stockages réactifs.

Différentes configurations ont été proposées pour le filtre d'entrée du convertisseur matriciel [16,19,20]. Ces différences sont une conséquence de différents critères de conception, différentes fréquences de commutation et différentes stratégie de modulation. La figure 2.7 présente des configurations utilisées avec le convertisseur matriciel.

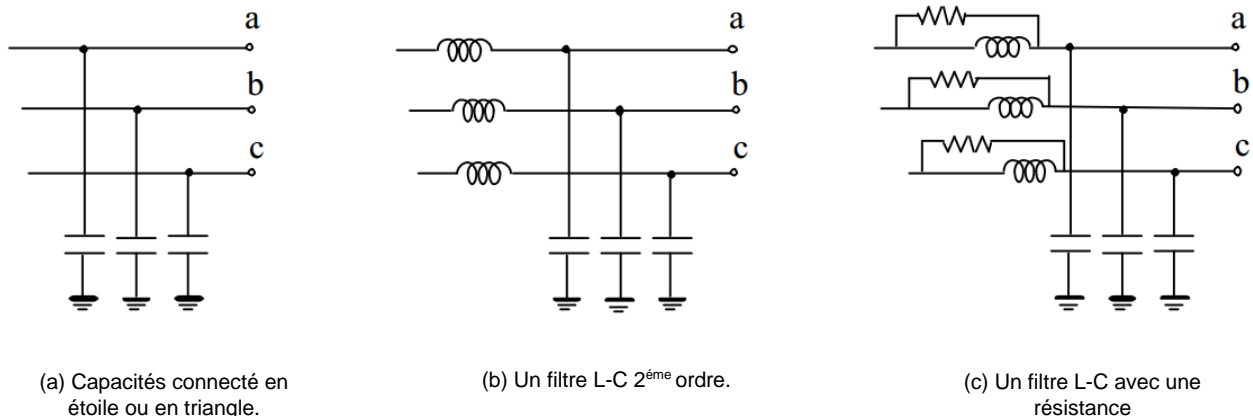


Figure 2. 7: Différentes configurations du filtre d'entrée.

D'une manière générale, la conception d'un filtre d'entrée pour les convertisseurs statiques de puissance doit répondre à ces exigences principales :

- Atténuer le bruit de commutation.
- Ayant un faible déphasage entre la tension et le courant d'entrée.
- Garantir la stabilité globale du système.
- Le volume et le poids doivent être minimisés en prenant en compte la densité d'énergie. Cette dernière dépend de la technologie des condensateurs et des inductances choisis.

Selon l'importance des critères choisis, différents circuits de filtrage sont envisageables.

Le filtre le plus commun utilisé pour le convertisseur matriciel est le filtre passe-bas L-C.

2.3.1 Filtre passe-bas L-C

La solution consiste à placer un filtre passe bas de type L-C à l'entrée du redresseur. La fréquence de coupure de ce dispositif est comprise entre la fréquence du réseau d'entrée et de la fréquence du premier harmonique important en termes d'amplitude. Le coût et le volume d'un dispositif de filtrage dépendent principalement de la fréquence de coupure mais aussi de la puissance transitant au sein de ce dispositif. Plus cette fréquence de coupure est basse, plus le volume s'agrandi et le coût s'élève.

2.3.2 Modélisation du filtre :

Le schéma équivalent par phase du circuit est représenté sur la figure 2.8. D'où la fonction de transfert de Laplace entre le courant I_d circulant dans la ligne d'alimentation et celui absorbé par le convertisseur matriciel indirect i_s peut être écrit comme suit :

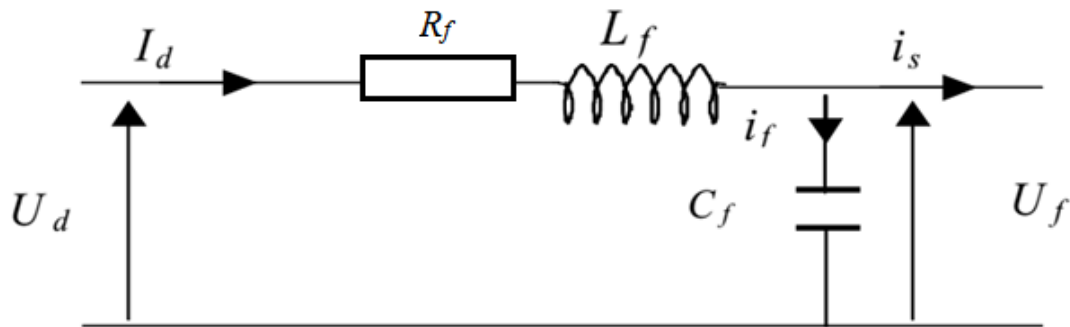


Figure 2. 8: Schéma équivalent par phase d'un filtre passe bas.

La fonction du transfert du filtre est donnée par la relation suivante :

$$F = \frac{I_d}{i_s} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{R_f}{L_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (2.10)$$

Les valeurs de R_f , C_f et L_f sont présentées dans l'annexe A.

Le diagramme de Bode de cette fonction du transfert est présenté dans la Figure 2.9

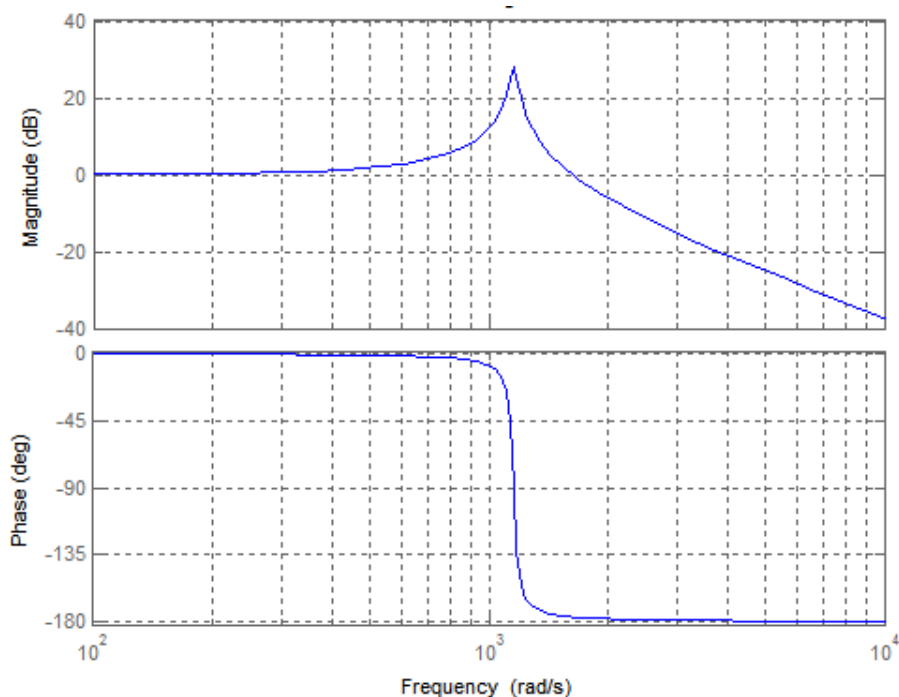


Figure 2. 9: Diagramme de Bode de filtre passe-bas.

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de résonance f_0 et un facteur de qualité :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.11)$$

$$Q = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (2.12)$$

Le dimensionnement du filtre d'entrée répond aux contraintes suivantes :

- La fréquence de coupure (f_c), déterminée par la relation (2.13), doit être fortement inférieure à la fréquence de commutation. Elle est choisie pour fournir une atténuation donnée aux multiples de la fréquence de commutation, car elles sont les plus néfastes.

$$f_c = \frac{\sqrt{2}}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (2.13)$$

- Le déphasage entre les courants d'entrée et leurs tensions respectives doit être limité à la puissance nominale. Cette contrainte permet de limiter la puissance réactive consommée par le variateur.
- La chute de tension produite par la résistance interne de l'inductance (R_f) doit être réduite au minimum à courant nominal tout en limitant la valeur de Q à la fréquence f_0 . Cette limite permet d'avoir une tension d'entrée du convertisseur matriciel la plus élevée possible.

En prenant en compte les trois critères précédemment cités. L'article [21] déduit les équations définies ci- dessous pour le dimensionnement de ce filtre :

$$L_f = \frac{3U_f}{2\omega_0 P_e} \quad (2.14)$$

$$C_f = \frac{2P_e}{3\omega_0 U_f} \quad (2.15)$$

Avec : U_f , P_e , ω_0 sont respectivement tension et puissance d'entrée et la pulsation propre du filtre voulu.

2.4 Tension de sortie

Étant donné qu'aucun des composants de stockage d'énergie sont présents entre l'entrée et la sortie du convertisseur matriciel indirect, les tensions de sortie doivent être générés directement à partir des tensions d'entrée. Chaque forme d'onde de la tension de sortie est synthétisé par échantillonnage séquentiel par morceaux de la tension d'entrée.

Le rapport de tension ne peut excéder 50% de la tension de source et il définit une limitation majeure du convertisseur matriciel. Il y a dans cette zone, se situant entre $\pm 50\%$ de l'amplitude maximale, toute l'information provenant des trois tensions d'entrée V_A , V_B et V_C permettant de construire un nouveau signal de fréquence quelconque. Toutefois, des études démontrent qu'un décalage systématique des points neutres aux ports d'entrée et de sortie du convertisseur permet d'accroître le gain théorique à une valeur maximale de 86.67% [9].

2.5 Protection

Comme tous autres convertisseurs statiques, le convertisseur matriciel a besoin d'être protégé contre les surtensions et les surintensités qui peuvent être destructives pour ces semi-conducteurs. Un circuit de protection efficace et robuste est nécessaire afin d'avoir un convertisseur stable et fiable.

Les surtensions peuvent provenir d'une source extérieure comme un défaut sur le réseau d'alimentation ou interne comme conséquence d'une erreur de commutation ou de synchronisation qui provoquent l'interruption du courant du moteur. Pour éviter que des surtensions destructrices n'apparaissent sur ces interrupteurs, un chemin doit être fourni aux courants du moteur.

En ce qui concerne les surintensités, ils peuvent être créés soit à partir d'un court-circuit de deux phases d'entrée, soit un court-circuit de deux phase de sortie ou une phase de sortie avec la terre. Dans les deux cas, la stratégie de protection généralement adoptée consiste à ouvrir tous les interrupteurs, en utilisant le fait que les courants sont surveillés et les semi-conducteurs de puissance peuvent à la fois résister et passer de surintensité considérable [22,16].

2.5.1 Protection par un circuit « clamp »

Le premier système de protection proposé, généralement utilisé, est un circuit « Clamp » [16,19]. Il est composé d'un ou de deux condensateurs connectés à tous les phases d'entrée et la sortie du redresseur à travers un pont de diodes comme le présente la Figure 2.10. Le pont redresseur connecté sur l'entrée est utilisé afin de charger la capacité C de ce circuit de protection.

Ce circuit « Clamp » constitue la protection des interrupteurs contre ces surtensions. V_{DC} est égal, au minimum, à la tension composée maximale du réseau d'entrée. Le condensateur du circuit d'écrêtage se charge initialement à travers le premier redresseur relié 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 à la sortie du redresseur et limite la tension de sortie à la valeur crête du condensateur.

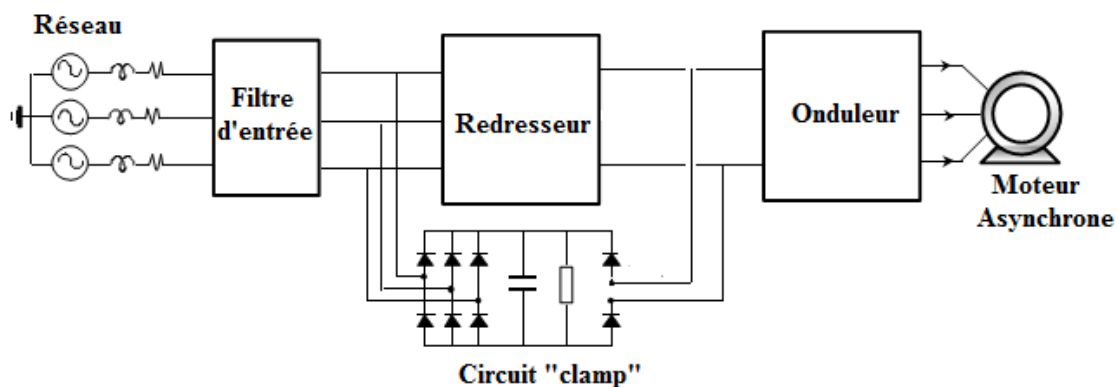


Figure 2. 10: Protection du convertisseur matriciel avec un circuit « clamp ».

2.5.2 Protection avec varistances

Une deuxième solution proposée récemment consiste à connecter en parallèle sur chaque interrupteur une varistance (une résistance électrique fortement non linéaire).

Ceci permet d'écrêter les pics de tension en cas de défaut de commutation. Il est possible de réduire le nombre de varistance à six en les insérant dans une configuration en triangle, à l'entrée et à la sortie du convertisseur matriciel, comme le présente la figure 2.11 [3,23].

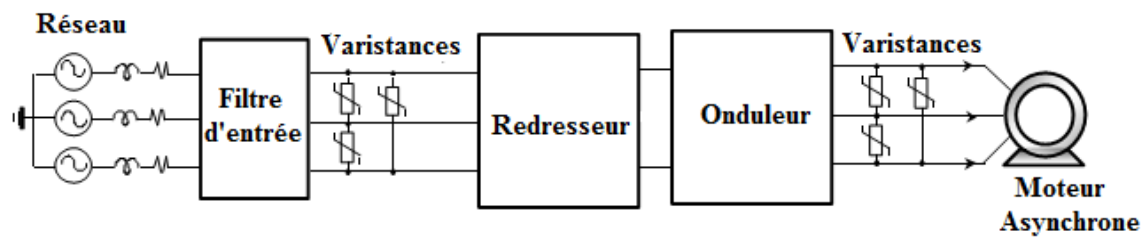


Figure 2. 11: Protection du convertisseur matriciel avec des varistances.

Pour des applications de faible puissance, l'énergie stockée dans les inductances du moteur est plutôt faible, les varistances peuvent être des dispositifs fournissant un chemin aux courants du moteur. En fonctionnement normal, les pertes causées par les varistances sont négligeables [24].

Mais les varistances ne peuvent pas supporter de trop longs défauts et elles ne sont pas suffisantes pour garantir, au cours d'une ouverture intempestive d'une maille, une protection fiable des transistors. Afin de protéger les transistors, un écrêteur actif (circuit constitué de deux diodes dont une Zener et une résistance) est ajouté à tous les transistors [24,16]. Le schéma de base du circuit est présenté à la figure 2.12.

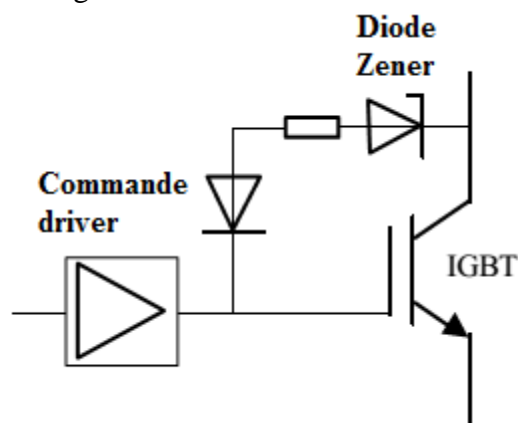


Figure 2. 12: Circuit d'un écrêteur actif.

La diode Zener doit posséder une tension d'avalanche élevée. Lorsque la tension entre l'émetteur et le collecteur du transistor s'élève au-dessus de la tension d'avalanche, la base du transistor est à nouveau chargée et ce dernier devient conducteur dans sa région non saturée. Cette opération entraîne des pertes élevées dans les transistors.

2.5.3 Comparaison des protections

Par rapport à la solution par circuit “Clamp”, la solution utilisant les varistances et le circuit supplémentaire de remise en conduction possède l'avantage de ne pas nécessiter de dispositifs semi-conducteurs de puissance et de composant de stockage supplémentaire, ce qui donne une solution plus compacte et moins coûteuse. Comme pour le circuit de “Clamp”, les paramètres du moteur doivent être connus afin de sélectionner la varistance appropriée. En revanche, cette protection demande des modifications matérielles et est plus complexe à mettre en œuvre que le circuit “Clamp”. Cette solution n'est pas encore répandue car peu d'études de fiabilité ont été effectuées sur ce système de protection [3].

2.6 Modélisation de la machine asynchrone

2.6.1 Introduction :

Le moteur asynchrone a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteur par ses qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et d'entretien.

Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable, il doit être commandé par un processus externe qui permet d'ajuster au mieux la tension d'alimentation, de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge [1,2].

Nous présentons, dans ce chapitre, un modèle de la machine asynchrone triphasée. La modélisation est la description mathématique d'un processus technique, cette description mathématique se fait normalement par des équations différentielles ou des fonctions de transfert et donne les relations entre les grandeurs d'entrée et les grandeurs de sortie d'un système.

2.6.2 Équations de la machine asynchrone :

- **Hypothèses simplificatrices :**

Pour simplifier l'étude, on admet les suppositions suivantes [1,25] :

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault peuvent être négligés.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la variation de la température.
- La force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.

- La symétrie parfaite de la machine.
- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- On néglige l'effet de peau.
- L'additivité de flux.
- La constance des inductances propres.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

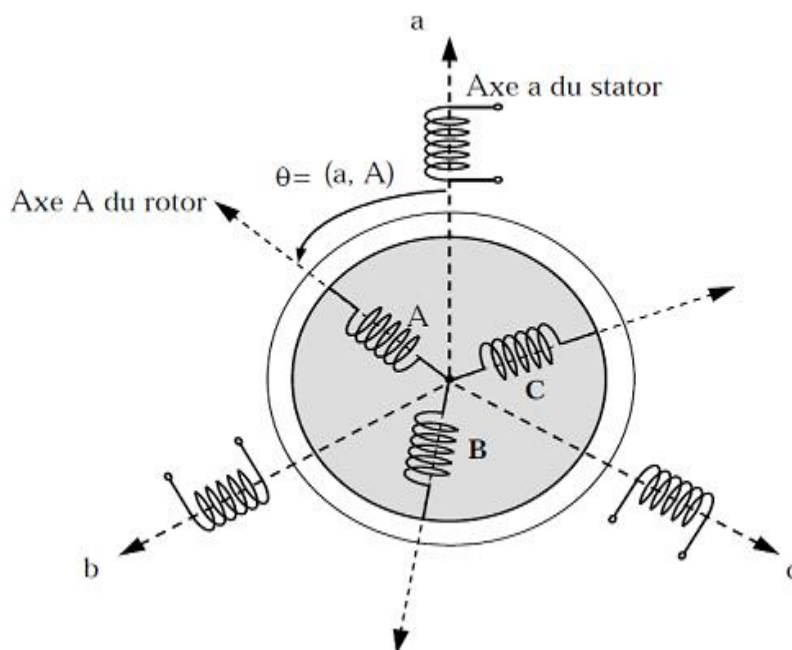


Figure 2. 13: Représentation d'une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.

- **Equation de tension :**

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_r = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} \end{cases} \quad (2.16)$$

Où les indices ' s ' et ' r ' représentent respectivement les grandeurs relatives au stator et au rotor.

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_s] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad ; \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

• **Equations des flux**

Les flux totaux de la machine sont donnés par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_s = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ \phi_r = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (2.17)$$

Les quatre matrices d'inductances sont données par les relations suivantes :

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

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

Les différentes inductances utilisées dans ces relations désignent :

- l_s : inductance propre d'une phase statorique.
- l_r : inductance propre d'une phase rotorique.
- M_s : inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
- M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
- M : inductance entre deux phases statoriques et rotoriques lorsque ces deux coïncident.
- θ : écart angulaire entre stator et rotor.

En remplaçant les équations des flux dans les équations des tensions et on désignant par « p » l'opérateur $\frac{d}{dt}$, les équations des tensions au stator et au rotor s'écrivent :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + p([L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]) \\ [V_r] = [R_r][I_r] + p([L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s]) \end{cases} \quad (2.18)$$

- Equation mécanique

$$\Gamma_e - \Gamma_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \cdot \Omega_r \quad (2.19)$$

Γ_e : Le couple électromagnétique.

Γ_r : Le couple résistant.

J : moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement.

2.6.3 Transformation de Park :

La transformation de Park consiste à transformer le système d'axe des enroulements statorique et rotorique (système triphasé équilibré), à un système d'axe des enroulements orthogonaux équivalents. Ce passage est rendu possible par la matrice de Park P (θ_s) pour la transformation des grandeurs physiques. Cette transformation nous donne un système d'équations différentielles à coefficients non variables.

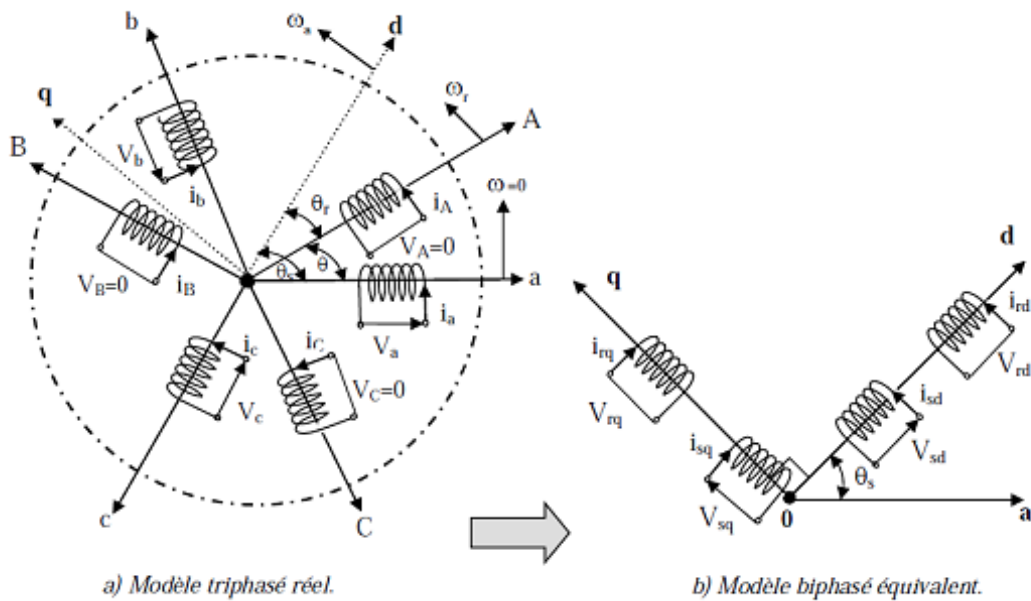


Figure 2. 14: Passage du modèle triphasé au modèle biphasé.

θ : l'angle entre l'axe a et A.

θ_r : l'angle entre l'axe A et d.

θ_s : l'angle du stator entre a et d.

ω_a : la vitesse angulaire du système d'axe (d,q).

ω_r : la vitesse angulaire électrique rotorique.

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} \quad (2.21)$$

2.6.3.1 Les équations de la machine dans le repère de Park

- Equations de la tension

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_a) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega_a) \phi_{dr} \end{cases} \quad (2.22)$$

- Equations des flux couplés

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (2.23)$$

Tel que les inductances cycliques sont :

$$L_s = l_s - M_s \quad ; \quad L_r = l_r - M_r \quad ; \quad L_m = \frac{3}{2} M$$

- Equation du couple

$$\Gamma_e = p \cdot L_m (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \quad (2.24)$$

2.6.3.2 Choix du référentiel

Repère lié au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega_a \quad (2.25)$$

Repère lié au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = 0 \quad (2.26)$$

Repère lié au champ tournant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = g\omega_s \quad (2.27)$$

Où :

- ω_s est la pulsation statorique.
- ω_r est la pulsation mécanique.
- ω_a est la pulsation de synchronisme.

2.6.3.3 Référentiel lié au champ tournant

Le champ tournant est le champ crée par le bobinage statorique de la machine. Le repère d'axes d-q est lié au flux statorique. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent les grandeurs du modèle (V_{ds} et V_{qs}) sont continuées. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande [1].

- **Les équations de la machine dans le repère de Park référentiel lié au champ tournant :**

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_a \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_a \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \phi_{dr} \end{array} \right. \quad (2.28)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{array} \right. \quad (2.29)$$

2.6.4 Mise sous forme d'équation d'état

Il est nécessaire de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équations d'état, en manipulant les équations électriques (2.28) et (2.29), on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\dot{X} = A.X + B.U \quad (2.30)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & w_s & \frac{L_m}{\sigma L_S T_r L_r} & \frac{w \cdot L_m}{\sigma L_S L_r} \\ -w_s & -\frac{1}{\sigma L_S} \left(R_s + \frac{L_m^2}{T_r L_r} \right) & -\frac{w \cdot L_m}{\sigma L_S L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_S T_r L_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & w_s - w \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -w_s + w & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \text{ et } B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ et } U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_S L_r}$: Coefficient de fuites totales.

2.6.5 Résultats de simulation

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré 220/380V, $f = 50\text{Hz}$. Après trois seconde de démarrage, on insert un couple résistant de valeur nominale 10 N.m.

Les paramètres de la machine sont donnés en annexe A ; les simulations sont effectués sur MATLAB. Les résultats de simulation sont donnés dans la figure 2.15

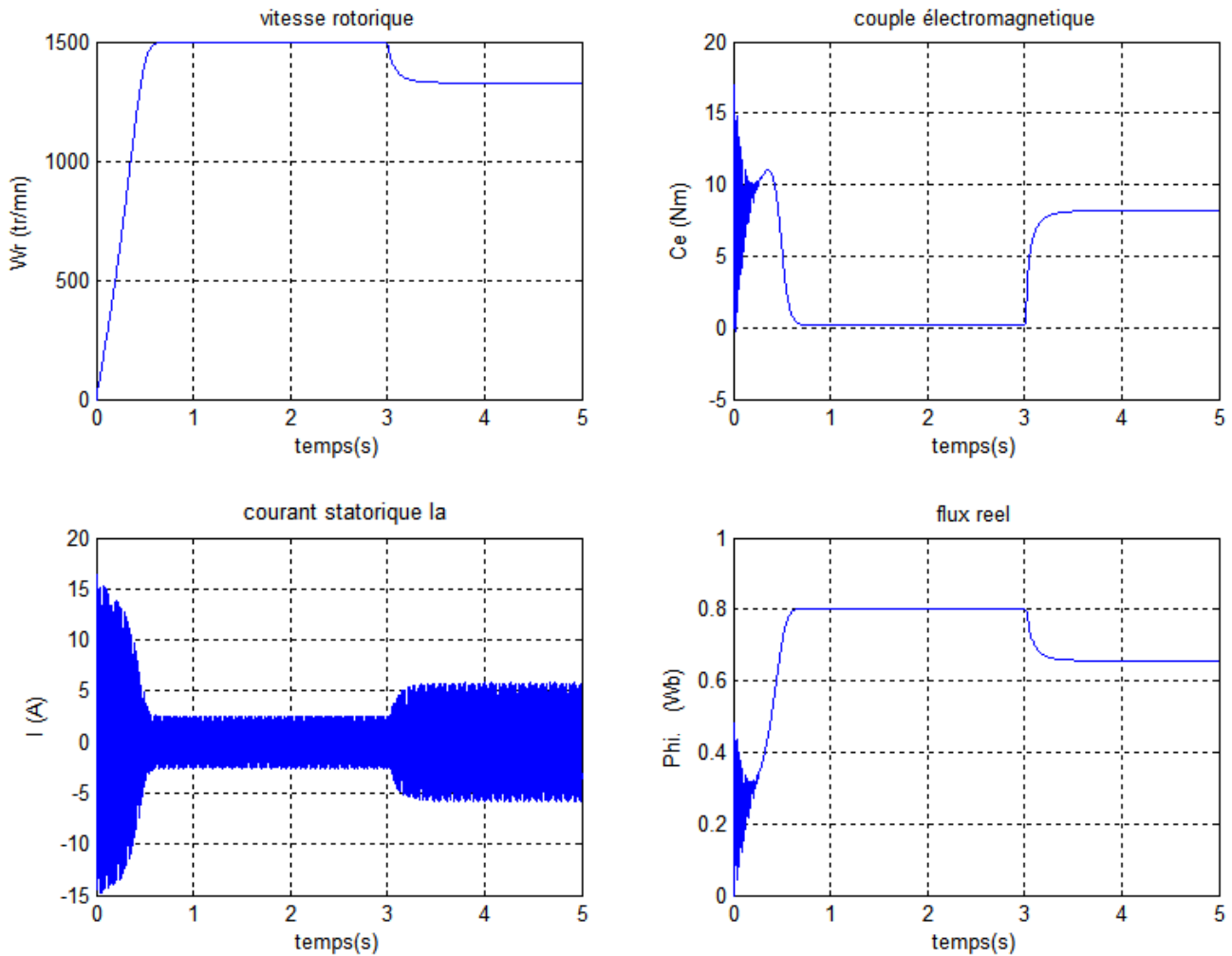


Figure 2. 15: Machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé équilibré. Démarrage à vide et insertion du couple nominal (alimentation parfaite).

2.6.5.1 Interprétation des courbes :

Les courbes représentent les résultats de simulation de démarrage de la machine asynchrone à vide, alimentée par le réseau triphasé et l’insertion d’un couple résistant de valeur $\Gamma_r = 8 \text{ N.m}$.

La vitesse en régime permanent se stabilise à une valeur proche de la vitesse du synchronisme car la machine tourne à vide.

Au démarrage à vide, le couple est fortement pulsatoire. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de deux fois le couple nominale. Ceci est dû aux bruits engendrés par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers la valeur correspondante à la charge nulle.

L'appel au courant est fort au démarrage, il est égal à environ trois fois le courant nominal. Au régime permanent, il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

L'insertion du couple résistant fait augmenter le courant à sa valeur nominale, la vitesse diminue à sa valeur nominale pour assurer le glissement nominal. Le couple électromagnétique augmente à 8 N.m. On remarque aussi un régime transitoire court qui suit l'insertion du couple résistant. Le flux rotorique diminue aussi, c'est l'effet du couplage naturel de la machine asynchrone entre le couple et le flux.

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons commencé par la modélisation du convertisseur matriciel indirect. Nous avons modélisé les interrupteurs, les cellules de commutation et l'assemblage des cellules de commutation puis nous avons défini les notions de fonctions de connexion et les matrices de connexion de l'étage redresseur et onduleur.

Nous avons mis en évidence que des dispositifs de filtrage et de protection sont nécessaires au bon fonctionnement du convertisseur matriciel indirect. Une attention particulière a été portée au filtre d'entrée qui doit être du type passe-bas.

Ensuite, on a présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée, dont la complexité a été réduite en utilisant la transformation de Park, dans un référentiel lié au champ tournant.

La représentation en modèle d'état permet d'envisager la commande de la MAS par la technique qui sera traitée aux chapitres suivants, la technique par orientation du flux rotorique, et aussi pour l'étude et l'élaboration des observateurs.

Les résultats de simulation ont montrés la validité du modèle mathématique de la machine asynchrone.

Chapitre 3

Stratégie de commande (SVM) du convertisseur matriciel indirect.

3.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons commencer par un état de l'art sur les stratégies de modulation adaptées à la commande du convertisseur matriciel indirect.

Ensuite, nous allons étudier la modulation vectorielle appelée aussi SVM. Cette stratégie est basée sur la représentation instantanée des vecteurs des tensions de sortie et des courants d'entrée dans l'espace temporel.

L'analyse de cette stratégie sera basée sur :

- Les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée, alimentée par le convertisseur matriciel indirect.
- La caractéristique de réglage et le taux d'harmonique des tensions de sortie du convertisseur matriciel indirect.

Pour finir, une étude de dimensionnement optimal du système de filtrage d'entrée, du convertisseur matriciel indirect, de type L-C sera réalisée, en prenant en compte, la fréquence de coupure souhaitée, le volume et le poids.

3.2 Etat de l'art

Depuis l'introduction du convertisseur matriciel en 1976[5], plusieurs stratégies de modulation ont été mises au point et sont réparties en deux classes : Les méthodes scalaires et les méthodes vectorielles.

3.2.1 Méthodes scalaires

- **Méthode de Venturini et Alesina :**

La première stratégie de modulation a été proposée par A. Alesina et M. Venturini en 1980[2]. Elle utilise des tensions de références de sortie sans le terme homopolaire. mais son majeur problème est la limite du rapport de transformation entre la tension de sortie et la tension d'entrée (taux de modulation r) qui n'a pas dépassé 0.5 de plus le facteur de puissance d'entrée dépend de celle de sortie donc l'un des avantages du CM a été supprimé [3].

- **Méthode de Roy et April**

En 1987, MM. G.Roy et G.E.April présentent une méthode réaliste et éprouvée permettant d'atteindre un rapport de 0.867 entre les tensions de sortie et d'entrée du convertisseur, ce qui représente le maximum théorique du gain de tension [26,27].

L'algorithme scalaire nécessite la mesure des tensions instantanées à l'entrée du convertisseur afin de déterminer les temps d'activation des interrupteurs [27].

- **Modulation PWM à trois intervalles**

En 1998 Schuster a proposé une autre modulation dans [28]. Elle divise le MC en deux étages distincts (étage redresseur et étage onduleur). En se basant sur cette modulation les tensions d'entrée sont redressées avec une fonction de redressement $[F_{red}]$ pour construire une tension fictive utilisant en plus une fonction de modulation τ pour donner une forme sinusoïdale au courant d'entrée. Puis l'étage onduleur génère les tensions de sortie avec $[F_{ond}]$ qui est fonction des tensions de référence.

Afin d'avoir les fonctions de connexion un signal triangulaire de référence sera comparé à deux signaux de commande. De cette manière, on obtient deux signaux binaires de sortie par phase, indiquant les états des commutateurs de puissance [3,28,29].

3.2.2 Méthode vectoriel :

La méthode vectorielle (SVM) est la technique la plus populaire à cause de sa simplicité et son efficacité surtout lors de son implémentation. Cette modulation permet non seulement de visualiser spatialement et temporellement les tensions à appliquer sur la charge, mais aussi les courants d'entrée à prélever du réseau et le contrôle du facteur de puissance d'entrée indépendamment de facteur de sortie.

3.3 SVM appliquée au convertisseur matriciel indirect :

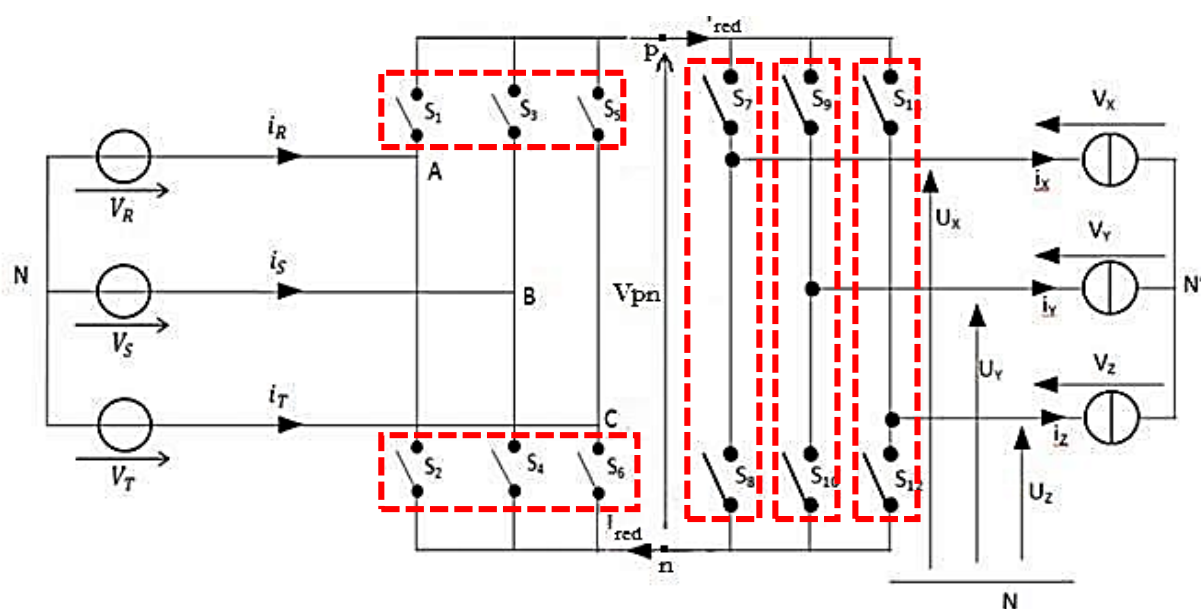


Figure 3. 1: Topologie du convertisseur matriciel indirect.

Le convertisseur matriciel indirect est décrit par un circuit équivalent combinant un redresseur de courant et un onduleur de tension connectés par une liaison continue sans un élément de stockage (figure 3.1).

Les deux étages de puissance sont directement reliés par leurs côtés continus et sont bidirectionnels en puissance. La SVM est appliquée pour chaque étage en utilisant deux vecteurs actifs et un vecteur zéro pour synthétiser les deux vecteurs de référence qui sont (V_s et I_e). L'idée de base de la technique de modulation indirecte est de dissocier le contrôle des courants d'entrée du contrôle des tensions de sortie [3].

Pour mettre en œuvre cette stratégie de modulation, les tensions de sortie et les courants d'entrée générés par chaque combinaison de commutation du convertisseur matriciel indirect, présenté dans (tableau 3.1, tableau 3.2), sont convertis en vecteurs spatiaux à l'aide de la transformation suivante :

$$X_0 = \frac{2}{3}(X_1 + a X_2 + a^2 X_3) \text{ avec : } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.1)$$

Où X_1 , X_2 et X_3 sont des variables qui représentent les tensions de sortie ou les courants d'entrée.

3.3.1 L'étage redresseur

L'étage redresseur présenté à la figure 3.2 peut être assimilée à un redresseur alimentant une source de courant continu.

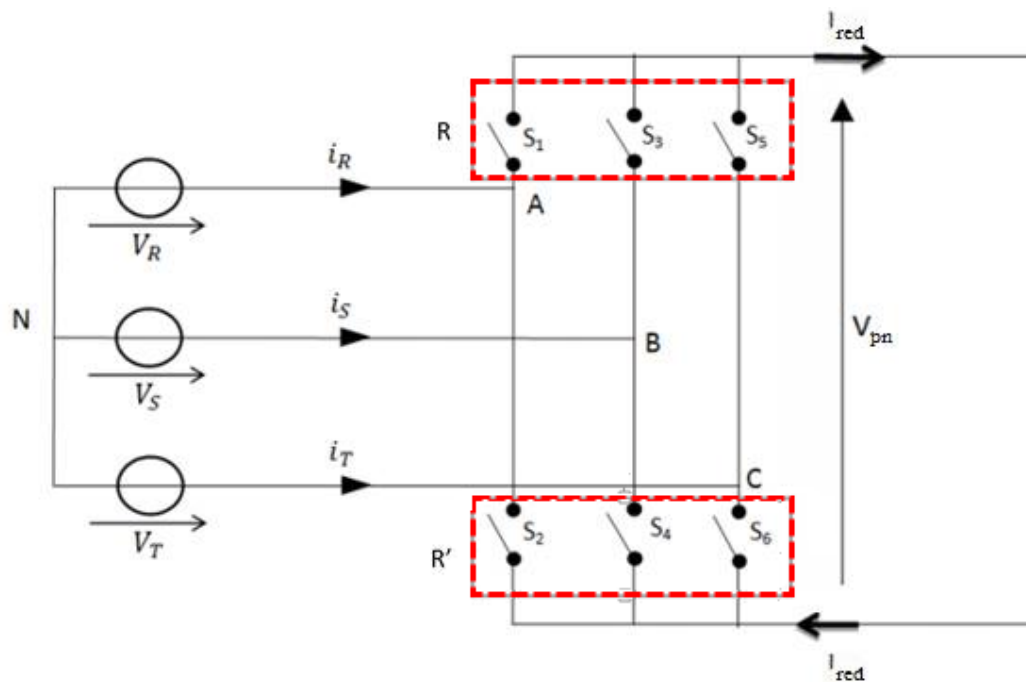


Figure 3. 2: Etage redresseur du convertisseur matriciel indirect.

La SVM est appliquée pour commander le redresseur en utilisant la transformation (Eq. 3.1), donc le vecteur courant d'entrée I_E est défini par :

$$I_E = \frac{2}{3} * (I_r + a I_s + a^2 I_t) \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.2)$$

Où i_r , i_s et i_t sont les courants d'entrées .

En évitant les court-circuits de la source de tension d'entrée et les circuits ouverts de la source de courant équivalente du bus continu, le redresseur possède neuf états possibles comme montre le tableau 3.1.

Configurations		Matrice redresseur	i_r	i_s	i_t	$ I_E $	ϕ_i	Vpn
Actives	I ₁	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	Ired	-Ired	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$ Ired	$-\pi/6$	Urs
	I ₂	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	Ired	0	-Ired	$\frac{2}{\sqrt{3}}$ Ired	$\pi/6$	-Utr
	I ₃	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	Ired	-Ired	$\frac{2}{\sqrt{3}}$ Ired	$\pi/2$	Ust
	I ₄	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	-Ired	Ired	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$ Ired	$5\pi/6$	-Urs
	I ₅	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	-Ired	0	Ired	$\frac{2}{\sqrt{3}}$ Ired	$-5\pi/6$	Utr
	I ₆	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	-Ired	Ired	$\frac{2}{\sqrt{3}}$ Ired	$-\pi/2$	-Urs
Nulles	I ₇	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	0	0
	I ₈	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	0	0
	I ₀	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	0	0

Table 3.1 Différentes Configuration Possible Pour l'Etage Redresseur

Les six premières configurations sont transformées en six vecteurs spatiaux du courant d'entrée distincts avec des directions fixes appelées « configurations actives ». Les trois dernières configurations déterminent les vecteurs zéros du courant d'entrée appelées « configurations nulles » comme le montre la figure 3.3.

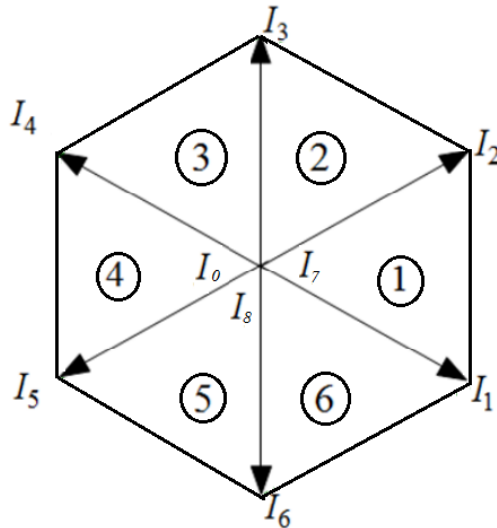


Figure 3. 3: Vecteurs spatiaux du courant d'entrée de l'étage redresseur.

• **Calcul des rapports cycliques :**

Pour maintenir le courant d'entrée avec un déphasage contrôlable par rapport à la tension d'entrée, les deux doivent être synchronisés. En utilisant la transformation Eq.3.1, cet ensemble de courants d'entrée peut être transformé en un vecteur du courant d'entrée de référence. Qui peut être exprimée comme suit:

$$\vec{I}_E = I_E e^{j\phi_i} \tag{3.3}$$

Où I_E est le module et ϕ_i est l'angle du vecteur de référence.

Le diagramme des vecteurs spatiaux du redresseur, montré dans la figure 3.3, est divisé en six secteurs. En se basant sur la SVM, le vecteur de référence peut être synthétisé par deux vecteurs spatiaux adjacents (I_1 et I_2) et le vecteur nul du courant I_0 , dans un secteur donné. Comme le montre la figure 3.4.

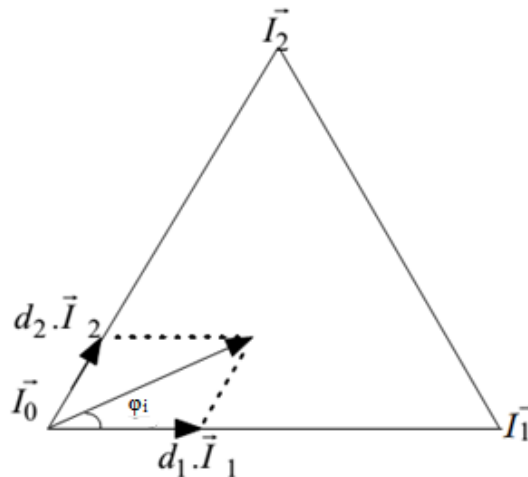


Figure 3. 4: Synthétisation du vecteur courant de référence.

La proportion entre les deux vecteurs adjacents donne la direction et le vecteur nul contrôle l'amplitude du vecteur de référence. Pour une période de commutation T_s , le vecteur de référence peut être synthétisé par :

$$I_e = d_{I0} I_I + d_{J0} I_J \tag{3.4}$$

Tel que d_{I0} et d_{J0} sont les rapports cycliques d'application des vecteurs I_I et I_J , dans une période T_s , respectivement. Ces rapports cycliques sont calculés à partir des équations suivantes :

$$\begin{cases} d_{I0} = M_R \sin\left(\frac{\pi}{3} - \phi_i\right) \\ d_{J0} = M_R \sin(\phi_i) \end{cases} \tag{3.5}$$

Où M_R représente l'indice de modulation de l'étage redresseur :

$$0 \leq M_R = \frac{|I_e|}{|I_{red}|} \leq 1$$

Après la détermination des rapports cycliques d_I et d_J , le rapport cyclique du vecteur nul I_0 , est donné par :

$$d_0 = 1 - d_{I0} - d_{J0} \tag{3.6}$$

• **Tension intermédiaire :**

La tension continue intermédiaire V_{pn} est calculée à partir de :

$$\begin{bmatrix} V_P \\ V_N \end{bmatrix} = [F_{red}] \begin{bmatrix} V_r \\ V_s \\ V_t \end{bmatrix} \tag{3.7}$$

La figure 3.5 montre le modèle d'application des rapports cycliques, des deux vecteurs actif I_I et I_J et le vecteur nul I_0 , du l'étage redresseur.

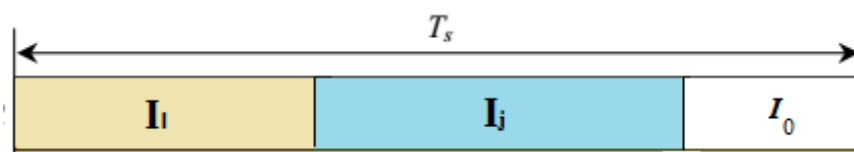


Figure 3. 5: Modèle d'application des vecteurs courants.

La forme de la tension intermédiaire sur une période est représentée ci-dessous (figure3.6).

Pour le convertisseur matriciel indirect, l'étage redresseur est modulé pour fournir une

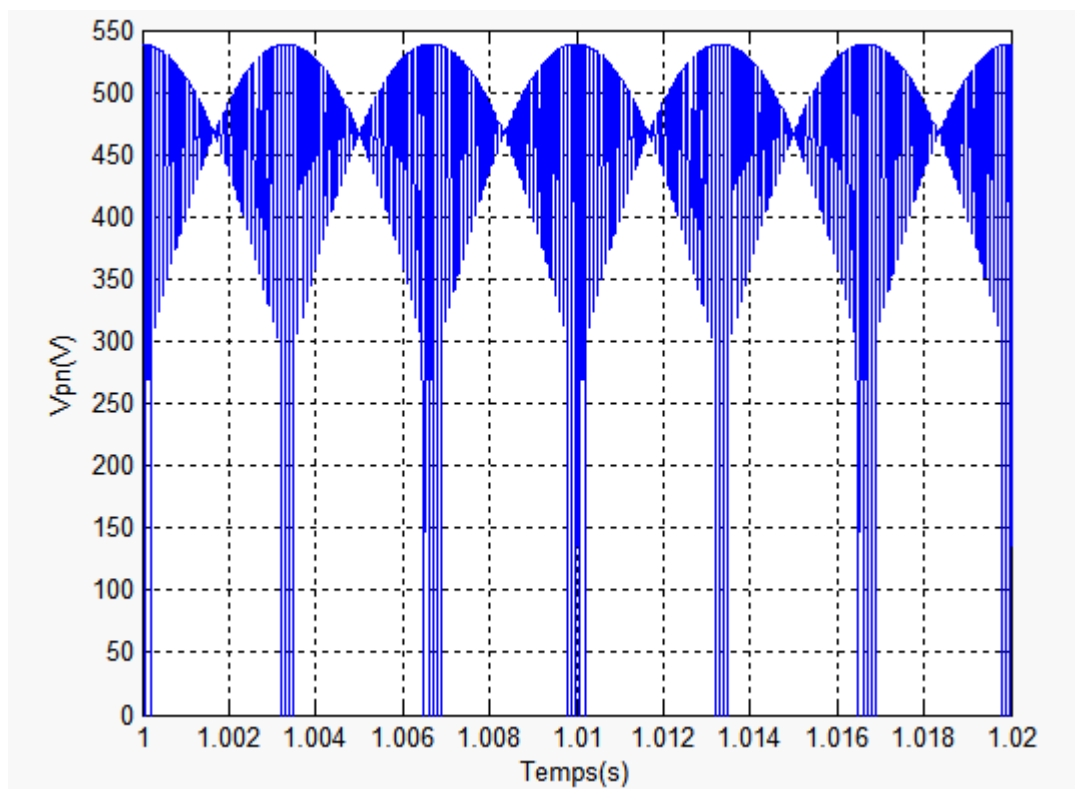


Figure 3. 6: La forme de la tension intermédiaire V_{pn} .

tension moyenne maximale du bus continu, de sorte que le taux de modulation maximal peut être obtenu. Pour cette raison, on doit fixer l'indice de modulation du redresseur M_r à l'unité, le déphasage est imposé zéro et le vecteur nul du courant de l'étage redresseur est éliminé. Donc, la séquence de commutation de l'étage redresseur se compose uniquement de deux vecteurs spatiaux actifs adjacents du courant (I_1 et I_j), figure 3.7.

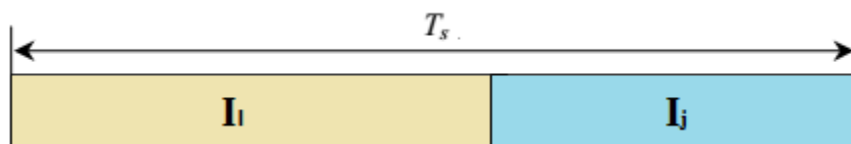


Figure 3. 7: Modèle d'application des vecteurs courants en éliminant le vecteur nul.

En déterminant le rapport cyclique d_{i0} et d_{j0} avec $M_r=1$, les rapports cycliques de l'étage redresseur sont ajustés pour occuper toute une période de commutation [30].

$$d_I = \frac{d_{I0}}{d_{I0}+d_{J0}} \quad d_J = \frac{d_{J0}}{d_{I0}+d_{J0}} \quad (3.8)$$

La forme de la tension intermédiaire sur une période en éliminant le vecteur nul est représentée ci-dessous (figure 3.8).

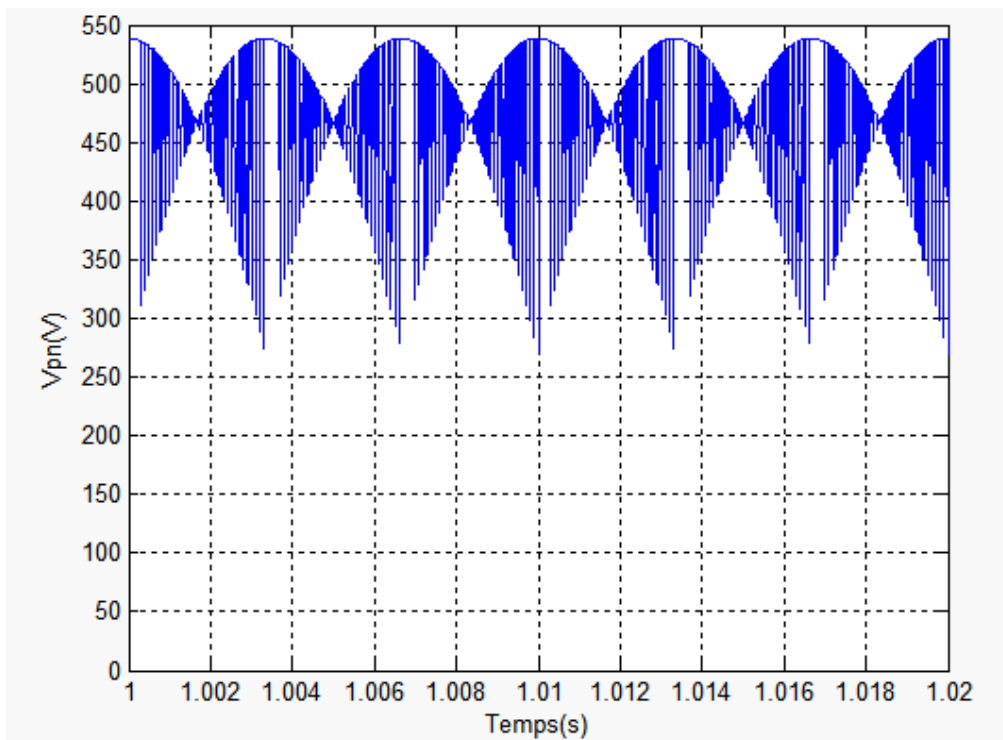


Figure 3. 8: La forme de la tension intermédiaire V_{pn} en éliminant le vecteur nul.

3.3.2 L'étage onduleur :

L'onduleur étudié, figure 3.9, est un onduleur à deux niveaux, il transforme la tension du bus continu à un système de tensions triphasées en sortie.

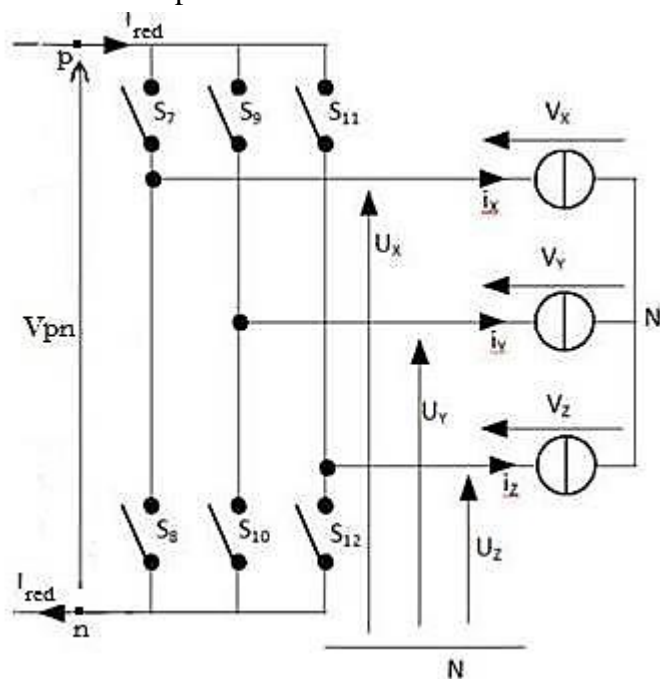


Figure 3. 9: Etage onduleur du convertisseur matriciel indirect.

Les trois tensions de la machine asynchrone V_X, V_Y, V_Z constituent les composantes d'un vecteur tension V_s défini par :

$$V_s = \frac{2}{3}(V_X + a V_Y + a^2 V_Z) \text{ avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (3.9)$$

En évitant les court-circuits du bus continu fictif et les circuits ouverts des phases du moteur, l'onduleur possède huit états distincts, présentés dans le Tableau 3.2

Configurations		Matrice onduleur	V_X	V_Y	V_Z	$ V_s $	θ_s
Actives	V1	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	$-\frac{1}{3}V_{pn}$	$-\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	0
	V2	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{1}{3}V_{pn}$	$-\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{\pi}{3}$
	V3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{2\pi}{3}$
	V4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$-\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	π
	V5	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{3}V_{pn}$	$-\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{4\pi}{3}$
	V6	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3}V_{pn}$	$-\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{1}{3}V_{pn}$	$\frac{2}{3}V_{pn}$	$\frac{5\pi}{3}$
Nulles	V0	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	0
	V7	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$	0	0	0	0	0

Tableau 3.2 : Différentes Configuration Possible Pour l'Etage Onduleur.

Les six premières configurations sont transformées en six vecteurs spatiaux de tension de sortie distincts avec des directions fixes appelées « configurations actives ». Les deux dernières configurations déterminent les vecteurs zéros de tension de sortie appelées « configurations nulles » comme le montre la figure 3.10.

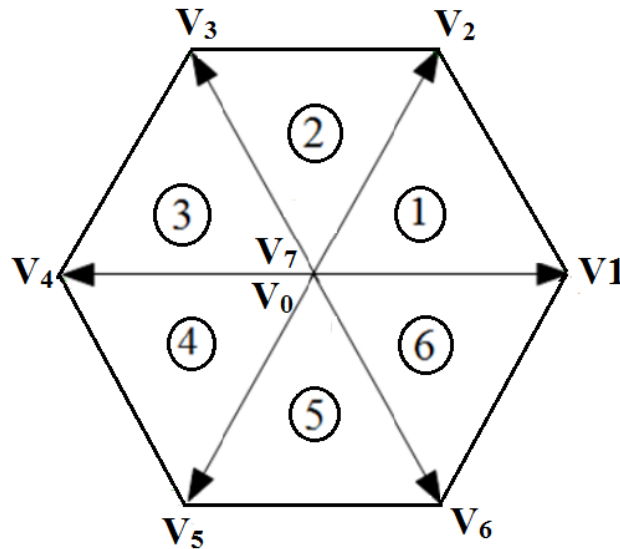


Figure 3. 10: Vecteur spatial de tensions de sortie de l'étage onduleur.

• **Calcul des rapports cyclique :**

Le vecteur de tension de sortie V_s peut être exprimé, comme pour le courant d'entrée I_E , en utilisant la transformation (Eq 3.1) par :

$$\bar{V}_s = V_s e^{j\theta_s} \tag{3.10}$$

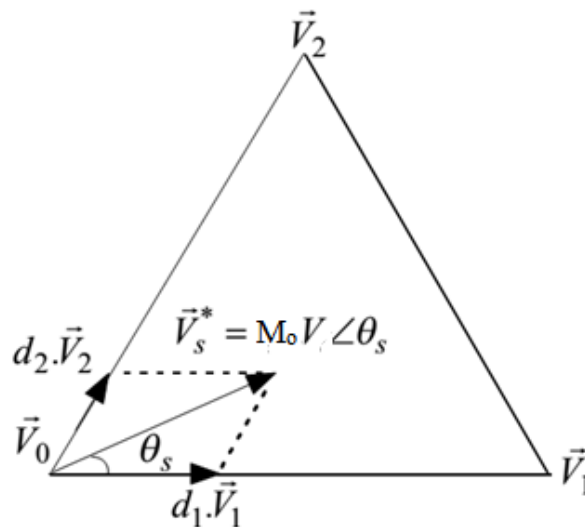


Figure 3. 11: Synthétisation du vecteur de tension de référence.

Le vecteur de référence peut être exprimé par combinaison des 2 vecteurs modulés par les rapports cycliques correspondants :

$$V_S = d_K V_K + d_L V_L \quad (3.11)$$

La figure 3.10 montre le vecteur référence tension de sortie V_S dans un secteur de l'hexagone. Ce vecteur est synthétisé par projection sur les deux vecteurs adjacents V_L et V_K avec un rapport cyclique d_L et d_K , respectivement. Ces rapports cycliques sont calculés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} d_L = M_O \sin(\theta_S) \\ d_K = M_O \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_S\right) \end{cases} \quad (3.12)$$

Tel que :

$$M_O = \frac{\sqrt{3}|V_S|}{|V_{pn}|} \quad (3.13)$$

Après la détermination des rapports cycliques d_K et d_L , le rapport cyclique du vecteur nul V_0 , est donné par :

$$d_0 = 1 - d_K - d_L \quad (3.14)$$

3.3.3 Synchronisation des deux étages

Pour obtenir un équilibre correct entre les courants d'entrée et les tensions de sortie, le modèle de la modulation doit être une combinaison de tous les rapports cycliques du redresseur et de l'onduleur (d_I , d_J , d_K et d_L). Le modèle correcte de commutation permet d'avoir la forme d'ondes d'entrée et de sortie voulue [31]. Ainsi, pour simplifier la modulation globale, seulement l'étage onduleur produit des vecteurs nuls.

En sélectionnant les vecteurs appropriés et en déterminant leur rapport cyclique, plusieurs modèles de commutations peuvent être utilisés (figure 3.12).

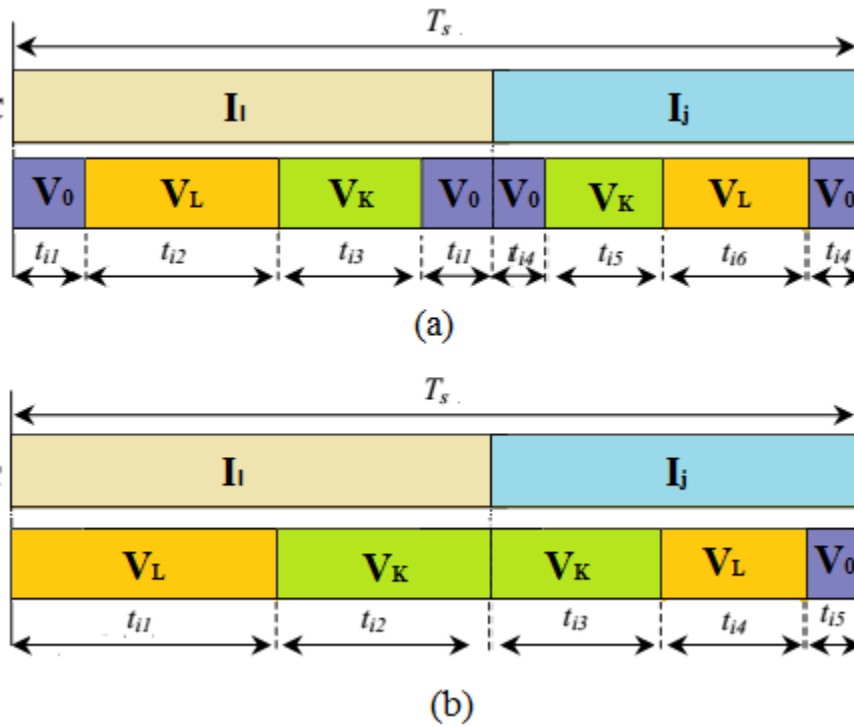


Figure 3. 12: Modèles de commutation.

(a) Modèle utilisant trois zéros.

(b) Modèle utilisant un zéros.

Le rapport cyclique du chaque séquence est déterminé comme un produit des rapports cycliques correspondants :

$$d_{IK} = d_I d_K \tag{3.15}$$

$$d_{IL} = d_I d_L \tag{3.16}$$

$$d_{JK} = d_J d_K \tag{3.17}$$

$$d_{JL} = d_J d_L \tag{3.18}$$

Dans le cas du modèle utilisant un seul zéros les temps de conduction sont donnés par :

$$\begin{cases} t_{i1} = d_{IL} Ts \\ t_{i2} = d_{IK} Ts \\ t_{i3} = d_{JK} Ts \\ t_{i4} = d_{JL} Ts \\ t_{i5} = d_{00} Ts \end{cases} \text{ avec: } d_{00} = 1 - (d_{IK} + d_{IL} + d_{JK} + d_{JL}) \tag{3.19}$$

Dans le cas du modèle utilisant trois zéros les temps de conduction sont donnés par :

$$\begin{cases} t_{i1} = \frac{1}{2} d_I d_0 T_s \\ t_{i2} = d_{IL} T_s \\ t_{i3} = d_{IK} T_s \\ t_{i4} = \frac{1}{2} d_J d_0 T_s \\ t_{i5} = d_{JK} T_s \\ t_{i6} = d_{JL} T_s \end{cases} \quad \text{avec: } d_0 = 1 - (d_K + d_L) \quad (3.20)$$

En se basant sur une étude comparative entre les deux modèles [31], on adopte le modèle avec trois zéros.

Prenant un exemple, le vecteur de courant d'entrée I_E situé dans le secteur 1, et le vecteur de tension de sortie V_S situé dans le secteur 1. Les vecteurs spatiaux actifs de courant choisis pour l'étage redresseur sont $I_1 (d_I)$ et $I_2 (d_J)$ quant aux vecteurs de tensions de sortie actifs on choisit $V_1(d_K)$, $V_2(d_L)$ et V_0 pour l'étage onduleur.

Pour assurer un nombre minimum de commutation entre les vecteurs, les vecteurs de tensions choisis sont appliqués comme le modèle de commutation à trois zéros à la séquence : $V_0 - V_2 - V_1 - V_0 - V_0 - V_1 - V_2 - V_0$, mais les temps d'applications diffèrent car chaque moitié de la séquence est appliqué au temps de modulation de redresseur (figure 3.12.a). Ces temps de commutation peuvent être calculés à partir des équations (3.20).

3.4 Simulation de l'association convertisseur matriciel – machine asynchrone

Dans cette partie nous allons simuler l'association du convertisseur matriciel avec la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par une technique SVM.

Nous allons étudier le convertisseur matriciel indirect, les paramètres présentés sont :

- Caractéristique de réglage (amplitude du fondamental en p.u en fonction du taux de modulation r (rapport de tension de référence/tension d'entrée)).
- Le taux d'harmonique THD en fonction du taux de modulation r .
- La tension délivrée par le convertisseur matriciel indirect ainsi que son spectre d'harmoniques.

La simulation est faite, pour différentes fréquences de tension de sortie ($f_s=25\text{Hz}$, $f_s=50\text{Hz}$ et $f_s=75\text{Hz}$) et différentes fréquences de commutation $f_c=10\text{ kHz}$ et $f_c=5\text{ kHz}$.

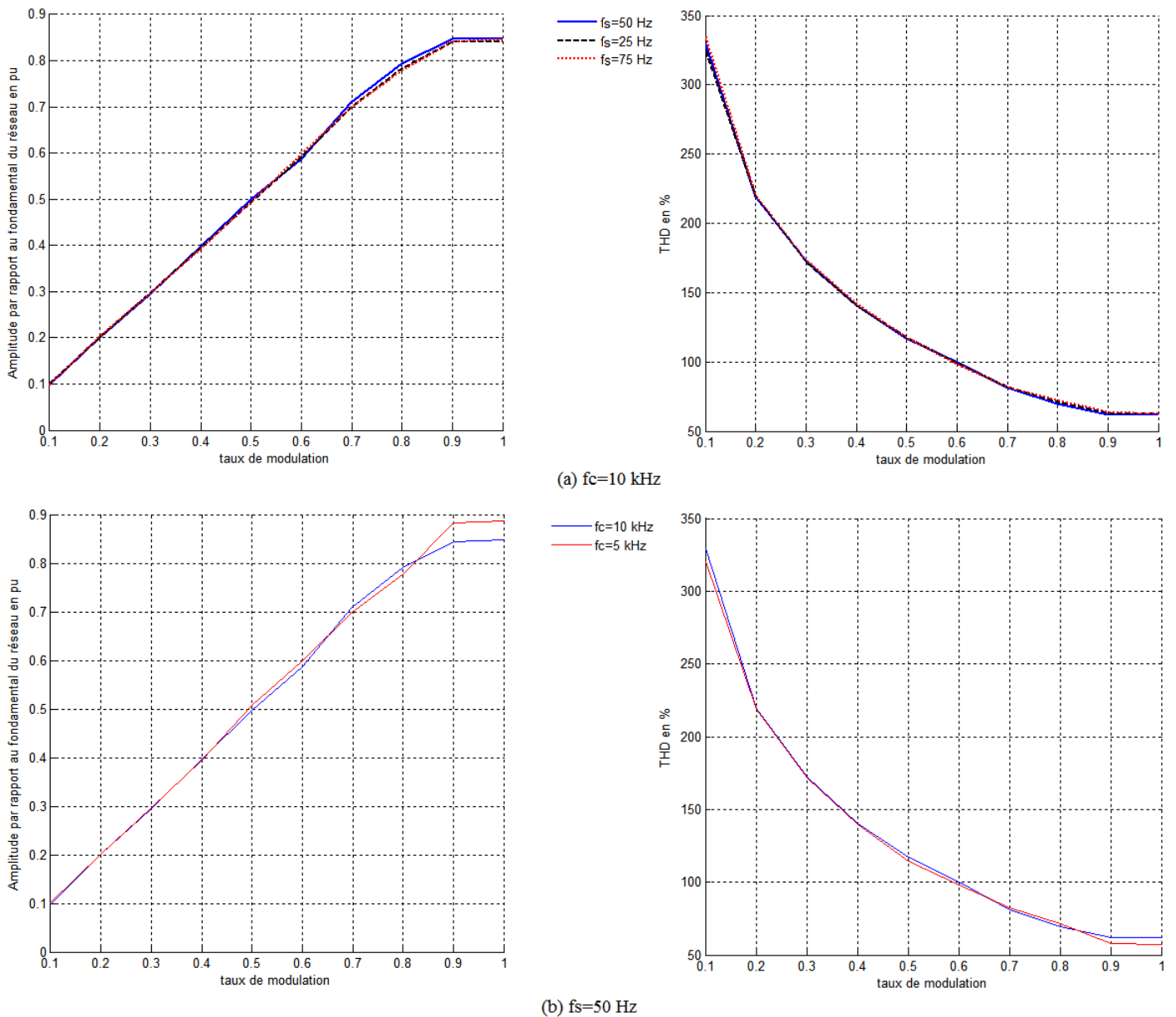
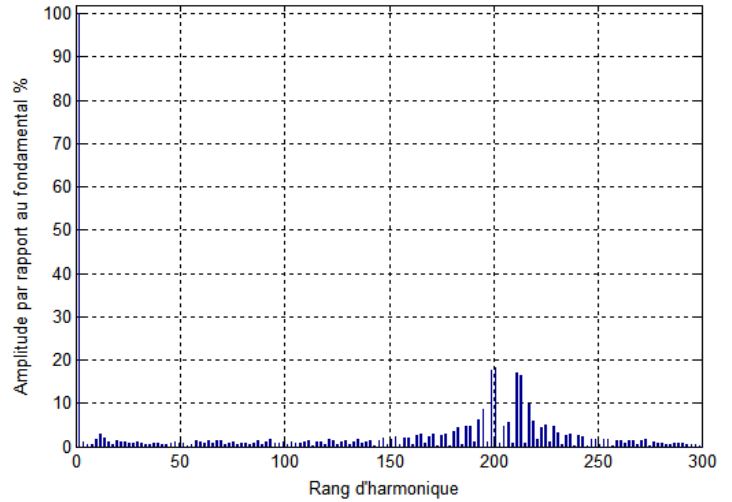
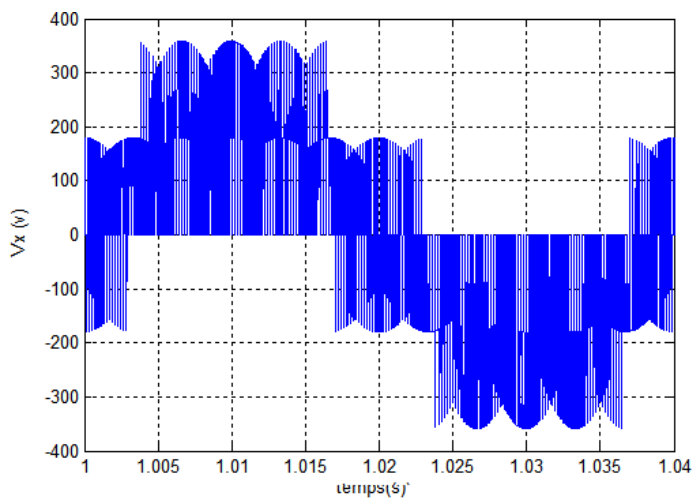


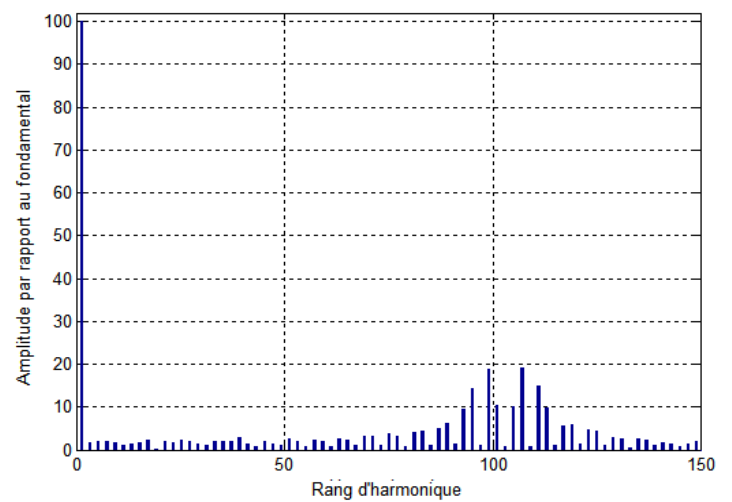
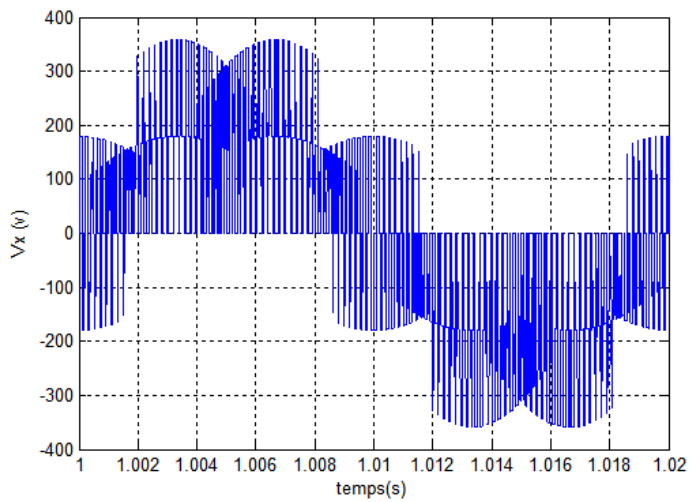
Figure 3. 13: Caractéristiques de réglage et THD en fonction de r.

Nous allons ensuite simuler la tension de sortie du convertisseur matriciel indirect et son spectre d'harmonique, en présentant des harmoniques allant à l'ordre 600 de chaque fréquence de sortie.

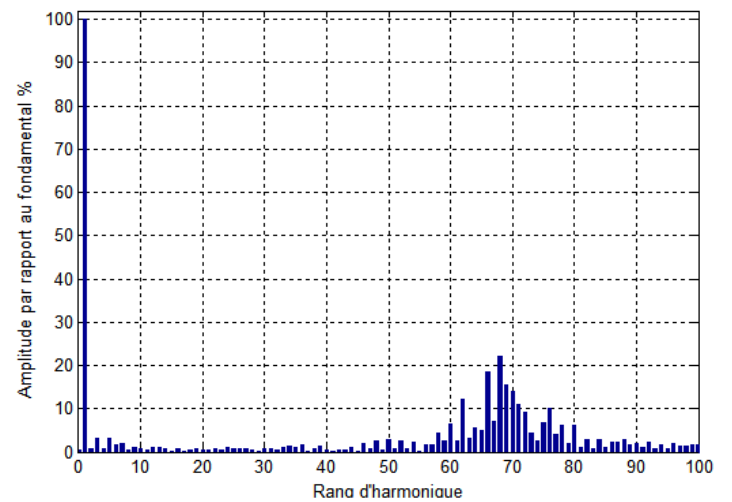
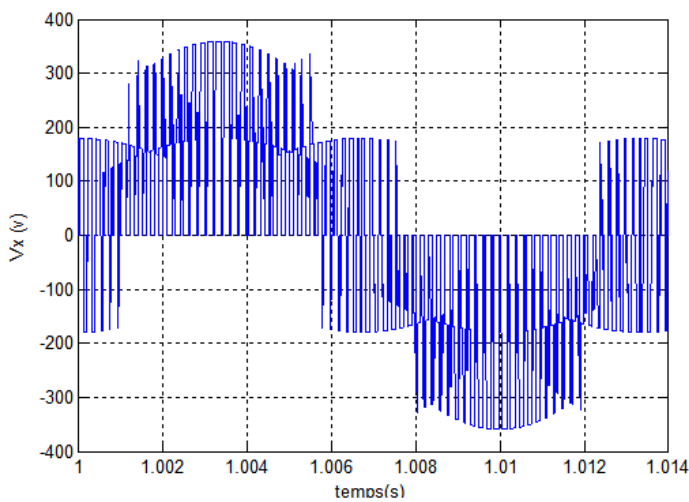
Ceci permet de visualiser l'effet de la fréquence de commutation sur la tension de sortie et de montrer que les harmoniques qui ont une amplitude importante sont des multiples de la fréquence de commutation.



(a) $f_s = 25$ Hz

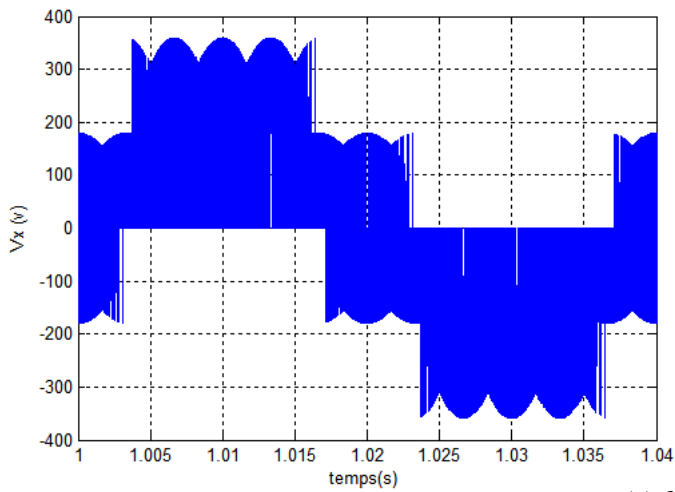


(b) $f_s = 50$ Hz

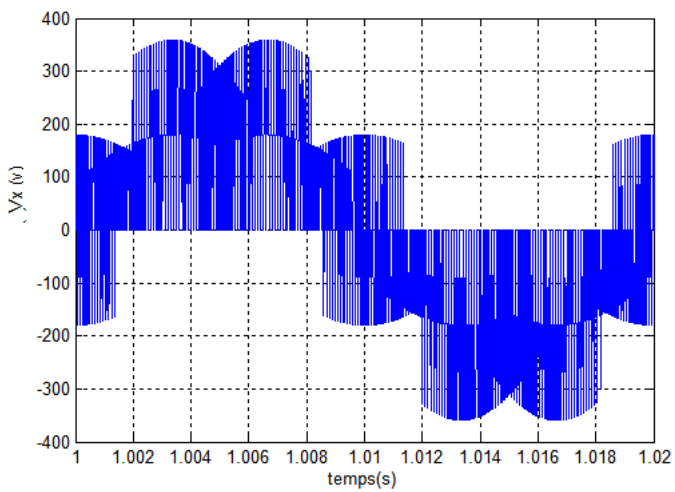
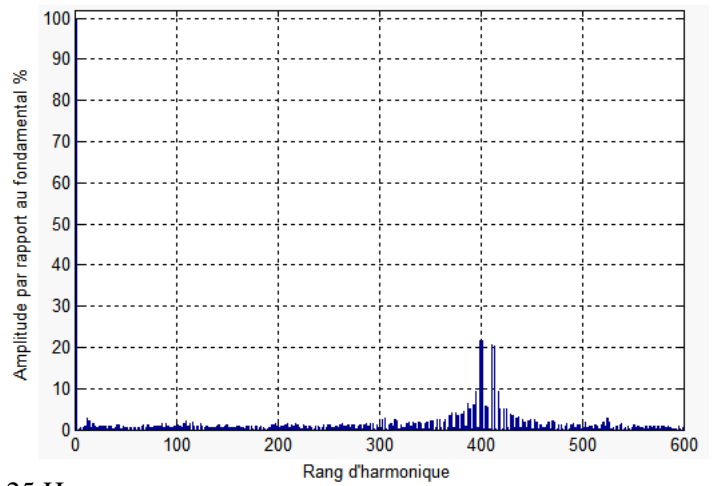


(c) $f_s = 75$ Hz

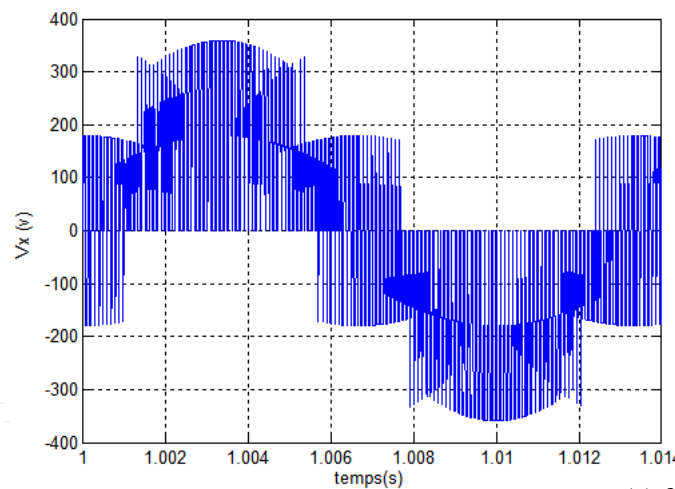
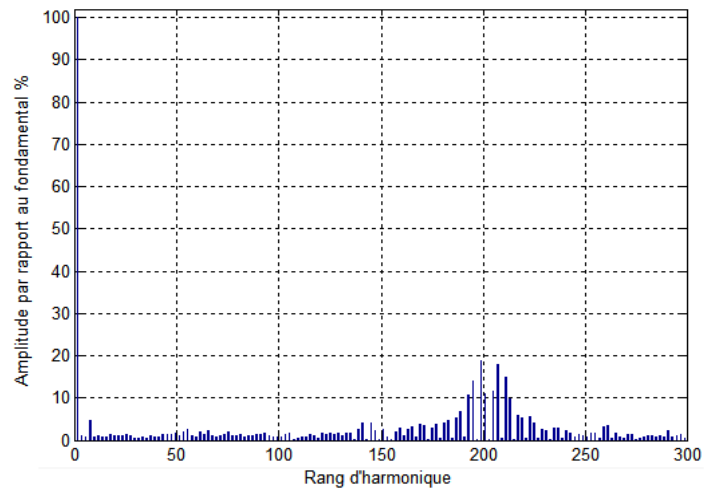
Figure 3. 14: Représentations de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique ($f_c = 5$ KHz).



(a) $f_s = 25$ Hz



(b) $f_s = 50$ Hz



(c) $f_s = 75$ Hz

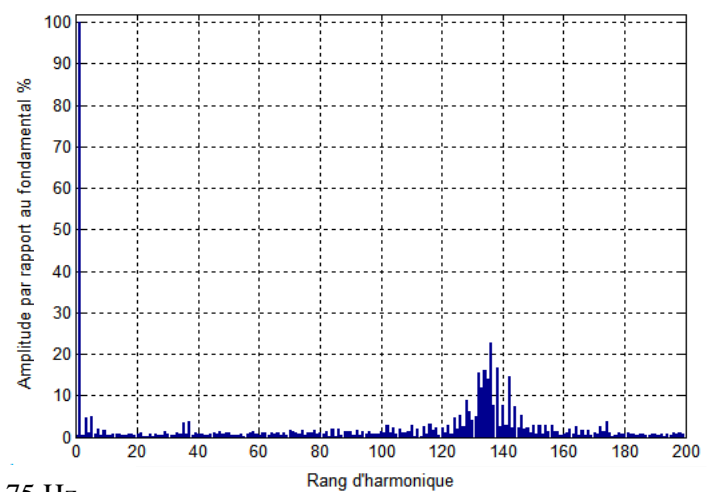


Figure 3. 15: Représentations de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique ($f_c=10$ kHz)

A partir des résultats présentés précédemment, on peut noter que :

- Pour un facteur de puissance unitaire, le taux de modulation r , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental, $r = 0$ à $r = 0.867$ (figures 3.13).
- Le taux d'harmonique diminue quand le taux de modulation r augmente jusqu'à 0.867 (figures 3.13).
- L'augmentation de la fréquence de commutation permet de réduire au maximum les harmoniques des tensions de sortie du convertisseur matriciel indirect (figures 3.14, 3.15).
- Les harmoniques de tension se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de commutation (figures 3.14, 3.15).
- La première famille centrée autour de la fréquence ($f_c = m f_s$) est la plus importante du point de vue amplitude (figures 3.14, 3.15).

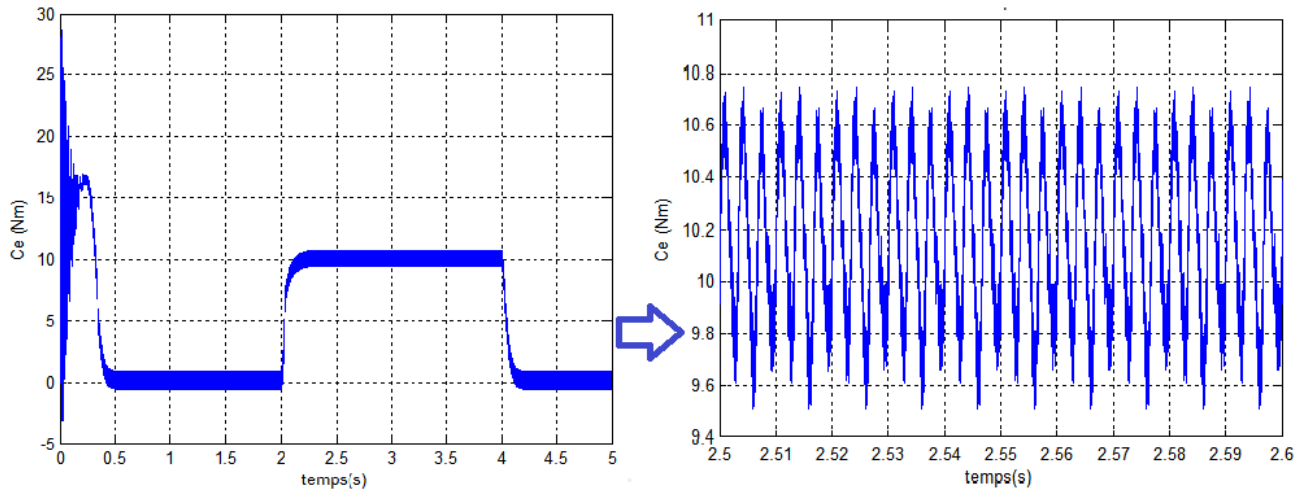
Pour étudier les performances de la technique SVM, nous allons procéder à l'association du convertisseur matriciel indirect avec la machine asynchrone triphasée. Les grandeurs simulées sont :

- Le couple électromagnétique en régime transitoire et permanent de la machine asynchrone.
- Le courant statorique d'une phase alimentant en régime transitoire et permanent de la machine asynchrone.
- La vitesse de rotation de la machine asynchrone.

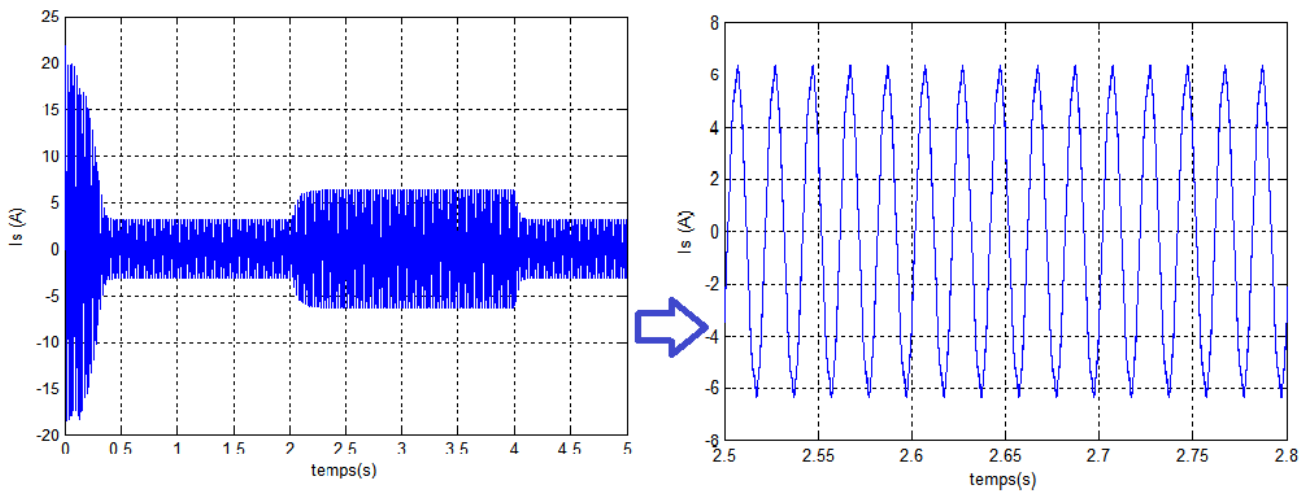
Pour des fréquences de sortie inférieures à la fréquence nominale de fonctionnement de la machine, nous avons travaillé à flux constant de la machine donc à couple maximum constant (V/f constant).

Pour des fréquences de sortie supérieur à la fréquence nominale de fonctionnement de la machine, nous avons travaillé à puissance constante, donc à un couple qui décroît avec la croissance de la fréquence de sortie du convertisseur matriciel indirect.

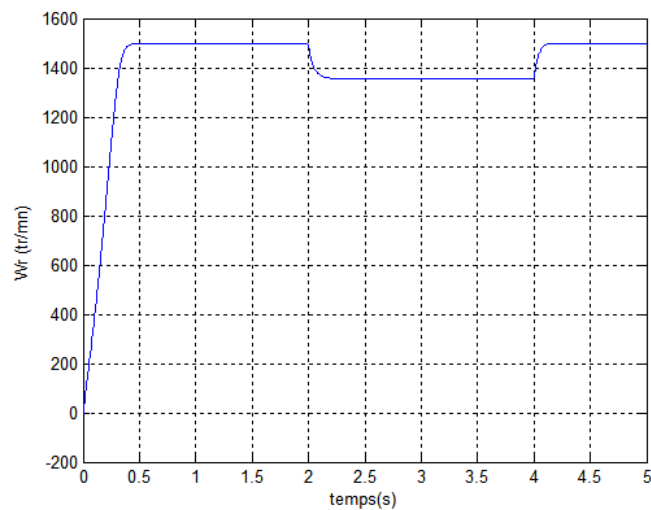
Donc, la machine est démarrée à vide puis entre $t_1=2s$ et $t_2= 4s$ elle est chargée avec un couple résistant nominal $\Gamma_r =10$ N.m pour les fréquences (25 Hz et 50 Hz) et un couple $\Gamma_r =5$ N.m pour la fréquence $f_s=75$ Hz.



(a) le couple électromagnétique

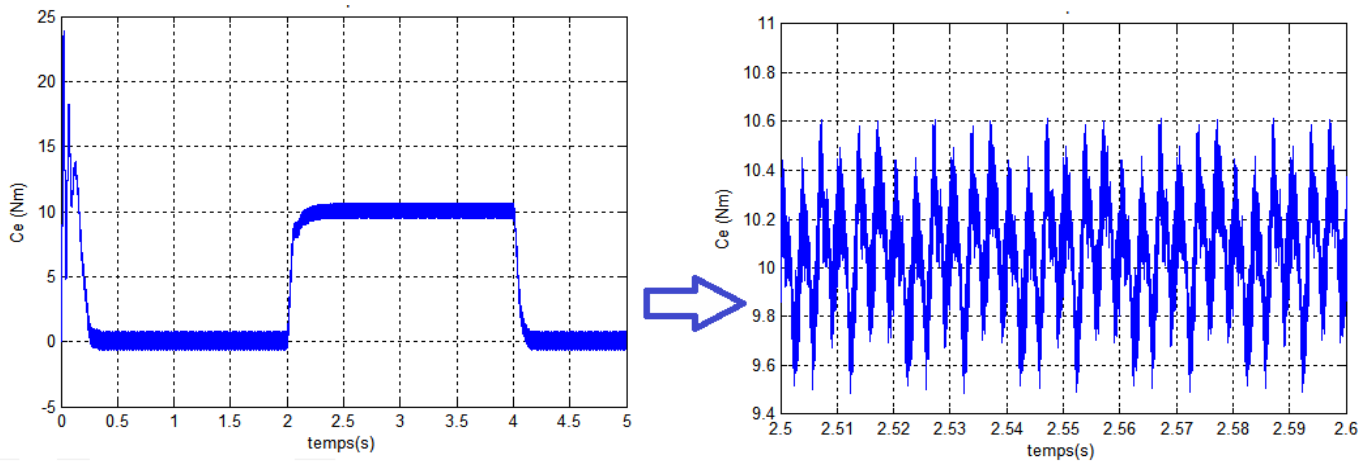


(b) le courant statorique

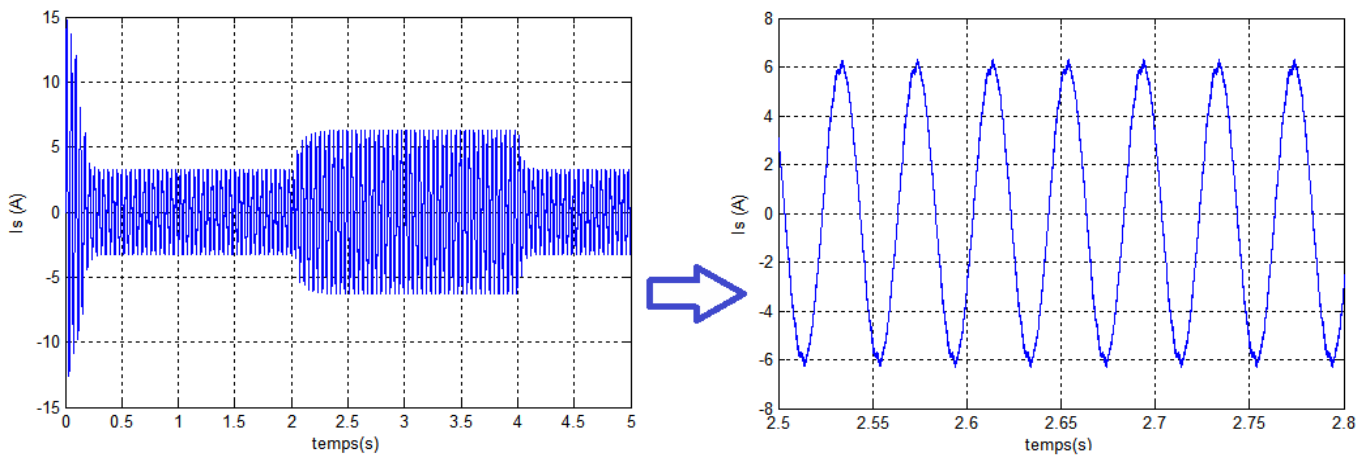


(c) la vitesse

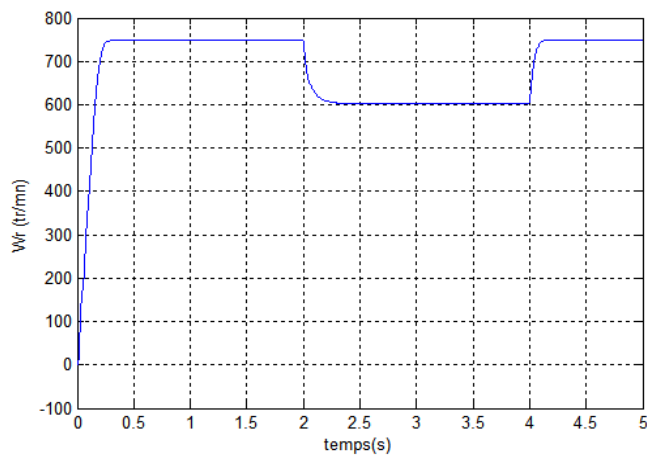
Figure 3. 16: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle (fs= 50Hz, fc=10 KHz).



(a) le couple électromagnétique

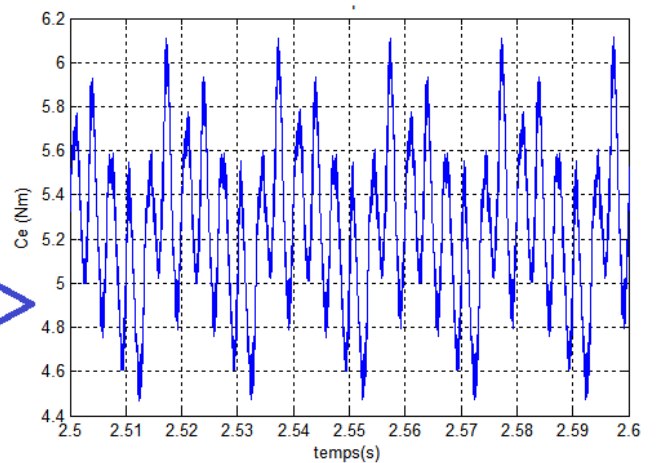
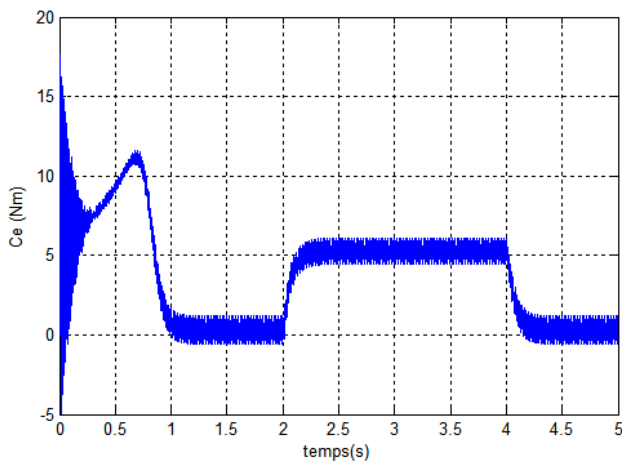


(b) le courant statorique

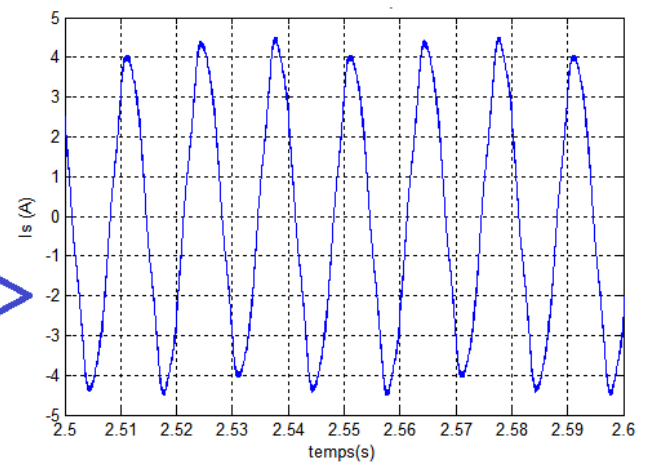
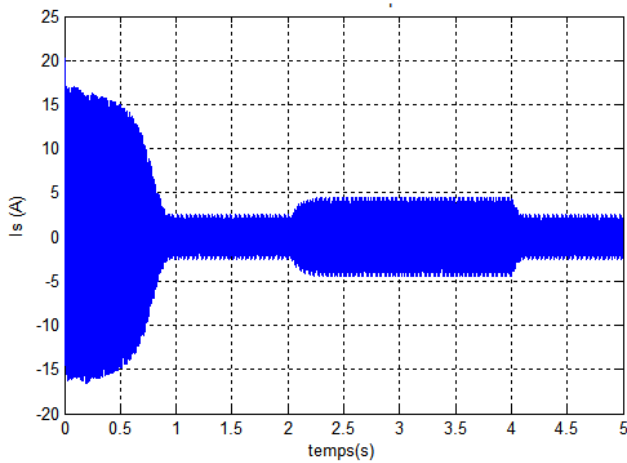


(c) la vitesse

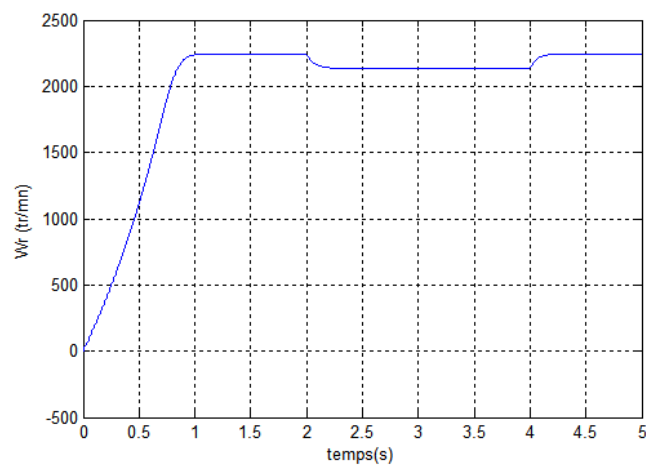
Figure 3. 17: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s= 25\text{Hz}$, $f_c=10\text{ KHz}$).



(a) le couple électromagnétique

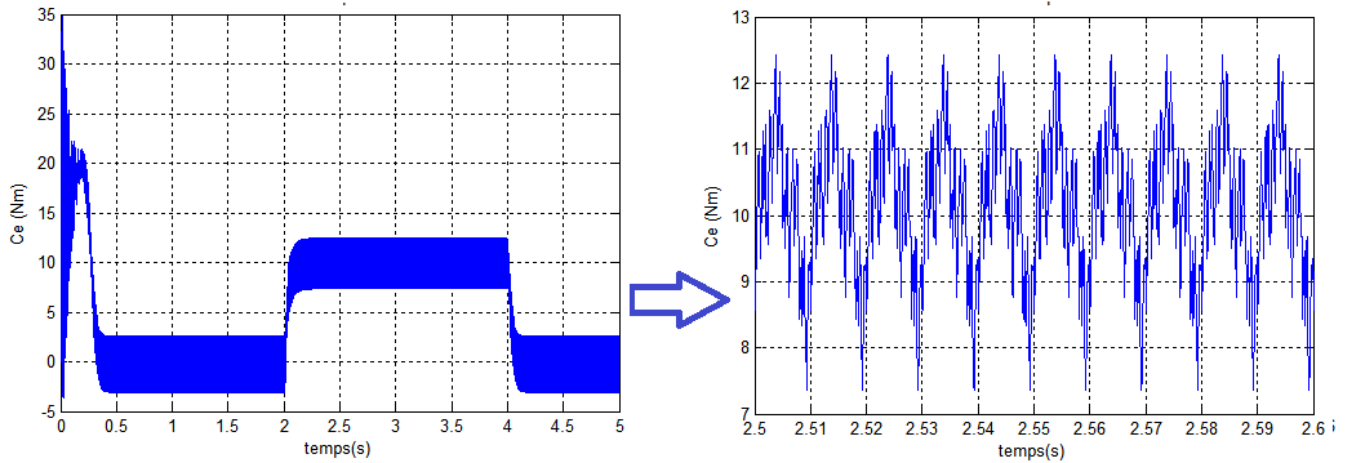


(b) le courant statorique

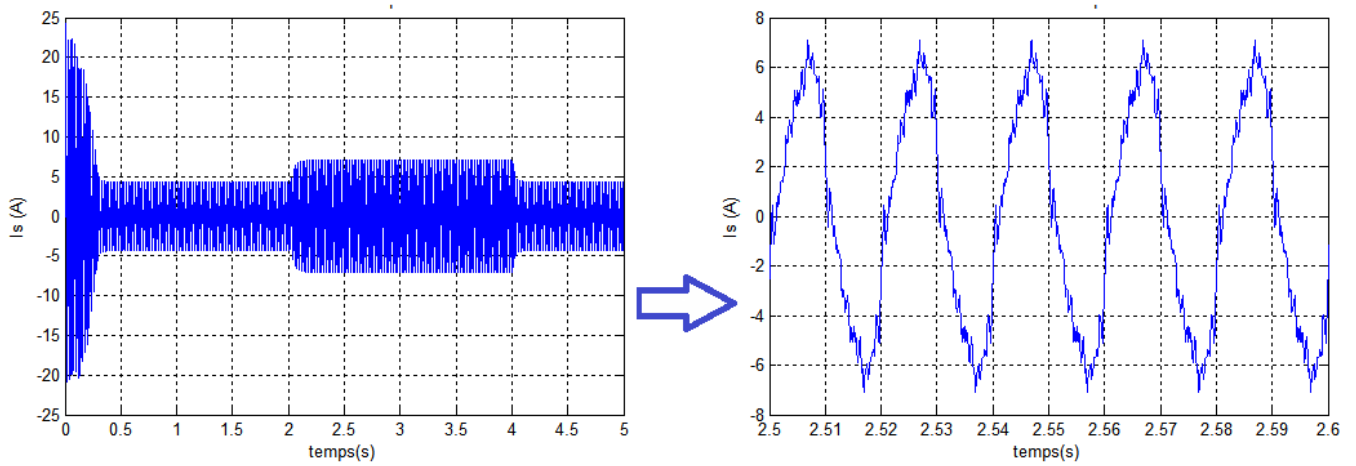


(c) la vitesse

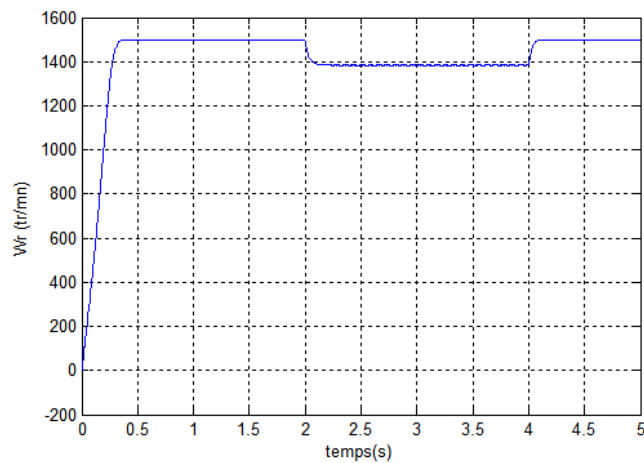
Figure 3. 18: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s = 75\text{Hz}$, $f_c = 10\text{ KHz}$).



(a) le couple électromagnétique



(b) le courant statorique



(c) la vitesse

Figure 3. 19: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s= 50\text{Hz}$, $f_c=1 \text{ KHz}$).

On remarque que le comportement de la machine asynchrone alimentée par le convertisseur matriciel indirect est très proche au celui de la machine quand elle est branchée directement au réseau équilibrée.

- Le couple électromagnétique suit le couple résistant mais il est ondulé. Ces ondulations sont dues à la présence des harmoniques au niveau de la tension qui sont générés par la commutation des interrupteurs (figures 3.16.a, 3.17.a, 3.18.a et 3.19.a).
- le courant absorbé par la machine est presque sinusoïdal (figures 3.16.b, 3.17.b, 3.18.b et 3.19.b).
- Lorsque la fréquence de la tension V_x augmente, la durée du régime transitoire de la machine augmente (figures 3.16.c, 3.17.c, 3.18.c et 3.19.c).
- Lorsque la fréquence de commutation f_c augmente les ondulations de courant de la machine diminuent (figure 3.16.a, 3.19.a, 3.16.b, 3.19.b).

Le filtre d'entrée a pour rôle de réduire les harmoniques du courant d'entrée qui ont des effets nuisibles sur le réseau. Pour mettre en évidence l'importance de l'utilisation du filtre d'entrée et son indispensabilité, nous allons visualiser :

- Le courant d'entrée ainsi que son spectre d'harmoniques.
- Courant du réseau triphasé après l'introduction du filtre et son spectre d'harmoniques.
- Comparaison entre le courant non filtré et filtré ainsi que le déphasage entre ce dernier et la tension de réseau.

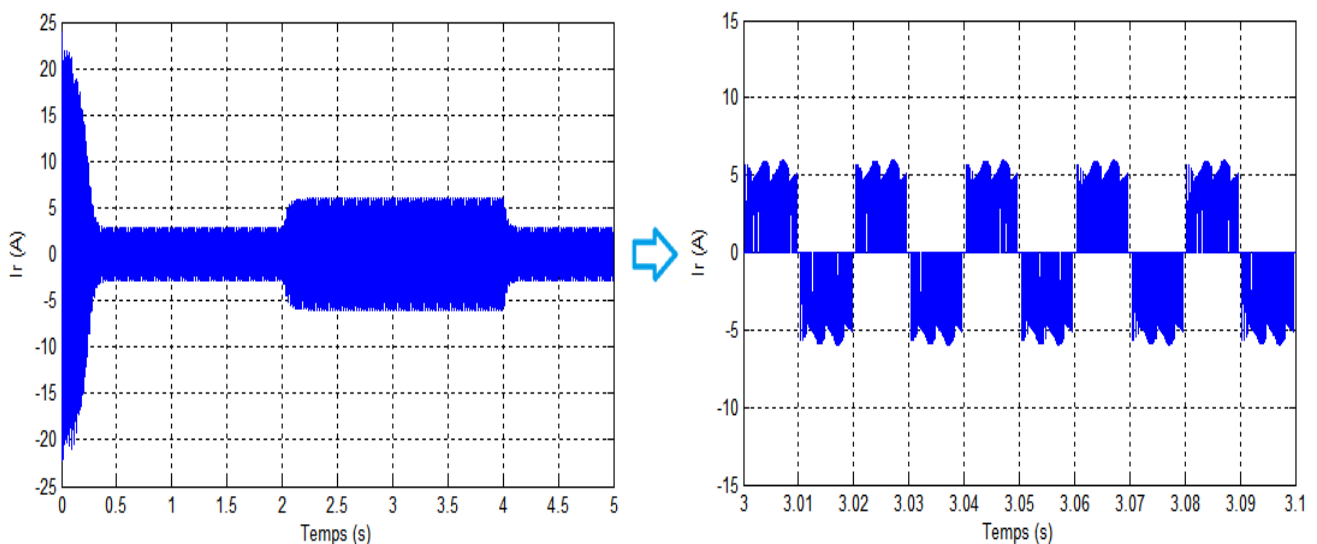


Figure 3. 20: Courant d'entrée du convertisseur / courant du réseau avant l'ajout de filtre.

Nous remarquons que le courant d'entrée contient beaucoup d'harmoniques, ceci peut expliquer sa forme alternative et non sinusoïdale, présentée dans la figure 3.20.

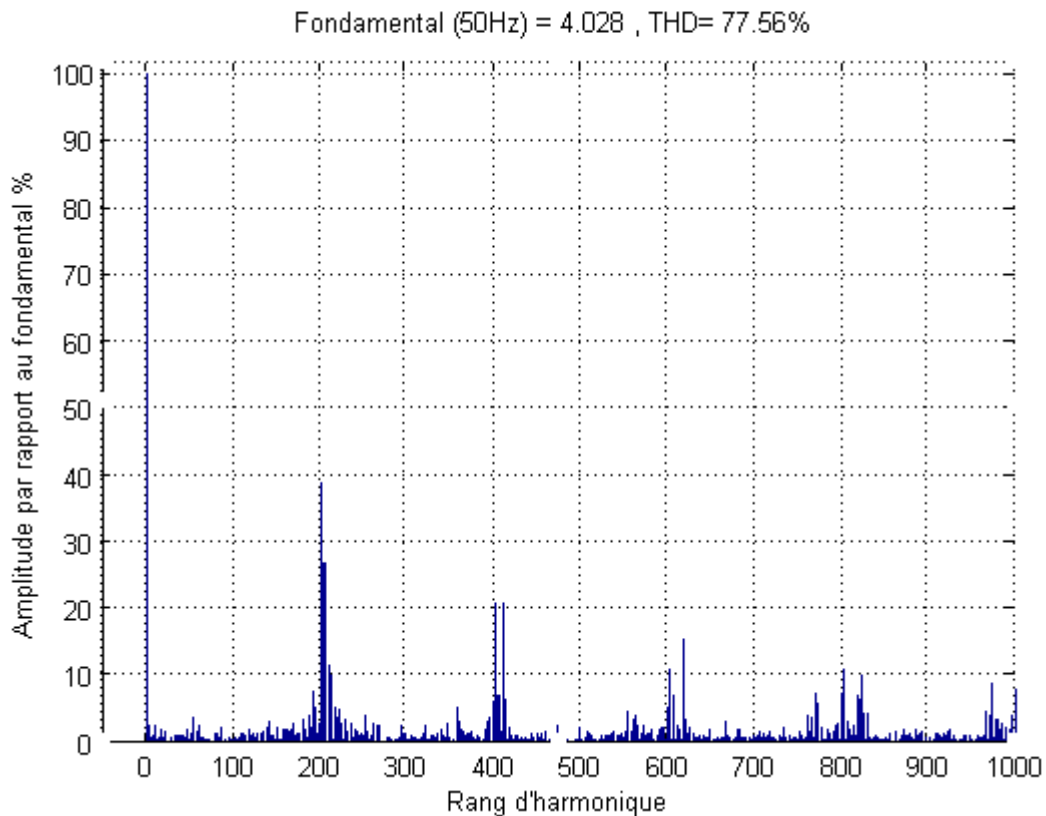


Figure 3. 21: Analyse d'harmonique de courant d'entrée.

Les harmoniques les plus importants sont des multiples de f_c , le THD est élevé et il est de 77.56%. Ceci est à cause de la commutation des interrupteurs, donc on peut déduire l'indispensabilité du filtre d'entrée afin de réduire ces harmoniques (paramètre du filtre dans l'annexe A).

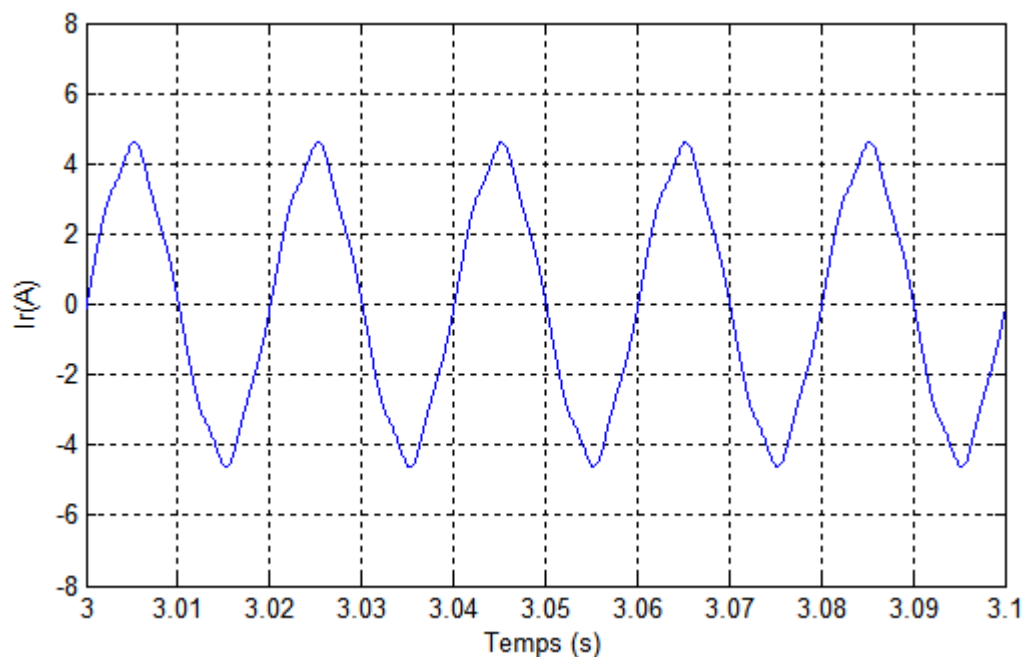


Figure 3. 22: Courant d'entrée du convertisseur filtré.

Les figures 3.22 et 3.23 montrent le courant d'une phase absorbé par le filtre passe bas LC et son spectre d'harmonique respectivement. On remarque que le courant prélevé par le réseau est quasi-sinusoidal et la majorité des harmoniques ont été filtrés.

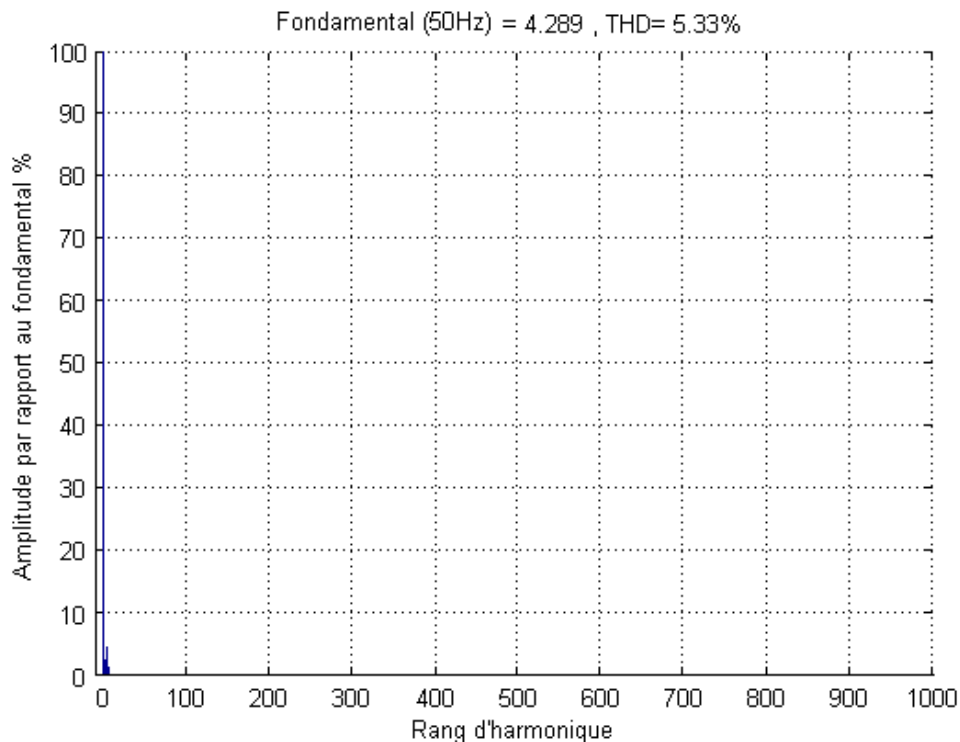


Figure 3. 23: Analyse d'harmonique de courant d'entrée filtré.

L'introduction du filtre d'entrée, essentiellement de nature capacitive, introduit un déphasage du courant par rapport à la tension. Mais la modulation vectorielle (SVM) permet d'éliminer ce déphasage en imposant un courant de référence convenable. La figure 3.24 présente le courant d'entrée et la tension du réseau avec une amplitude réduite $V_m' = V_m/30$.

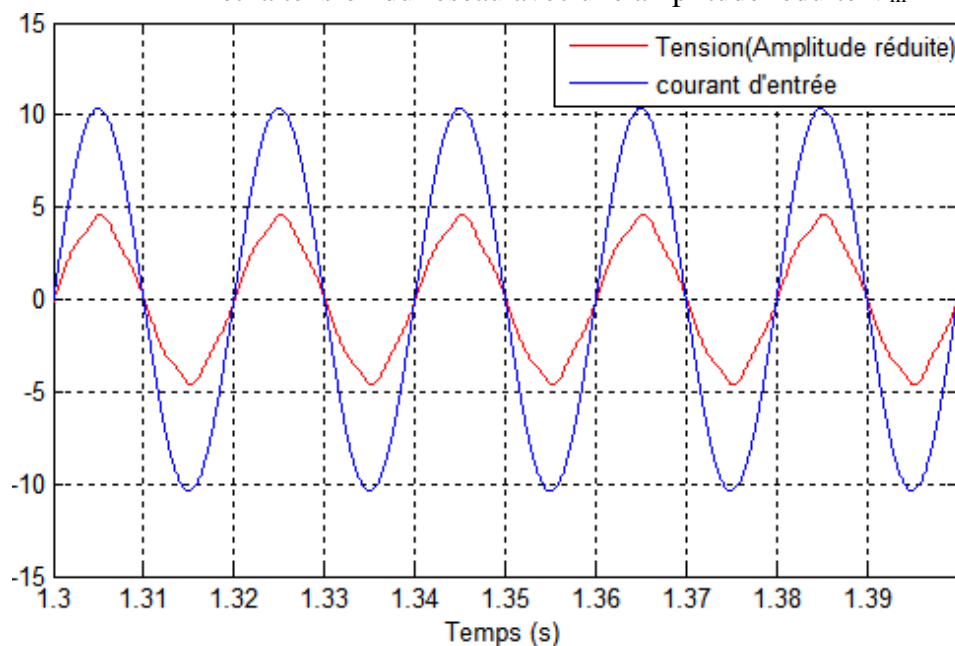


Figure 3. 24: Tension et courant d'entrée filtrés.

La figure 3.25 présente le courant modulé par le convertisseur matriciel indirect et le courant filtré. On constate que le fondamental des deux courants est presque en phase.

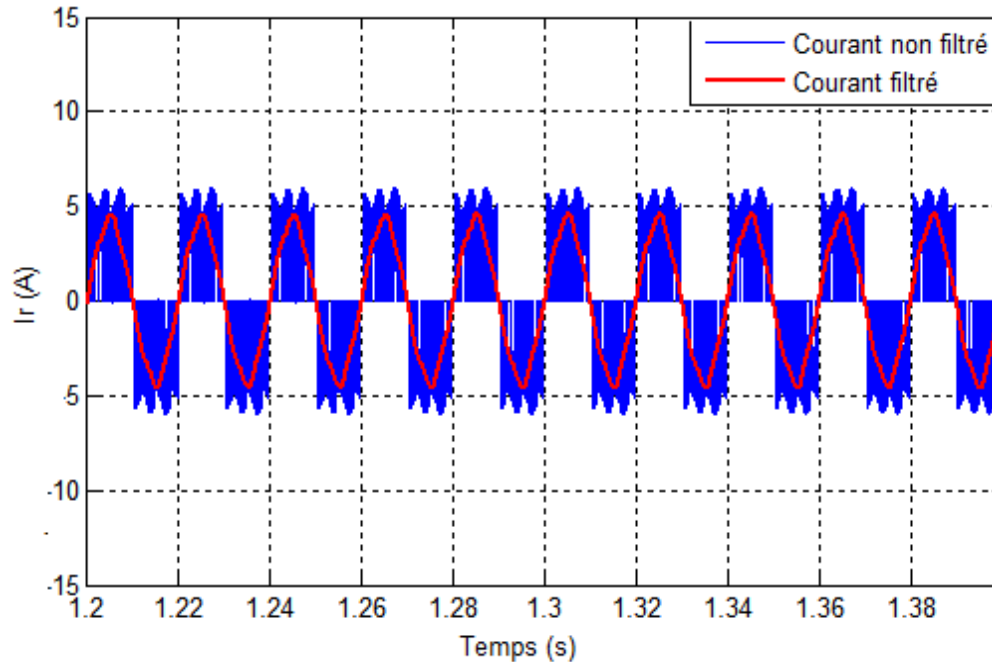


Figure 3. 25: Courant d'entrée filtré et non filtré.

3.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la stratégie de modulation vectorielle SVM. Nous avons introduit l'algorithme de modulation qui consiste à déterminer les secteurs dans lesquels appartiennent les vecteurs de référence puis trouver les configurations adéquates et leurs rapports cycliques.

Ensuite, nous avons simulé les tensions de sortie avec leurs spectres d'harmonique pour différentes fréquences de commutation et différentes fréquences de sortie.

De plus, pour l'étude des performances de la stratégie de modulation SVM, nous avons simulé l'association du convertisseur matriciel indirect avec une machine asynchrone triphasée pour différentes fréquences de sortie.

La modulation vectorielle étudiée permet un réglage du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel indirect. Elle permet aussi de régler le rapport de tension jusqu'à un maximum de $\frac{\sqrt{3}}{2}$. De plus, le taux d'harmonique décroît quand le taux de modulation augmente.

Les résultats de simulation du fonctionnement de l'association du convertisseur matriciel indirect avec une machine asynchrone donne des résultats très proches à ceux de la machine quand elle est branchée directement au réseau équilibrée (alimentation parfaite), à l'exception des ondulations remarquées au niveau des grandeurs (couple électromagnétique et courant de sortie). Ces ondulations sont dues au fonctionnement du convertisseur matriciel indirect.

Chapitre 4

Commande vectorielle de la machine asynchrone.

4.1 Introduction :

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), sa structure simple, sa robustesse et sa facilité de construction. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts [1,2].

La difficulté de la commande de la machine asynchrone, due au fort couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques, présente l'un des inconvénients majeur de cette machine [25].

Avec l'évolution technologique de l'électronique de puissance, il est aujourd'hui possible d'appliquer plusieurs commandes aux machines asynchrones. Ces commandes ont pour objectif d'obtenir les performances excellentes de la machine à courant continu, sans avoir les inconvénients de la commutation mécanique [32].

Dans ce chapitre, nous débiterons par un état de l'art sur les méthodes principales de commande qui existent dans l'industrie, notamment la commande scalaire, vectorielle (*FOC*), et la commande directe du couple (*DTC*).

Ensuite, nous étudierons la commande vectorielle à flux rotorique orienté. Nous allons développer en premier l'étude théorique de la commande vectorielle puis nous allons simuler les performances de la commande dans l'environnement *MATLAB/Simulink*.

4.2 Les commandes répandues de la machine asynchrones

4.2.1 La commande scalaire :

C'est l'une des premières commandes utilisées pour la variation de vitesse des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire [1,33].

- La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.
- La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.

Cette commande est beaucoup utilisée dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût qui est relativement faible. Néanmoins il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes telles que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithme stabilisant, tout en gardant la simplicité de mise en œuvre [2,34].

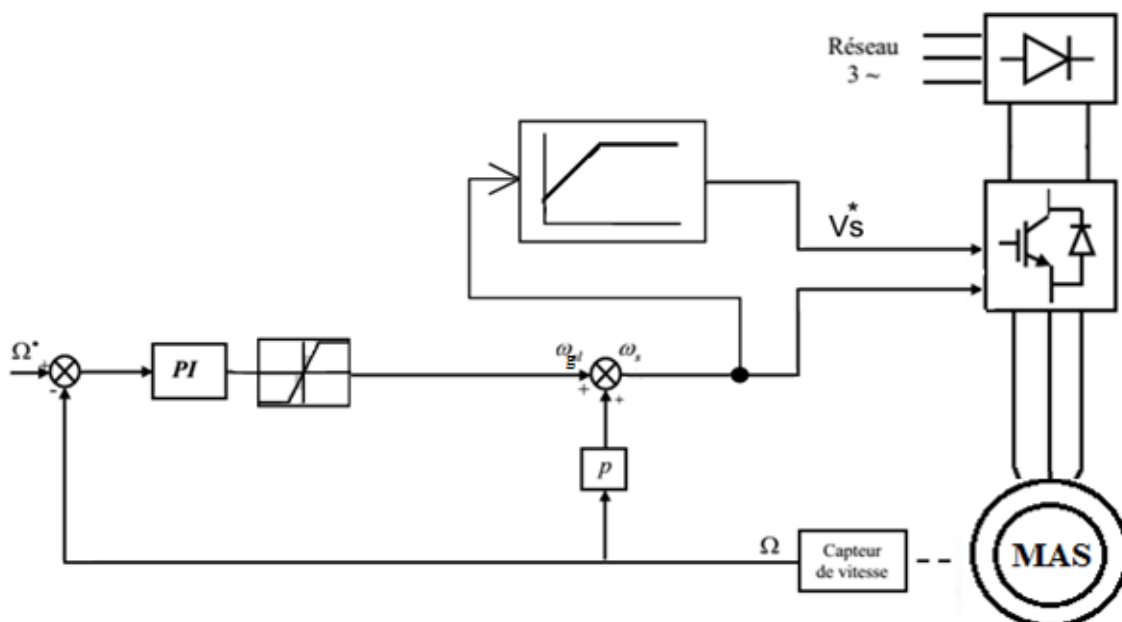


Figure 4. 1: Commande scalaire

4.2.2 Commande directe du couple (DTC) :

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone est apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control). Cette stratégie a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi [35].

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que, sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur par l'application des différents vecteurs de tension. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis [36]. Il s'agit de maintenir ces grandeurs à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. L'utilisation de ce type de régulateurs (à hystérésis) suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur [1,36].

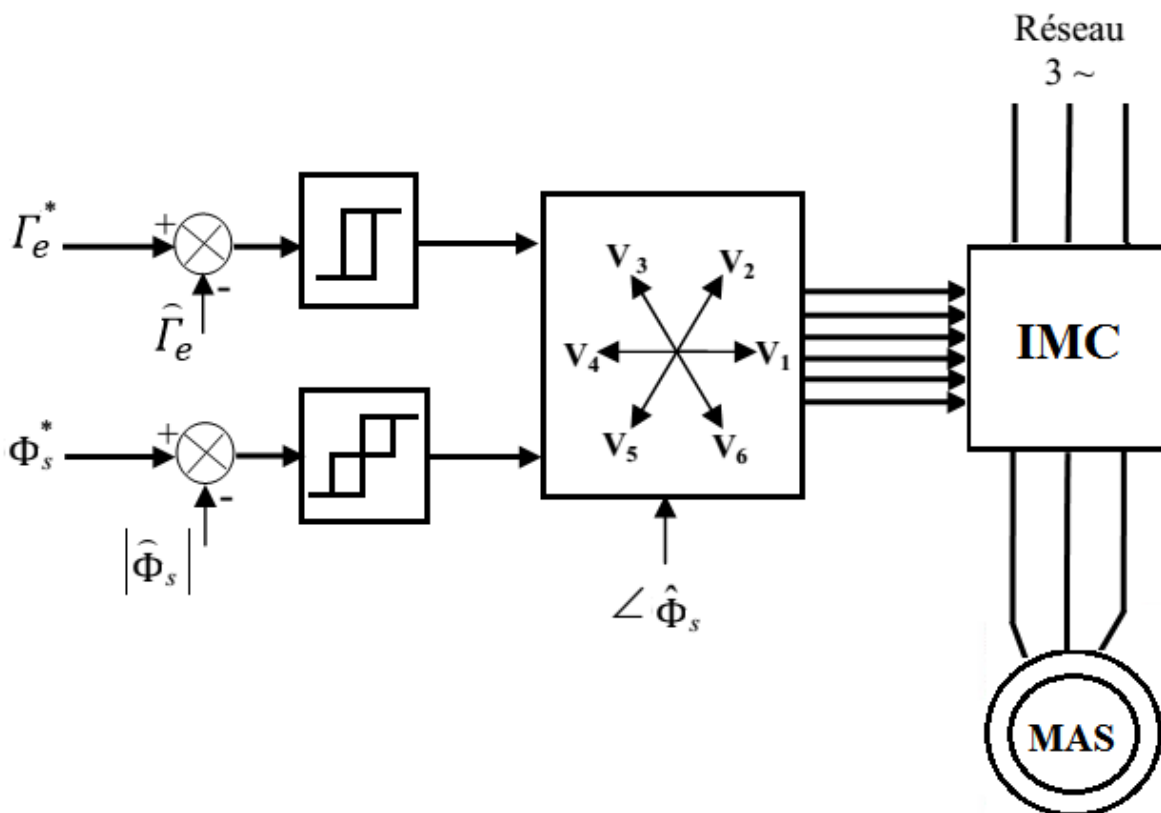


Figure 4. 2: Commande DTC classique.

4.2.3 Commande vectorielle

Cette commande a été proposée par Blaschke [37] en 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Le principe de cette technique repose sur le fait que le couple et le flux de la machine asynchrone sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée, en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [38,39]. Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et le flux.

Sa précision est très bonne pour le couple et la vitesse. Cependant, comme toute autre méthode elle a des inconvénients qui sont :

- Le volume de traitement informatique nécessaire pour son implémentation.
- La dépendance des paramètres du moteur ce qui nécessite une bonne identification de ces derniers [40,41].

Toute différence entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande vectorielle, et les paramètres réels du moteur se traduit par des erreurs dans les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne l'augmentation des pertes dans la machine et la diminution des performances du système à contrôler [42].

4.3 Principe de la commande : flux rotorique

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur une orientation du repère tournant (T) d'axes (d,q) tels que l'axe d soit confondu avec la direction de Φ_r . (Figure 4.3)

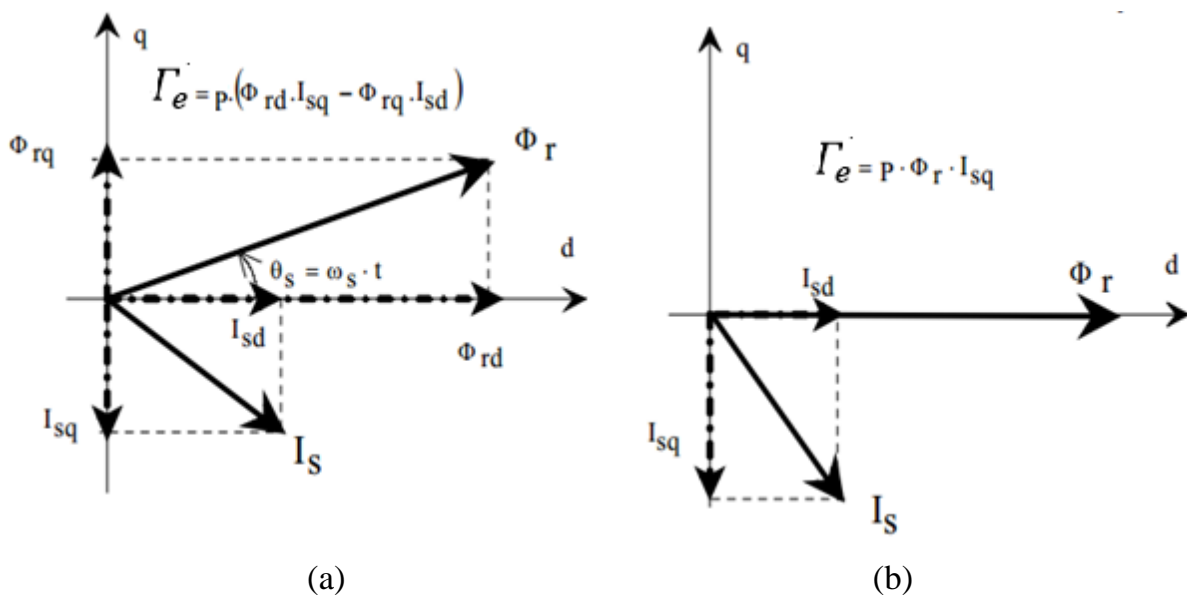


Figure 4. 3: Flux rotorique
(a) non-orienté, (b) orienté.

Les deux objectifs de la commande sont les suivants :

- Contrôler le flux rotorique Φ_r qui dépend de la seule composante i_{sd} .
- Contrôler la composante i_{sq} du courant statorique pour imposer le couple électromagnétique.

Nous remarquons que :

- Seule la composante directe i_{sd} , détermine l'amplitude du flux rotorique.
- Le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{sq} si le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi, le courant statorique est décomposé en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu [32].

4.4 Equation de la machine :

Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe d ($\Phi_{rq} = 0, \Phi_{rd} = \Phi_r$), nous permet d'exprimer les équations de la machine, présentés au chapitre II, dans le repère dq avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r^2} R_r \Phi_r \\ v_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r^2} p \Omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = L_m i_{sd} \\ \omega_s = p \Omega + \frac{L_m i_{sq}}{T_r \Phi_r} \\ \Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r i_{sq} \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Avec :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_r = \frac{R_r}{L_r} \\ \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \end{array} \right. \quad (4.2)$$

4.5 Méthodes de commande par flux orienté:

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct d pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux rotorique [32,43] :

- Une commande directe : Ce type de commande exige la connaissance du module et de la phase du flux à tout instant pour le régulé. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine en utilisant des capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Cette méthode rencontre un problème posé par le fait que les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc...). De plus, la mesure est entachée de bruits, dépendant de la vitesse, causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable. Cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation du capteur de flux augmente le coût de fabrication [44]. Pour cette raison une deuxième méthode est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir des mesures classiques (courants, tensions, vitesse).
- Une commande indirecte : Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique ni à le mesurer, mais à utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{rd}^* [2,44]. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux ou utilisation du capteur dans l'entrefer n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié.

4.6 Réalisation de la commande :

Les expressions du système (4.1) peuvent être exploitées pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté des machines asynchrones alimentées en tension.

4.6.1 Mesure directe du flux dans l'entrefer

Une première idée consiste à mettre un capteur de flux dans l'entrefer de la machine. Ces capteurs peuvent être :

- Des capteurs par effet hall placés sous les dents du stator.
- Une spire sous un pôle de chaque phase.

4.6.2 Modèle dynamique du flux et du couple

Le flux rotorique et le couple électromagnétique peuvent être estimés à partir des courants i_{sd} et i_{sq} , grandeurs statoriques accessibles à partir de la mesure des courants réels statoriques sous réserve de la réalisation de la transformation de Park [32,43].

Le système d'équation (a) nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_r = \frac{L_m}{1+T_r} i_{sd} \\ \Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} \hat{\Phi}_r i_{sq} \\ \hat{\theta} = \int (p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\hat{\Phi}_r}) dt \end{cases} \quad (4.3)$$

L'équation $\hat{\theta} = \int (p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\hat{\Phi}_r}) dt$ n'est pas exploitable en simulation car au démarrage nous avons $\hat{\theta} = 0$. Donc nous utilisons l'équation suivante :

$$\hat{\theta} = \int (p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\hat{\Phi}_r + \epsilon}) dt \quad (4.4)$$

Tel que : $\epsilon = 0.001$.

4.6.3 Choix de la commande indirecte

Les capteurs nécessitent des moteurs spéciaux. Donc, les avantages du moteur asynchrone : simplicité, robustesse et faible coût sont perdus.

Pour que la machine asynchrone garde ses avantages, on a recours à l'utilisation du flux de référence. La position et le couple sont obtenus à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (courants, vitesse et tensions).

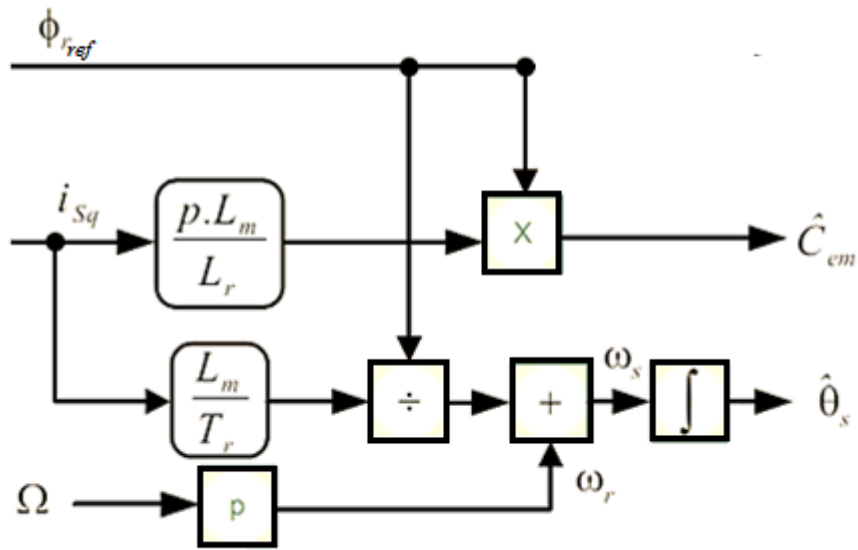


Figure 4. 4: Description de l'estimateur.

4.7 Découplage :

Les tensions v_{sd} et v_{sq} influent à la fois sur i_{sd} et i_{sq} donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage [16].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur [46,45], découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type.

Définissons deux nouvelles variables de commande v_{sd1} et v_{sq1} telles que :

$$\begin{cases} v_{sd} = v_{sd1} - e_{sd} \\ v_{sq} = v_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (4.5)$$

Avec :

$$e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r^2} R_r \Phi_r \quad (4.6)$$

$$e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{L_r T_r} i_{sq} \quad (4.7)$$

Les tensions v_{sd} et v_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions v_{sd1} et v_{sq1} (figure 4.5) :

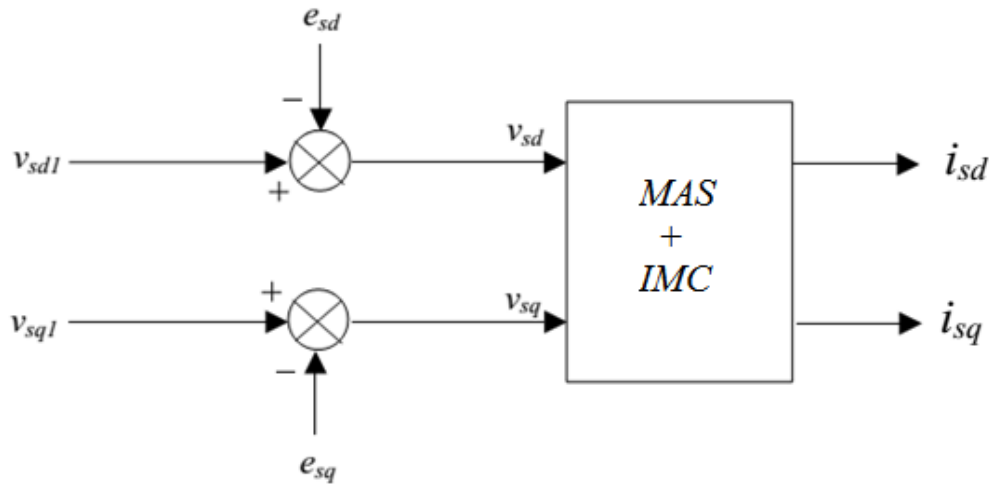


Figure 4. 5: Reconstruction des tensions v_d et v_q .

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} \end{cases} \quad (4.8)$$

Les actions sur les axes d et q sont donc découplée (figure 4.6)

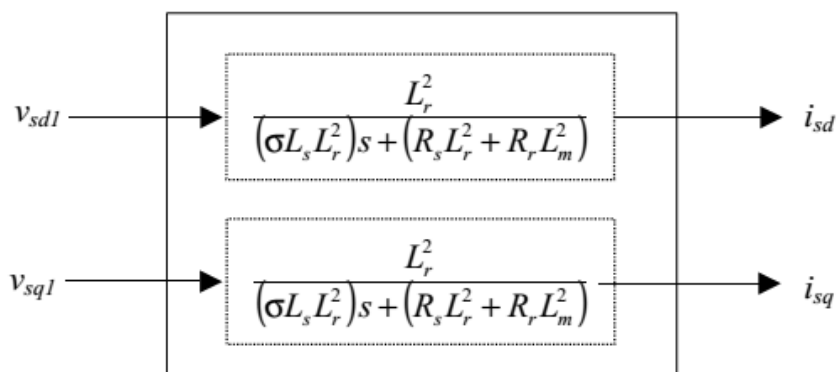


Figure 4. 6: Commande découplée - Expression de i_{sd} et i_{sq} .

4.8 Défluxage :

Le flux de référence est donné par un bloc de défluxage. Ce bloc de défluxage est nécessaire, car il sert à diminuer le flux et donc le couple lors du fonctionnement en survitesse [43]. Les équations qui traduisent le bloc de défluxage s'écrivent comme suit :

$$\Phi_{r\text{réf}} = \begin{cases} \Phi_n & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Phi_n \Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (4.9)$$

4.9 Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté :

Le schéma que nous proposons (figure 4.7) est une commande vectorielle de type indirect : le flux rotorique est asservi à une consigne de flux.

Une commande indirecte ne comporterait pas de régulateur de flux. Nous utilisons le flux de référence et la pulsation statorique déterminés précédemment.

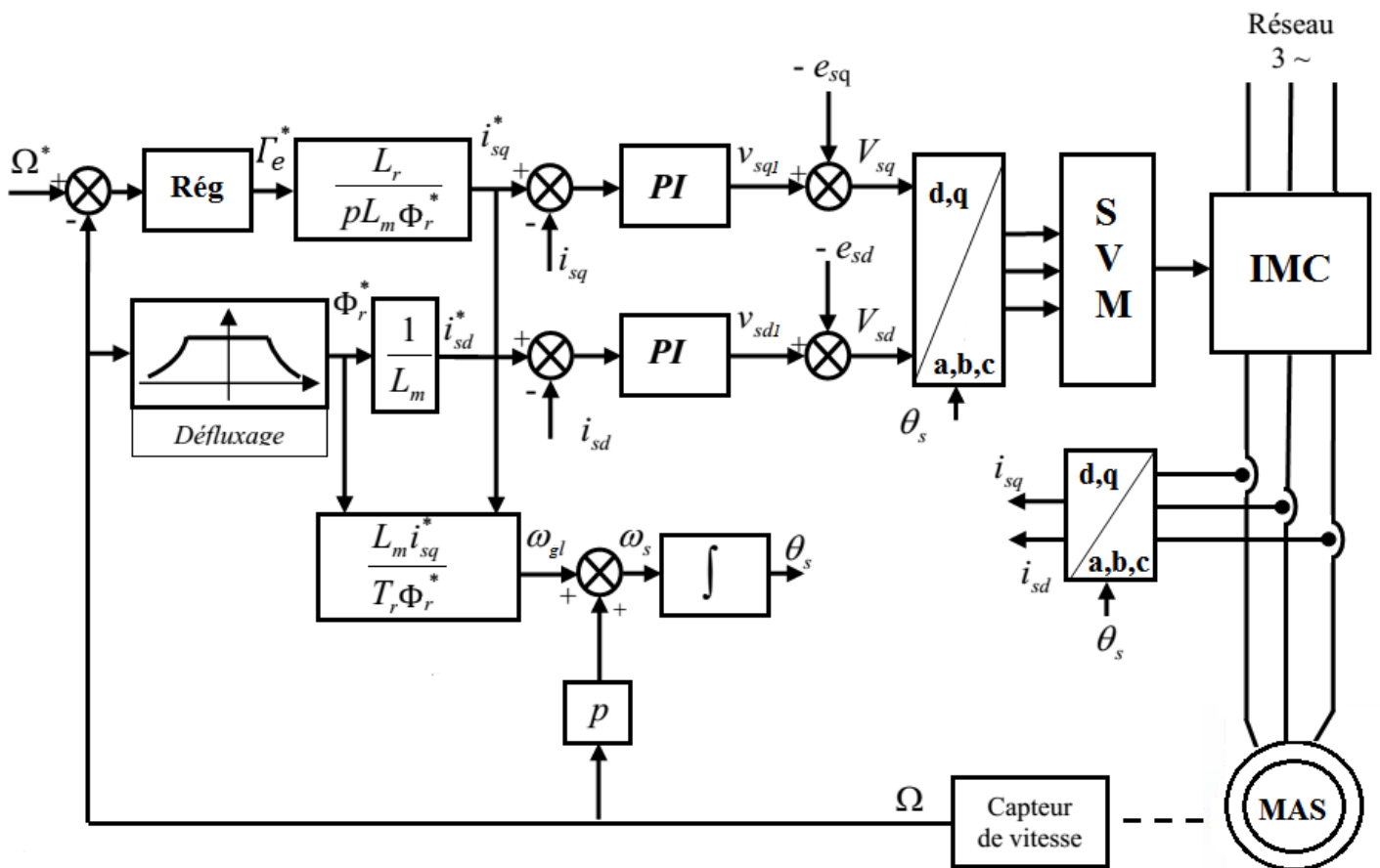


Figure 4. 7: Schéma complet de la commande vectorielle

4.10 Calculs des régulateurs :

4.10.1 Régulateurs des courants :

Régulateur du courant i_{sd}

Le régulateur du courant i_{sd} fournit la tension v_{sd1} de référence d'après l'équation (4.8), la boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure 4.8

$$i_{sd} = \frac{1}{\sigma L_s s + R_{sm}} v_{sd1} \quad (4.10)$$

$$\text{Avec : } R_{sm} = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}$$

Soit un régulateur proportionnel-intégral (PI) classique :

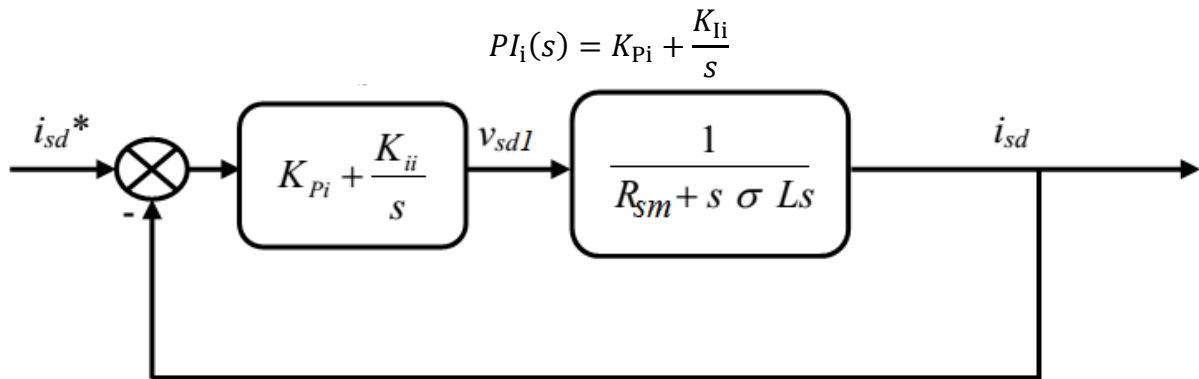


Figure 4. 8: Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_{sd} .

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, soit, $(s + \frac{R_{sm}}{\sigma L_s})$ par $(s + \frac{K_{Ii}}{K_{Pi}})$ ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{R_{sm}}{\sigma L_s} = \frac{K_{Ii}}{K_{Pi}} \quad (4.11)$$

En boucle ouverte la fonction du transfert s'écrit :

$$BO_i(s) = \frac{K_{Pi}}{\sigma L_s s} \quad (4.12)$$

En boucle fermée :

$$BF_i(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (4.13)$$

$$\text{Avec : } \tau = \frac{\sigma L_s}{K_{Pi}}$$

Afin d'améliorer la dynamique du système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau=1$ ms sera choisi d'où [39] :

$$\begin{cases} K_{Ii} = K_{Pi} \frac{R_{sm}}{\sigma L_s} \\ K_{Pi} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (4.14)$$

Régulateur du courant i_{sq}

En procédant de la même manière que pour le régulateur de i_{sd} on déterminera les coefficients du régulateur de courant i_{sq} qui fournit la tension de référence v_{sq1} .

Le schéma de régulation du courant i_{sq} est représenté sur la figure 4.9, on remarque bien que c'est le même que pour le courant i_{sd} .

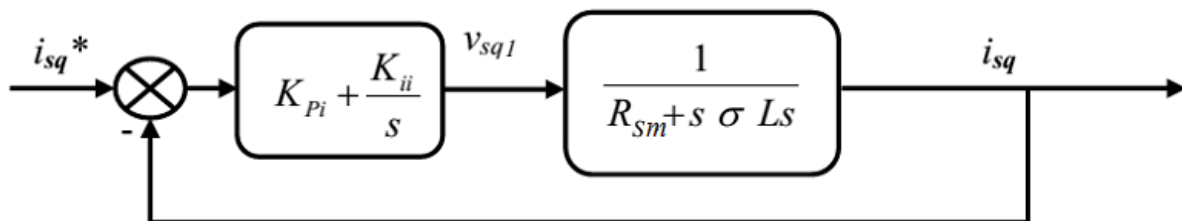


Figure 4. 9: Schéma fonctionnel de la régulation du courant i_{sq} .

D'où :

$$\begin{cases} K_{Ii} = K_{Pi} \frac{R_{sm}}{\sigma L_s} \\ K_{Pi} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \end{cases} \quad (4.15)$$

4.10.2 Régulateur de vitesse :

La figure suivante présente le schéma fonctionnel en boucle fermée.

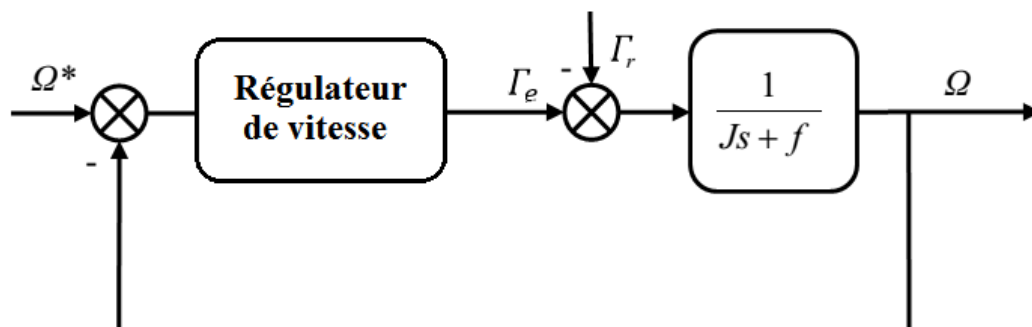


Figure 4. 10: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.

Pour le réglage de la vitesse d'une machine asynchrone, alimentée par un convertisseur matriciel indirect et commandé par la technique de flux orienté, deux types de régulateur sont proposés, dont les actions proportionnelle P et intégrale I sont utilisés différemment.

Le régulateur PI où ces actions sont mises en parallèle et le régulateur IP où ces actions sont mises en série.

Dans ce qui suit les paramètres de chacun des régulateur seront déterminés et une étude comparative mettra en évidence l'intérêt de l'utilisation du régulateur IP [45,47].

Régulateur PI :

Les paramètres du régulateur peuvent être calculés à partir de la figure 4.11

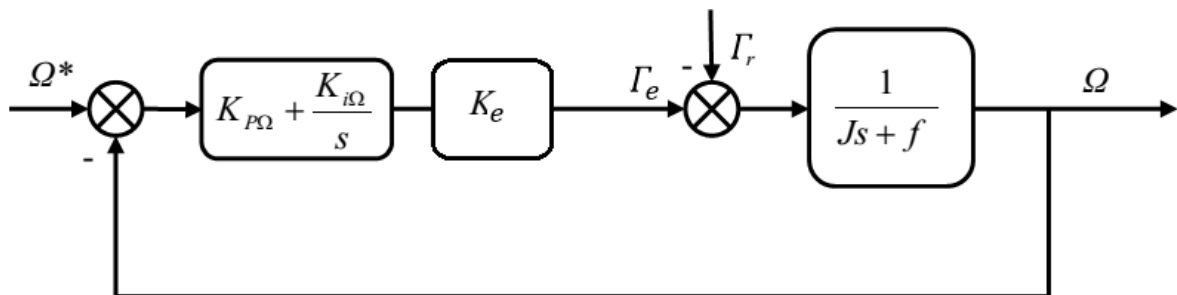


Figure 4. 11: Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse avec un régulateur PI.

La fonction de transfert de régulateur PI est donnée par :

$$PI_{\Omega}(s) = K_{P\Omega} + \frac{K_{I\Omega}}{s}$$

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} (\Gamma - \Gamma_r) \quad (4.16)$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors :

$$\Omega = \frac{K_e}{Js+f} \left(K_{P\Omega} + \frac{K_{I\Omega}}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js+f} \Gamma_r \quad (4.17)$$

Avec :

$$K_e = \frac{pL_m\Phi_{ref}}{L_r} \quad (4.18)$$

Soit :

$$\Omega = \frac{K_e K_{P\Omega} s + K_e K_{I\Omega}}{J s^2 + (K_e K_{P\Omega} + f) s + K_e K_{I\Omega}} \Omega_{ref} - \frac{s}{J s^2 + (K_e K_{P\Omega} + f) s + K_e K_{I\Omega}} \Gamma_r \quad (4.19)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre.

En identifiant à la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi\Omega}{\omega_n} s + 1}$$

On aboutit au système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{I\Omega}} = \frac{K_e}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{P\Omega} + \frac{f}{K_e}}{K_{I\Omega}} = \frac{2\xi\Omega}{\omega_n} \end{cases} \quad (4.20)$$

La figure suivante donne la relation entre la pulsation propre (ω_n), le temps de réponse à 5% ($tr_{5\%}$) et le coefficient d'amortissement (ζ) [37].

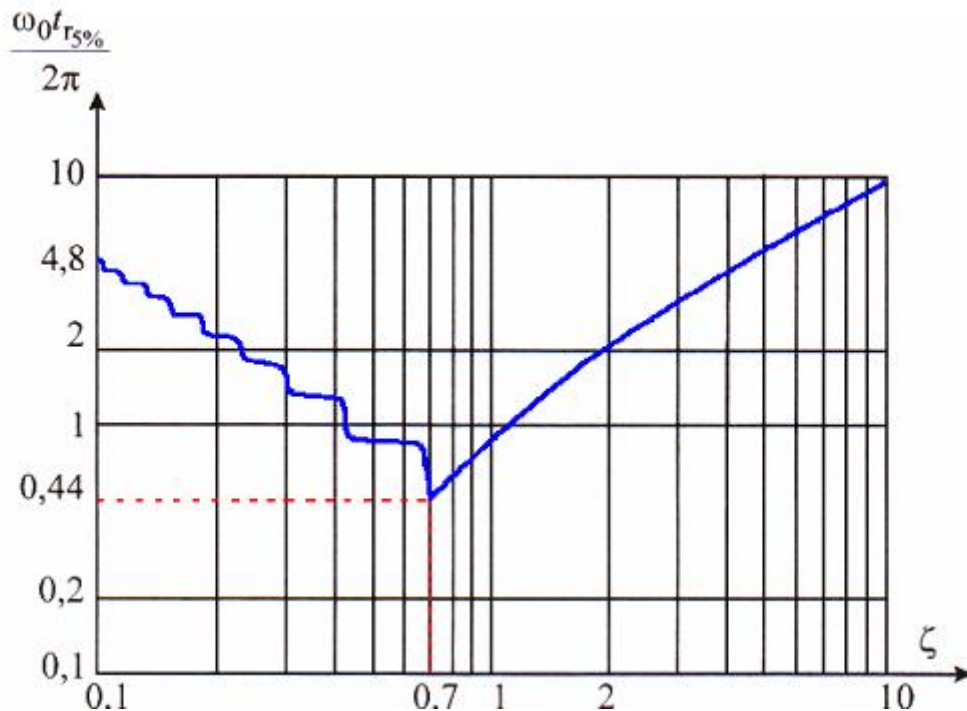


Figure 4. 12: Temps de réponse à 5% en fonction du coefficient d'amortissement.

Avec un coefficient d'amortissement ζ de 1, on obtient : $\omega_n t_{r5\%} \approx 4.75$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$\begin{cases} K_{I\Omega} = J \left(\frac{4.75}{t_{r5\%}} \right)^2 \\ K_{P\Omega} = J \frac{9.5}{t_{r5\%}} - f \end{cases} \quad (4.21)$$

Le tableau suivant donne les différents paramètres du régulateur PI en fonction du temps de réponse à 5% ($t_{r5\%}$).

ξ	1		
$t_{r5\%}(\Omega)$	500	400	300
K_P	0,95	1,19	1,58
K_I	4,51	7,05	12,53

Tableau 4.1 : paramètres du régulateur de vitesse

Avec cette structure du régulateur, il n'a pas été possible d'obtenir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement de la vitesse (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation). Ceci nous a amené à prendre une structure IP [45].

Régulateur IP :

Dans ce régulateur seul le signal d'erreur est intégré et la partie proportionnelle est appliquée au signal de sortie

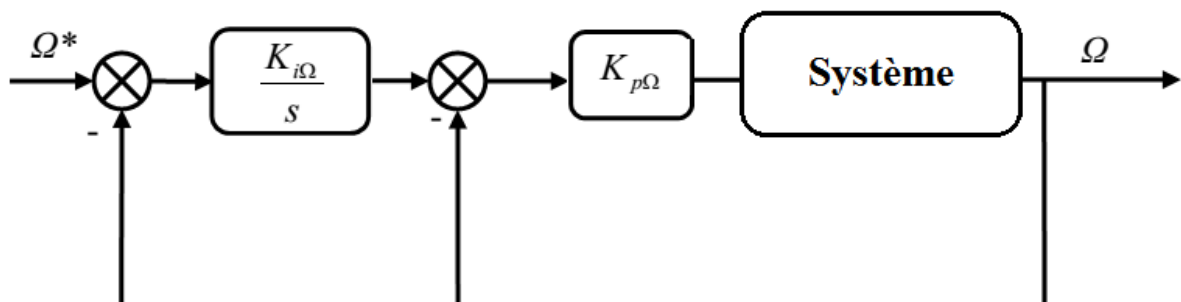


Figure 4. 13: Schéma fonctionnel d'un régulateur IP.

Il est prouvé qu'un régulateur IP est équivalent à un régulateur PI doté d'un filtre de premier ordre à l'entrée, ce qui réduit considérablement les dépassements [2,45,47].

Les paramètres du régulateur peuvent être calculés à partir de la figure 4.14

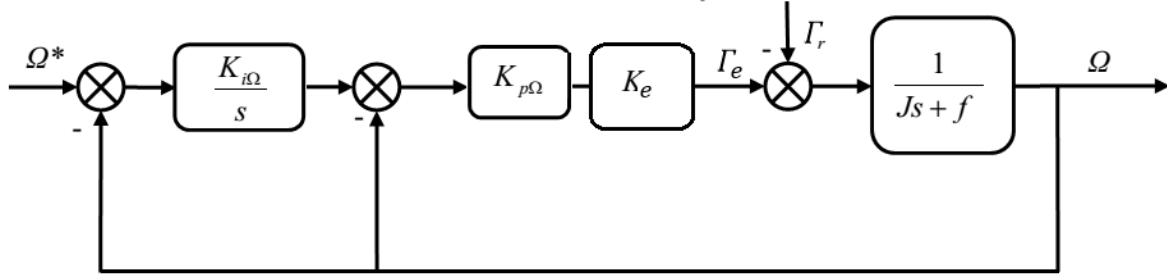


Figure 4. 14: Schéma fonctionnel de régulation de vitesse d'un régulateur PI.

Comme dans le cas précédent l'expression de la vitesse est donnée par :

$$\Omega = \frac{K_e K_{P\Omega} K_{I\Omega}}{Js^2 + (K_e K_{P\Omega} + f)s + K_e K_{P\Omega} K_{I\Omega}} \Omega_{ref} - \frac{s}{Js^2 + (K_e K_{P\Omega} + f)s + K_e K_{P\Omega} K_{I\Omega}} \Gamma_r \quad (4.22)$$

En identifiant à la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi_\Omega}{\omega_n} s + 1}$$

On aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} K_{I\Omega} = \frac{J \omega_n^2}{K_e K_{P\Omega}} \\ K_{P\Omega} = \frac{J}{K_e} \left(2\xi_\Omega \omega_n - \frac{f}{J} \right) \end{cases} \quad (4.23)$$

Pour mettre en évidence la rapidité des boucles internes des composantes du courant par rapport aux boucles externes du flux et de vitesse, nous imposons la dynamique de vitesse à $\omega_n=8$, ainsi la machine a le temps de se magnétiser et d'atteindre donc la référence du flux [45].

Comparaison des deux régulateurs :

La figure 4.15 représente l'évolution de la vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel à la suite d'un échelon de vitesse suivi d'une application du couple résistant nominal 10Nm, dans le cas du régulateur classique PI et le cas du régulateur IP.

Nous remarquons une nette amélioration au niveau du rejet de perturbation ceci s'effectue rapidement avec une légère diminution et un rapide rétablissement de la vitesse dans le cas du régulateur IP par rapport au régulateur PI [2,45,47].

Ainsi, la réponse à l'échelon de vitesse est améliorée dans le cas du régulateur IP et ne présente aucun dépassement de la consigne ce qui n'est pas le cas dans le régulateur PI.

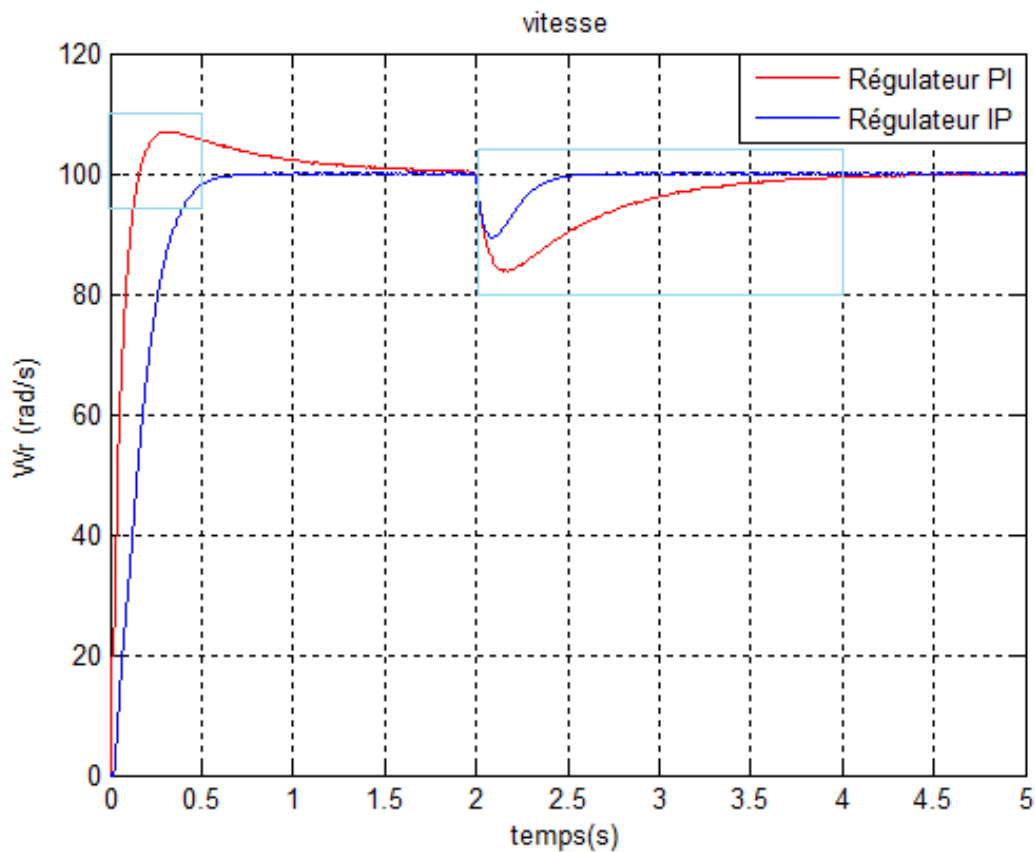


Figure 4. 15: La réponse à un échelon de vitesse.

Le zoom dans les parties encadrées de la figure 4.15 montre la différence entre les deux régulateurs et justifie le choix du régulateur IP.

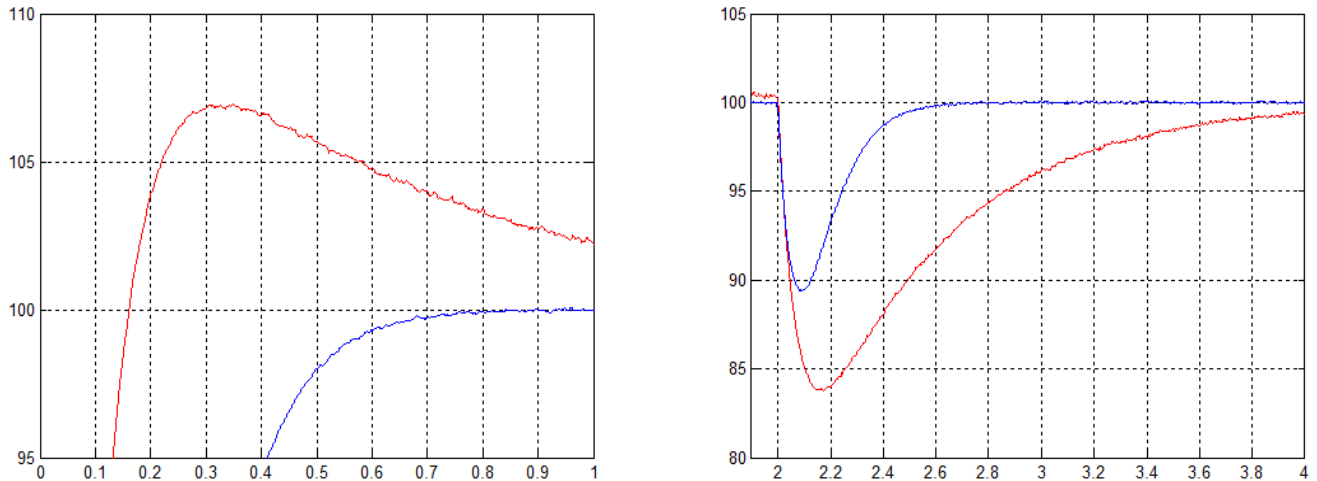


Figure 4. 16: Différences entre les deux régulateurs.

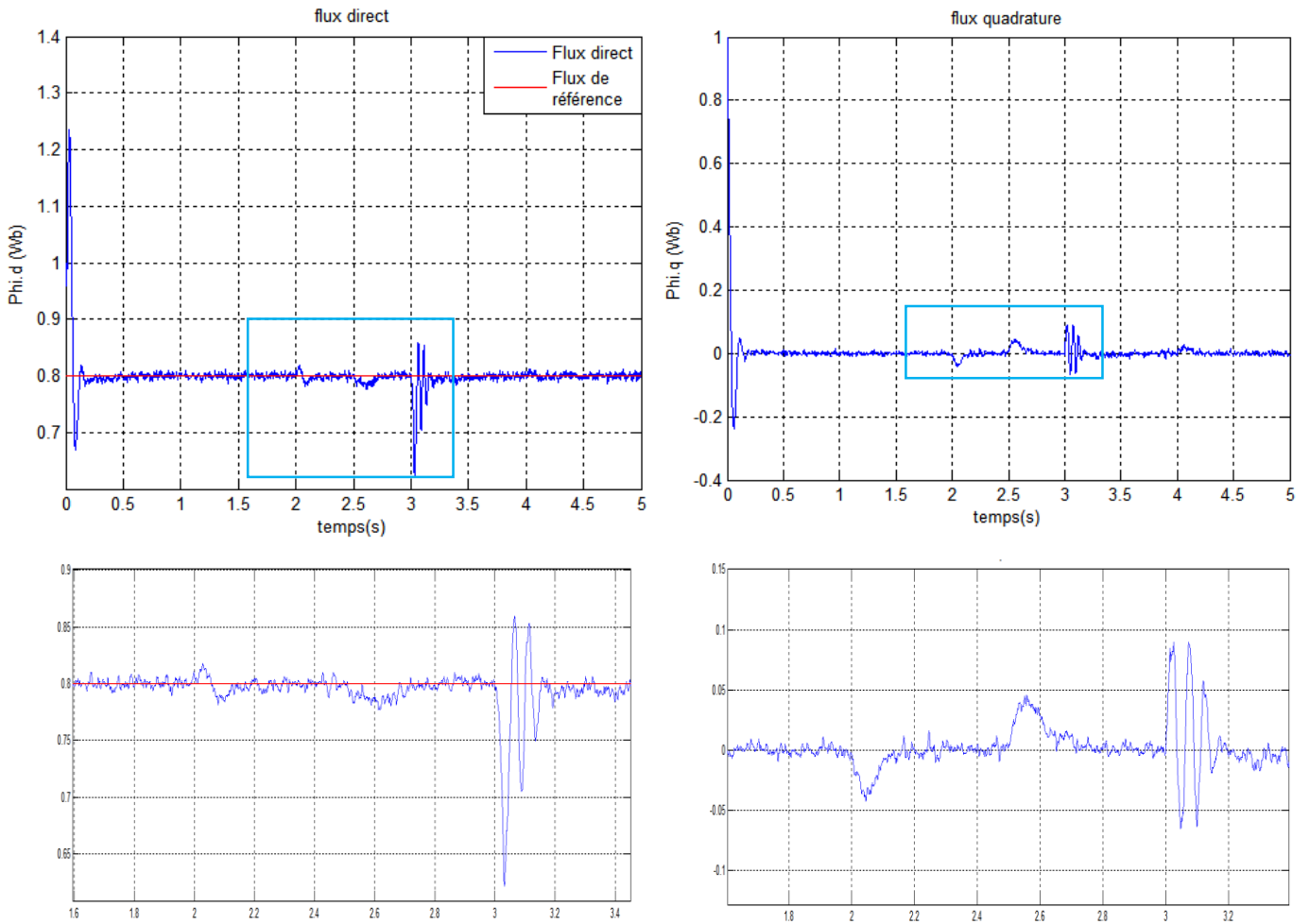
4.11 Simulation et résultats :

La simulation a été effectuée sur une durée de 5 secondes de la manière suivante :

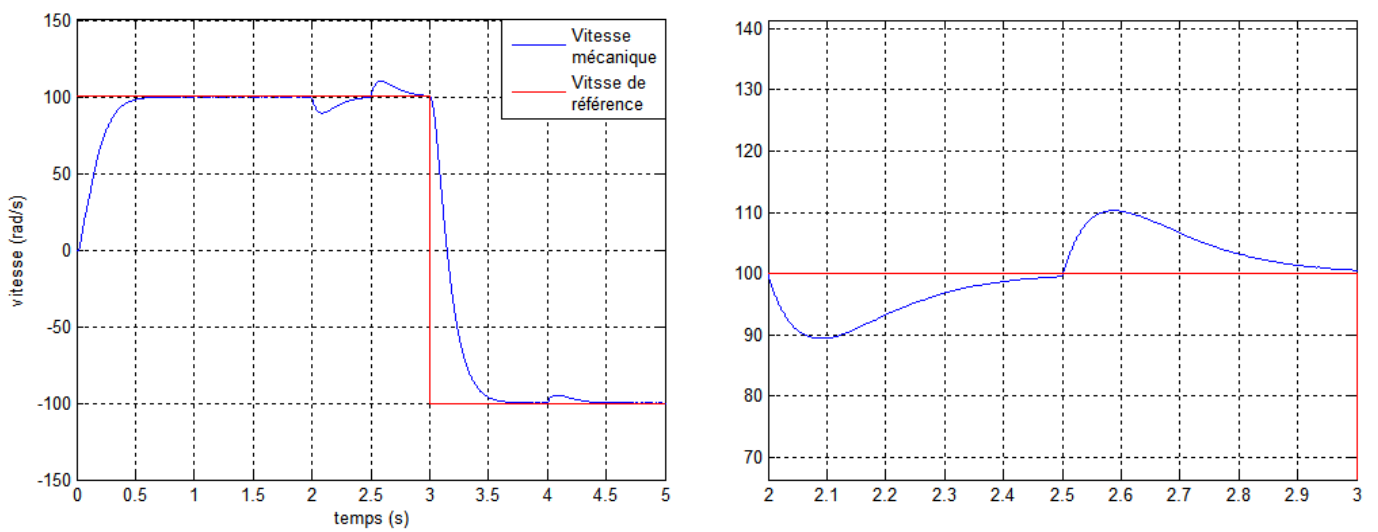
- La consigne Φ_{ref} est maintenue constante à sa valeur nominale 0.8 Wb.
- A l'instant $t_0=0$, on donne une consigne initiale de vitesse égale à 100 rad/s.
- Pendant la durée [2 , 2.5], on impose un couple résistant égale au couple nominal de la machine $\Gamma_r=10$ Nm.
- A l'instant $t_1=3$ s, on inverse le sens de la rotation de la machine avec une vitesse de -100 rad/s.
- A l'instant $t_2=4$ s, on impose un couple résistant égale à la moitié du couple nominal de la machine $\Gamma_r =5$ Nm.

Nous avons simulé le montage précédant (figure 4.7) et présenté les réponses suivantes (figure 4.17) :

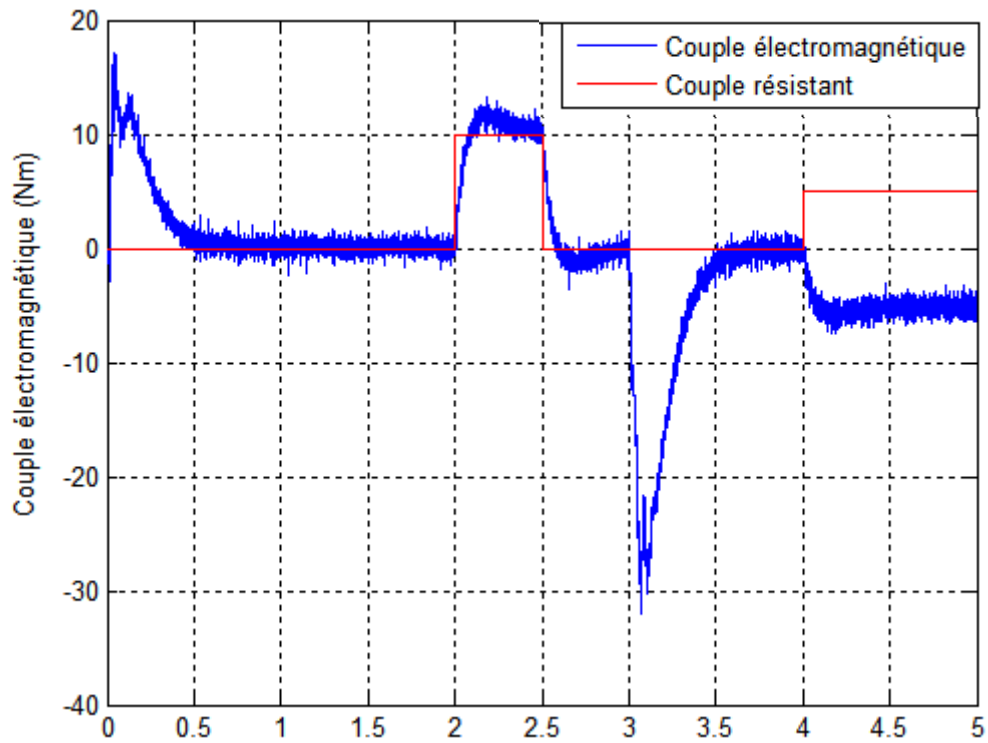
- Evolution du couple développé par la machine.
- Evolution de la vitesse de rotation.
- Evolution du courant statorique.
- Evolution du flux direct et en quadrature.



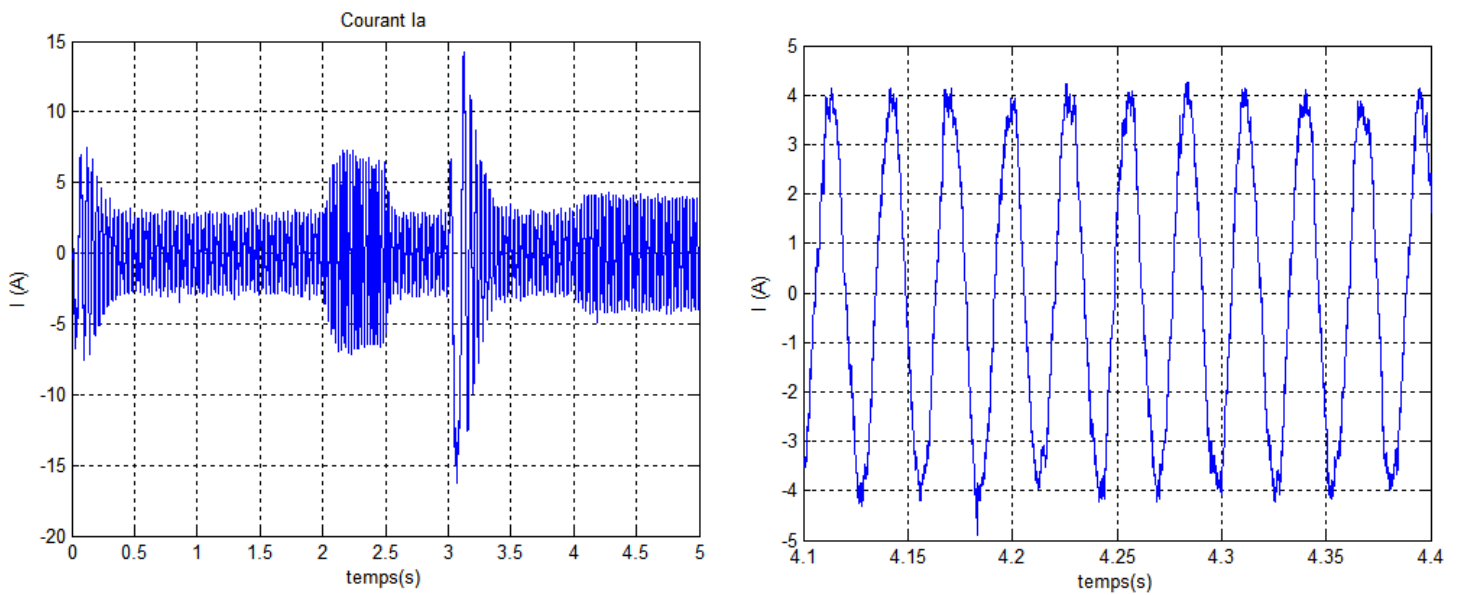
(a) flux direct et flux en quadrature.



(b) vitesse de référence et vitesse mécanique



(c) couple électromagnétique.



(d) courant statorique d'une phase.

Figure 4. 17: Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel.

Nous remarquons que cette commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation. D'autre part on remarque que la vitesse s'établit à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur statique, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite (figure 4.17.b), mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique. A l'application d'une consigne de -100 rad/s , la vitesse suit sa commande avec une bonne réponse et les mêmes performances précédentes. Dans les figures (4.17.a, 4.17.c et 4.17.d) on remarque l'apparition de pics dans le couple et dans les courants statoriques de phases ainsi qu'aux flux rotoriques, lors de l'application du couple de charge et surtout lors de l'inversion de la vitesse, puis il y a stabilisation en régime permanent.

On peut remarquer aussi que, Le découplage de la machine est vérifié, le flux direct est constant et égale au flux de référence 0.8 Wb et le flux en quadrature est nul, malgré le fonctionnement sévère de la machine, et les régimes transitoires du courant et du couple sont vite maîtrisés. On remarque dans la figure (4.17.d) que la forme d'onde des courants statoriques présente des ondulations ce qui se répercute directement sur le couple (figure.4.17), cependant l'atténuation des ondulations du couple est évidente, mais elles persistent toujours.

4.12 Conclusion

Après un bref descriptif de la commande scalaire et la commande direct du couple (DTC), une étude théorique étendue de la commande vectorielle à base d'orientation des flux a été présentée.

Les résultats de simulation ont permis de montrer le principe de découplage existant dans la commande vectorielle.

Avec utilisation d'un régulateur IP dans la boucle de réglage de la vitesse, le rejet de perturbation au niveau de vitesse est acceptable et le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle face aux variations de la vitesse.

Conclusion générale

L'objectif principal de notre projet de fin d'étude est d'étudier la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la technique de modulation vectorielle (SVM) pour la commande du convertisseur.

Pour parvenir à l'objectif du mémoire, nous avons commencé en première partie par la présentation d'un état de l'art et les bases théoriques du convertisseur matriciel, ainsi que ses différentes topologies.

La deuxième partie de ce mémoire a été consacrée à la modélisation de l'association du convertisseur matriciel indirect avec une machine asynchrone. Donc, nous avons développé un modèle du convertisseur, ensuite nous avons élaboré un modèle mathématique de la machine asynchrone en vue de sa commande.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté la technique de commande du convertisseur matriciel indirect, la modulation vectorielle, dans laquelle les vecteurs spatiaux de la tension ainsi que ceux du courant d'entrée sont imposés à l'aide d'un ensemble limité des vecteurs d'états, puis nous avons fait des simulations. Nous avons présenté la tension de sortie avec son spectre d'harmonique, le THD en fonction du taux de modulation r et la caractéristique de réglage. Enfin, pour voir le comportement de la machine asynchrone associée avec le convertisseur nous avons présenté le couple électromagnétique de la machine, le courant statorique et la vitesse de rotation de la machine. Les résultats permettent d'étudier le fonctionnement du convertisseur matriciel indirect et d'analyser son comportement dans différents scénarios, mettant en évidence ses avantages et ses limites.

Finalement nous avons fait une étude théorique étendue de la commande vectorielle, qui a eu pour but d'obtenir un modèle de contrôle réduit et découplé, semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ensuite nous avons simulé les performances de la machine alimentée par le convertisseur matriciel indirect. Dans la simulation, différentes consignes ont été appliquées au système afin de vérifier les performances de l'asservissement de vitesse. Les réponses en absence et en présence de la charge sont également analysées.

En effet les résultats ont montré une dynamique excellente de la vitesse et du couple, ainsi qu'une robustesse très satisfaisante vis-à-vis les incertitudes.

Perspective

En perspective nous envisageront :

La réalisation du montage complet :

- Convertisseur matriciel commandé par la stratégie SVM.
- Commande vectorielle d'une MAS alimentée par un convertisseur matriciel indirect.

Pour comparer les résultats expérimentaux avec ceux théoriques et vérifier la validité de notre modélisation.

L'analyse du fonctionnement du convertisseur matriciel indirect sans considérer que les interrupteurs soient parfaits, pour pouvoir dimensionner une protection.

Une boucle de réglage interne dans le convertisseur matriciel pour contrôler le module du courant d'entrée ainsi que sa phase.

L'étude et l'implémentation de plusieurs commandes pour comparer et vérifier laquelle est optimale à utiliser avec le convertisseur matriciel indirect commandé par une stratégie (SVM).

Bibliographie

- [1] R. Toufouti « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone ». Thèse de doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.
- [2] S. Rezgui « Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel ». Mémoire De Magister, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [3] F. Gruson « Modulation Naturelle Généralisée Des Convertisseurs Matriciels Pour La Variation De Vitesse ». Thèse du doctorat, Ecole centrale de Lille, 2010.
- [4] M. Jussila « Comparison of Space-Vector-Modulated Direct and Indirect Matrix Converters in Low-Power Applications ». Thèse de doctorat, Tampere University of technology, 2007.
- [5] L. Gyugi, B. Pelly « Static Power Frequency Changers: Theory, Performance and Applications » 1976, New York: Wiley. 438.
- [6] M. Venturini, A. Alesina « Generalised Transformer: A New Bidirectional, sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor », Power Electronics Specialists Conference, 1980. PESC. IEEE, p: 242-252.
- [7] J. Rodriguez « A new control technique for AC-AC converters » dans « Control in Power Electronics and Electrical Drives », Lausanne Suisse 1983, p: 203-208.
- [8]. L. Huber, D. Borojevic «Digital Implementation Of The Space Vector Modulator For Forced Commutated Cycloconverters », in Power Electronics and Variable-Speed Drives, 1991, Fourth International Conference, p : 63 – 68.
- [9] G. Roy, G.E. April « Cycloconverter Operation Under A New Scalar Control Algorithm », Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC '89 Record, 20th Annual IEEE, p:368 - 375 vol.1.
- [10] Podlesak, T .F & al « A 150-Kva Vector-Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive», IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, p: 841-847.
- [11] Kolar, J.W & al « Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter », 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Expositions, 2002. Dallas, T C, United states: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc.152.
- [12] P. Song, J. Lin « A Hybrid AC-DC-AC Matrix Converter With A Boost Circuit », 9th International Conference on Electronic Measurement and Instruments, Beijing, China: IEEE Computer Society, ICEMI 2009.
- [13] K. Ghedamsi « Contribution A La Modélisation Et La Commande D'un Convertisseur Direct De Fréquence Application A La Conduite De La Machine Asynchrone ». Thèse de Doctorat, Ecole nationale polytechnique, Alger, 2008.
- [14] K.Gurmeet, C.Neeshu, A.Izhar, S.K. Goel« Matrix Converter: A Review ». ISTP Journal of Research in Electrical and Electronics Engineering (ISTP-JREEE), 1st International Conference on Research in Science, Engineering & Management (IOCRSEM 2014).

- [15] B.Thiago, Soeiro & Marcelo L. Heldwein « High Efficiency Indirect Matrix Converter Topologies » in Industrial Electronics Society, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE, 2013. P: 4856 – 4861.
- [16] M. Matteini « Control Techniques For Matrix Converter Adjustable Speed Drives ». Thèse du doctorat, Université du Bologne, 2001.
- [17] R. Natarajan, Dr. Baskaran, B, Irusapparajan, G & Rasheed Ahmed, K. B « Simulation And Speed Control Of Induction Motor Fed By Indirect Matrix Converter », International Journal of Development Research Vol. 4, Issue, 3, pp. 565-569, March, 2014.
- [18] F. Gruson, P. Le Moigne, P. Delarue, M. Arpillière and X .Cimetiere « Comparison Of Losses Between Matrix And Indirect Matrix Converters With An Improved Modulation », IEEE Transaction on Power Delivery, pp. 718-723, 2010.
- [19] A. Alesina, M. Venturini, « Intrinsic Amplitude Limits And Optimum Design Of 9-Switches Direct PWM Ac-Ac Converters », Proceedings of IEEE/PESC'88, vol. 2, pp. 1284-1291, 1988.
- [20] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, « The Use Of Matrix Converters In Direct Torque Control Of Induction Machines », Proceedings of IECON'98, pp. 744-749, 1998.
- [21] M. Hamouda, F. Fnaiech, K.Al-Haddad, « Input Filter Design For SVM Dual-Bridge Matrix Converters », Proceeding ISIE, vol.2, pp.797-802, Juillet 2006.
- [22] L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare, « Bi-directional Switch Commutation for Matrix Converter », Proceedings of EPE'99, pp. 1-10, 1999.
- [23] L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare, « Matrix Converter Bi-directional Switch Commutation using Intelligent Gate Drives », Proceedings of Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998, pp. 626–631, 1998.
- [24] J. Mahlein, M. Braun : « A Matrix Converter Without Diode Clamped Over-Voltage Protection », dans Proceeding IPEMC, vol.2, pp.817-822, Août 2000.
- [25] A. Boukhelifa « Les Eléments D'optimisation Du Pilotage D'une Machine Asynchrone En Vue D'un Contrôle Vectoriel », Thèse De Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.
- [26] Roy, G., et al. « Asynchronous Operation Of Cycloconverter With Improved Voltage Gain By Employing A Scalar Control Algorithm ». Conference Record of the 1987 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting. Papers Presented at the 22nd Annual Meeting. 1987. Atlanta, GA, USA: IEEE.
- [27] L. Aït Oubelli « Mise En Œuvre D'un Modèle Générique Du Convertisseur Matriciel Dans Les Environnements Emtp-Rv Et Matlab/Simulink ». Mémoire de Master en sciences appliquées, École Polytechnique De Montréal, 2011.
- [28] A. SCHUSTER « Commande, Réglage Et Optimisation D'un Convertisseur Matriciel Pour Entraînements Par Moteur Asynchrone». Thèse De Doctorat, École Polytechnique Fédérale De Lausanne, 1998.

- [29] A.ABROUS « Modélisation, Commande Et Réalisation D'un Convertisseur Matriciel». Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2008.
- [30] Lee, Meng Yeong «Three-Level Neutral-Point Clamped Matrix Converter Topology». Thèse De Doctorat, University of Nottingham, 2009.
- [31] Z. Malekjamshidi, M.Jafari, D. Xiao «Operation of Indirect Matrix Converters in Different SVM Switching Patterns » Electric Power and Energy Conversion Systems (EPECS), 2015 4th International Conference.
- [32]B. Boussiala « Commande Vectorielle D'une Machine Asynchrone Polyphasée Alimentée Par Onduleur A Trois Niveaux 'Application Sur La Machine Heptaphasée' », Thèse De Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2010.
- [33] Ludtke, I., Jayne M. G. « A Comparative Study Of High Performance Speed Control Strategies For Voltage Source PWM Inverter Fed Induction Motor Drives » , Seventh International Conference electrical Machines and Drives, University of Durham, UK, September 1995.
- [34] Zhiwen Ma, Zheng T., Fei Lin « Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives », Industrial Electronics and Applications, 2006, 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006.
- [35] I. Takahashi, T. Noguchi, « A New Quick-Response And High Efficiency Control Strategy Of An Induction Machine », IEEE Trans. on Industrial Application, Vol. IA-22, no.5, Sept./Oct. 1986,pp.820-827.
- [36] Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim, « Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple », IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [37] F. Blaschke, « The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine », Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [38] M. Ouhrouche, R. Beguenane, A.M. Trzynadlowski, J.S. Thongam, and M. Dub-Dallaire, « A Pc-Cluster-Based Fully Digital Real-Time Simulation of a Field-Oriented Speed Controller for an Induction Motor» 10.2316, Journal.205.2006. 3.205-4346. International Journal of Modelling and Simulation – 2006.
- [39] Y. Miloud, A. Draou « Performance Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive », Turk J Elec Engin, VOL.13, NO.2 2005, TUBITAK.
- [40]S.H Jeon, K.K Oh, et J.Y. Choi, « Flux Observer with Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors », IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, June 2002.

- [41] M. Abdallah « Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone ». Thèse Doctorat Science, Université Oran JUIN 2006.
- [42] R.J. Wai, J.D. Lee et K.M. Lin, « Robust Decoupled Control of Direct Field Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics », IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854.
- [43] M. O. Mahmoudi « La Commande De La Machine Asynchrone Alimentée En Tension ». Thèse doctorat à école nationale polytechnique, Alger, 1999.
- [44] D. Roye « Modélisation, Contrôle Vectoriel Et DTC », HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1.
- [45] M. O. Mahmoudi « Comparaison entre les régulateurs IP et IP pour la commande vectorielle direct de la machine asynchrone »
- [46] G. Buche « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement temps réel Matlab/Simulink ». PFE d'Ingénieur, C.N.A.M Grenoble 2001.
- [47] Dariusz L. Sobczuk « Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives », Thèse de doctorat, Université de Varsovie 1999.
- [48] Rachid, D; Othman, H., Faouzi, B., « A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor », Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference, Issue , 6-9 oct. 2002, page(s): 6 pp. vol.5.
- [49] M .Jussila , M .Salo and H .Tuusa, « Realization of a Three-phase Indirect Matrix Converter with an Indirect Vector Modulation Method », Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual (Vol.2), pp.689-694, 2003.
- [50] D.A. Paice : « Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods For Clean Power », IEEE Press, New york, 1995.

ANNEXE A

Paramètres de la machine asynchrone

La machine asynchrone qui a été choisie, pour l'étude par simulation numérique, est une machine à cage d'écureuil. Ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Puissance nominale	1.5 kW
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale	1420 tr/mn
Tension	220 / 380 V
Intensité nominale	6.7 / 3.7 A
Résistance statorique	4,85 Ω
Résistance rotorique	6,3 Ω
Inductances propres de fuites statorique	0,274 H.
Inductances propres de fuites rotorique	0,274 H.
Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor	0,258 H.
Moment d'inertie	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.001136 Kg.m ² /s

Paramètres du filtre d'entrée

Fréquence de coupure	1633 Hz
L_f	1 mH
C_f	0.75 mH
R_f	0.047 Ω

ANNEXE B

Paramètres des régulateurs

Régulateur de courant I_{ds}/I_{qs}	
Ki	10422
Kp	31.07

Régulateur de vitesse PI	
Ki	7.05
Kp	1.19

Régulateur de vitesse IP	
Ki	5.71
Kp	0.23

ANNEXE C

Algorithme de la modulation vectorielle

