

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la Recherche
Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Electromécanique

Spécialité : Électromécanique

Thème

**Commande d'un machine asynchrone en utilisant
convertisseur matriciel.**

Devant le jury composé de :Présenté par :

Président	MOHREM abdelkerim	MCA	- ALLAG YOUNES
Examineur	ZINN el-bachir	MAA	- MESSAOUDI BILAL
Encadreur	BEGGAT Feteh	MAA	- HAROUN TAHA

2023-2024

Remerciements

Tout d'abord, nous remercions Dieu et le remercions pour sa compassion

Nous voulons aussi remercier l'encadreur BEGGAT FETEH qui nous a donné des informations et qui encouragements et son soutien pendant la préparation de ce mémoire

Nous remercions tous les enseignants religieux qui nous ont enseigné tout au long de notre carrière universitaire

Mes remerciements vont également à l'ensemble du personnel de département génie mécanique pour leurs collaborations et leurs amabilités

Nous voudrions remercier toutes les personnes qui ont contribué directement ou indirectement à mon travail.

Dédicaces

إلى من وضع المولى - سبحانه وتعالى - الجنة تحت قدميها ، ووقَّرها في كتابه العزيز (أمي الحبيبة)

إلى صاحب القلب الكبير و الوجه النضير ، إلى أبي ، الذي كان و لا يزال خير مثال لرب الأسرة ،

والذي لم يتهاون يوماً في توفير سبيل الخير والسعادة لي

إلى من أعتمد عليهم في كل كبيرة وصغيرة ، إخوتي و أخواتي

إلى أصدقائي ومعارفي الذين أُجلُّهم واحترمهم

إلى أساتذتي في الكلية

إلى الذين كانوا في السنوات العجاف سحاباً ممطراً

إلى الذين لم يهدهم أحد شيئاً

إليكم جميعاً كلَّ يَّاسمه

Dédicaces

الحمد لله وكفى و الصلاة و السلام على الحبيب المصطفى و أهله و من وفى و أما بعد :

الحمد لله الذي وفقني لتثمين هذه الخطوة في مسيرتي الجامعية بمذكرتي هذه

ثمرة الجهد و النجاح بفضلته تعالى مهداة إلى :

موطن الدفاء و البر أبي الغالي و إلى موطن الحنان و الحب أمي الحبيبة أطال الله في عمرهما

و أعانني الله على رد الجميل

إلى اخوتي و أخواتي الأعزاء

إلى كل أصدقاء الدرب و الدراسة و رفقاء الطفولة كل بإسمه

أهديكم ثمرة جهدي المتواضع

Dédicaces

لتلك المرأة التي سهرت الليالي الطويلة من أجل دراستي و راحتني

إلى من إستيقظت كل صباح فقط من أجل مساعدتي على الدراسة

أهدي لك تخرجي اليوم والدتي الغالية

إلى أبي الذي قدم كل ما يستطيع حتى أكمل دراستي ، أهدي لك التخرج و الإهداء بسيط مقابل كل ما قدمت لي

إلى البيت الكبير و الحضان الدافئ جدتي و جدي أهدي لكما تخرجي هذا

Résumé :

Ce projet se penche sur l'application des convertisseurs matriciels dans la commande des machines asynchrones (MAS), offrant une alternative innovante aux méthodes traditionnelles. Le processus de commande implique une série d'étapes clés, notamment la modélisation du convertisseur matriciel et de la MAS triphasée, ainsi que l'analyse des stratégies de commande avancées telles que la modulation vectorielle de l'espace (SVM) et la commande basée sur l'orientation du flux. En combinant des simulations pour évaluer les performances et des analyses approfondies, cette étude vise à améliorer la précision et l'efficacité de la commande des MAS, ouvrant ainsi la voie à des avancées significatives dans le domaine de l'électronique de puissance et de l'automatisation industrielle.

Mots clés : Machine asynchrone (MAS). Convertisseur matriciel. Commande vectorielle. Modulation de l'espace vectoriel (SVM). Stratégie de commande. Electronique de puissance. Modélisation. Filtre d'entrée. Performance du système. Simulation et analyse

Abstract

The project explores the use of matrix converters in controlling asynchronous machines (MAS), presenting a novel approach compared to traditional methods. It encompasses several key steps, including modeling both the matrix converter and the three-phase MAS, as well as the examination of advanced control techniques such as space vector modulation (SVM) and drive-based control. The study aims to enhance the accuracy and efficiency of MAS control through a combination of simulations for performance evaluation and comprehensive analyses. This endeavor is poised to drive significant advancements in the field of power electronics and industrial automation technology.

Keywords: Asynchronous machine (MAS). Matrix Converter. Vector Control. Space Vector Modulation (SVM). Control Strategy. Power Electronics. Modeling. Input Filter. System Performance. Simulation and Analysis

الملخص

يستكشف المشروع استخدام محولات المصفوفة في التحكم في الآلات اللا متزامنة (MAS)، مقدّمًا نهجًا جديدًا مقارنةً بالأساليب التقليدية. يشمل عدة خطوات رئيسية، بما في ذلك نمذجة كل من محول المصفوفة والآلة اللا متزامنة ثلاثية الطور، بالإضافة إلى فحص تقنيات التحكم المتقدمة مثل التحكم بالمتجهات الفضائية (SVM) والتحكم الموجه نحو القيادة. يهدف الدراسة إلى تعزيز دقة وكفاءة التحكم في MAS من خلال مزيج من المحاكاة لتقييم الأداء والتحليلات الشاملة. هذا الجهد متجه نحو تحقيق تقدم كبير في مجال الإلكترونيات القوية وتكنولوجيا الأنظمة الصناعية.

الكلمات الرئيسية : آلة لا متزامنة (MAS). محول المصفوفة. التحكم بالمتجهات. التحكم بالمتجهات الفضائية (SVM). استراتيجية التحكم. الإلكترونيات القوية، النمذجة، فلتر الإدخال. أداء النظام. المحاكاة والتحليل

Tableaux de matière

REMERCIEMENTS	2
DEDICACES	3
RESUME :	6
TABLEAUX DE MATIERE	7
LISTE DES FIGURES.....	11
LISTE DES TABLEAUX	14
INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I :.....	2
ETAT DE L’ART SUR LES CONVERTISSEURS MATRICIELS	2
I.1- INTRODUCTION	2
I .2 LES CONVERTISSEURS TRADITIONNELS :	2
I.2.1 PRINCIPE :	2
I.2.2 PROBLEMES LIES AUX CONVERTISSEURS TRADITIONNELS:	3
I .3 LES CONVERTISSEURS MATRICIEL :	3
I.3.1 HISTORIQUE:	3
I. 3.2 AVANTAGES ET INCONVENIENTS:	4
I. 3.2.1 Avantages :	4
I. 3.2.2 inconvénients :	4
I .3.3 LES TOPOLOGIES DU CONVERTISSEUR MATRICIEL:	5
I .3.3.1 Le convertisseur matriciel direct :	5
I .3.3.2 Le convertisseur matriciel indirect:	6
I .3.3.3 Le convertisseur matriciel “Sparse”:.....	7
I .3.3.4 Le convertisseur matriciel “Very-Sparse”:.....	7
I .3.3.5 Le convertisseur matriciel “Ultra-Sparse”:	8
I .3.3.5 Le convertisseur matriciel “Inverting Sparse”:	9
I .3.4 COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TOPOLOGIES:	10
I .4 CONCLUSION:.....	11
CHAPITRE II :	12
MODELISATION DE L’ASSOCIATION CONVERTISSEUR -MACHINE ASYNCHRONE.	12
II.1 INTRODUCTION;	13
II. 2 MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT:.....	13
II.2.1 LES NOTATIONS RETENUES SONT LES SUIVANTES:	14
II.2.2 INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS:	14
II.2.3 L’ETAGE REDRESSEUR:.....	16

II.2.4 ETAGE ONDULEUR:	17
II.2.5 FILTRE D'ENTREE:	18
II.2.5.1 Filtre passe-bas L-C:	19
II.2.5.2 Modélisation du filtre:.....	20
II.2.6 TENSION DE SORTIE:	20
II.2.7 PROTECTION:	20
II.2.7.1 Protection par un circuit « clamp »:.....	21
II.2.7.1 Protection avec « varistances »:.....	21
II.2.7.2 Comparaison des protections:	22
II.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE:	23
II.3.1 INTRODUCTION:	23
II.3.2 ÉQUATIONS DE LA MACHINE ASYNCHRONE:	23
II.3.3 LA TRANSFORMATION DE PARK:	26
II.3.4 LES EQUATIONS DE LA MACHINE DANS LE REPERE DE PARK:	27
II.3.4.1 Choix du référentiel:	27
II.3.4.2 Référentiel lié au champ tournant:.....	28
II.3.5 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT:.....	28
II.2.9 CONCLUSION:	30
CHAPITRE III :	17
STRATEGIE DE COMMANDE SVM DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A TROIS NIVEAUX.....	17
III.1 INTRODUCTION	31
III.2 MODELISATION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT IMC3N	31
III.2.1 CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES MODULES PHOTOVOLTAÏQUES : ... خطأ! الإشارة المرجعية غير معروفة.	
III.2.2 ETAGE REDRESSEUR.....	33
III.2.3 ETAGE ONDULEUR	34
III.3 SVM POUR LE CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A TROIS NIVEAUX.....	35
III.3.1 MODULATION DU VECTEUR SPATIAL	35
III.3.2 ETAGE REDRESSEUR	36
III.3.3 ETAGE ONDULEUR	38
III.3.4 MODULATION COMPLETE DU L'IMC3N	41
III.4 RESULTATS DE SIMULATION.....	43
III.4 INTERPRETATION DES RESULTATS :	45
III.5 INTERPRETATION DES RESULTATS AVEC LA CHARGE :	47
III.5. CONCLUSION :	48
CHAPITRE IV:.....	49
COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS ASSOCIEE A UN CONVERTISSEUR MATRICIEL	49
IV.1 INTRODUCTION :	50
IV.1 MODELISATION DE MACHINE ASYNCHRONES :	50

IV.2 RESULTATS DE SIMULATION :	51
IV.3 COMPARAISON LES RESULTATS :	53
IV.4 CONCLUSION :	54
CONCLUSION GENERALE	56
BIBLIOGRAPHIE	56

Liste des figures

LISTE DE FIGURE

CHAPITRE I : Etat de l'art sur les convertisseurs matriciels :

FIGURE I.1 : TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR DE FREQUENCE STANDARD	3
FIGURE I. 2: LES DIFFERENTES TOPOLOGIES CONVERTISSEUR MATRICIEL.	5
FIGURE I.3 : TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL DIRECT.....	6
FIGURE I.4 : CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT.	6
FIGURE I.5 : CONVERTISSEUR MATRICIEL "SPARSE".....	7
FIGURE I.6 : LE CONVERTISSEUR MATRICIEL "VERY-SPARSE".....	8
FIGURE I.7 : CONVERTISSEUR MATRICIEL "ULTRA-SPARSE "	9
FIGURE I.8 : CONVERTISSEUR MATRICIEL "INVERTING SPARSE ".....	10

CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR -MACHINE ASYNCHRONE :

FIGURE II.1 : L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT MAS.	13
FIGURE II.2 : STRUCTURE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT.....	14
FIGURE II.3 : LES DIVERS INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS	15
FIGURE II.4 : INTERRUPTEURS BIDIRECTIONNELS EQUIVALENT.....	15
FIGURE II.5 : STRUCTURE DE L'ETAGE REDRESSEUR.	16
FIGURE II.6 : STRUCRE DE L'ETAGE ONDULEUR.....	17
FIGURE II.7: DIFFERENTES CONFIGURATIONS DU FILTRE D'ENTREE.....	19
FIGURE II.8: SCHEMA EQUIVALENT PAR PHASE D'UN FILTRE PASSE BAS.	20
FIGURE II.9 : PROTECTION DU CONVERTISSEUR MATRICIEL AVEC DES VARISTANCES.	21
FIGURE II.10 : CIRCUIT D'UN ECRETEUR ACTIF.	22
FIGURE II.11 : REPRESENTATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE ET DEFINITION DES REPERES STATORIQUES ET ROTORIQUES.....	24
FIGURE II.12 PASSAGE DU MODELE TRIPHASE AU MODELE BIPHASE.....	26

CHAPITRE III : STRATEGIE DE COMMANDE SVM DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A TROIS NIVEAUX

FIGURE III.1 TOPOLOGIE DU CONVERTISSEUR MATRICIEL INDIRECT A TROIS NIVEAUX.....	31
FIGURE III.2 INTERRUPTEUR BIDIRECTIONNEL EQUIVALENT	32
FIGURE III.4 REPRESENTATION DE L'HEXANGONE DE COMMUTATION DES COURANTS	36
FIGURE III.5 SYNTHESE DE VECTEUR COURANT DE REFERENCE DANS UN SECTEUR DONNEE.....	37
FIGURE III.6 .DIAGRAMME VECTORIEL DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	39
FIGURE III.7 SYNTHETISATION DU VECTEUR DE TENSION DE REFERENCE DANS LE SECTEUR I.....	40
FIGURE III.8 MODELES DE COMMUTATION DE L'IMC3N.....	42
FIGURE III.9 LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE (CEM).....	43
FIGURE III.10 LE COURANT STATORIQUE (ISAL).....	43
FIGURE III.11 LE COURANT STATORIQUE (ISBE).....	43

FIGURE III.12 LE FLUX.....	44
FIGURE III.13 LA VITESSE	44
FIGURE III.14 LE COUPLE ELECTROMAGNETIQUE AVEC LA CHARGE (CEM).....	46
FIGURE III.15 LE COURANT STATORIQUE AVEC LA CHARGE (ISAL)	46
FIGURE III.16 LE COURANT STATORIQUE AVEC LA CHARGE (ISBE)	46
FIGURE III.17 LE FLUX AVEC LA CHARGE	47
FIGURE III.18 LA VITESSE AVEC LA CHARGE	47

CHAPITRE IV: COMMANDE VECTORIELLE DE LA MAS ASSOCIEE A UN CONVERTISSEUR MATRICIEL

FIGURE IV.1 CEM DE MAS	51
FIGURE IV.2 COURANT ROTORIQUE DE MAS	51
FIGURE IV.3 COURANT STATORIQUE DE MAS.....	52
FIGURE IV.4 FLUX ROTORIQUE DE MAS.....	52
FIGURE IV.5 FLUX STATORIQUE DE MAS	52
FIGURE IV.5 LA VITESSE DE MAS	53

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

TABLEAU I.1:COMPARAISON ENTRE LES DIFFERENTES TOPOLOGIES DU CM.....	10
TABLEAU III.1 ETATS DES INTERRUPTEURS ET VECTEURS DE COMMUTATION DU REDRUSSEUR.....	37
TABLEAU III.2 LES RAPPORTS CYCLIQUES POUR VREF DANS LE SECTEUR I	41

Introduction générale

Introduction générale

Le développement et l'application des machines asynchrones (MAS) dans diverses industries ont été grandement favorisés par leurs avantages en termes de construction simple, de robustesse et de fiabilité, remplaçant souvent les machines à courant continu. Cependant, la commande traditionnelle de la MAS est entravée par le couplage étroit entre le flux et le couple, ce qui a conduit au développement de la commande vectorielle ou par flux orienté.

Dans ce contexte, les convertisseurs matriciels émergent comme une alternative prometteuse aux convertisseurs traditionnels, offrant une solution sans éléments passifs et une efficacité accrue grâce aux progrès de l'électronique de puissance et des semi-conducteurs.

Cette étude propose une exploration en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, un état de l'art sur les convertisseurs matriciels, mettant en lumière leurs différentes topologies, leur évolution et leurs applications, avec une comparaison entre les diverses options disponibles.

Le deuxième chapitre, la modélisation du convertisseur matriciel indirect et de la MAS triphasée, incluant la modélisation du filtre d'entrée pour garantir un fonctionnement optimal.

Au troisième chapitre, une étude approfondie de la stratégie de commande SVM, avec une analyse détaillée et des simulations pour évaluer ses performances.

Dans la dernier chapitre, une analyse de la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux, visant à améliorer les performances dynamiques de la MAS.

Ce travail vise à fournir des perspectives précieuses pour l'industrie et la recherche dans le domaine de la commande et de l'utilisation des convertisseurs matriciels avec la MAS, en mettant l'accent sur l'optimisation des performances et la simplification des systèmes.

Chapitre I :

**Etat de l'art sur les convertisseurs
matriciels**

I.1- Introduction

Les convertisseurs d'électronique de puissance sont des dispositifs essentiels utilisés pour convertir l'énergie électrique selon les besoins spécifiques des applications. Leur utilisation est répandue dans une multitude de domaines, allant de l'industrie à la technologie grand public. Ils permettent la conversion entre différentes formes d'énergie électrique, telles que l'alternatif au continu, le continu au continu, ou encore l'alternatif à l'alternatif. Les applications courantes incluent le contrôle des moteurs industriels à vitesse variable. Il existe plusieurs familles de topologies de convertisseurs, chacune adaptée à des besoins et des applications spécifiques, telles que la conversion AC-DC suivie de la conversion DC-AC, ou la conversion directe AC-AC via des cycloconvertisseurs ou des convertisseurs matriciels [1,2].

I.2 Les convertisseurs traditionnels :

I.2.1 Principe :

Le système de variation de vitesse standard utilisé dans l'industrie comprend généralement deux convertisseurs reliés par un bus continu (bus DC), avec des condensateurs, permettant une conversion indirecte AC/DC/AC [4]. Le premier convertisseur est un redresseur à diodes, simple et robuste, produisant une tension continue à partir d'un réseau d'entrée monophasé ou triphasé [16]. Cependant, cette configuration entraîne une pollution importante des courants de ligne. Pour remédier à cela, on peut utiliser un redresseur commandé (par exemple, des IGBT, GTO) pour contrôler la forme des courants réseaux indépendamment des tensions appliquées à la machine, réduisant ainsi la taille des éléments du filtre d'entrée. Bien que cette solution soit plus coûteuse en raison de la structure commandée du redresseur MLI, elle offre une réversibilité en puissance [3,4].

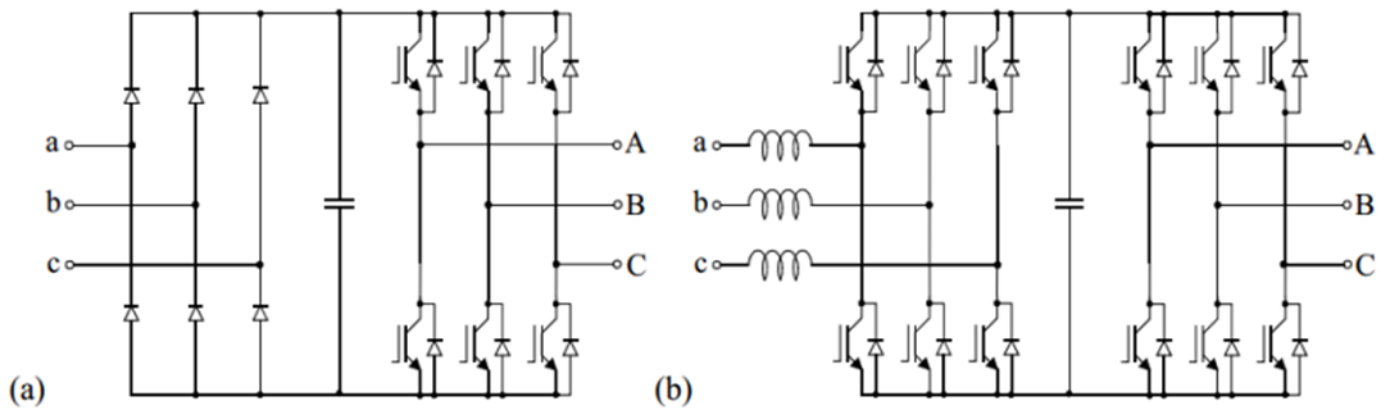


Figure I.1 : Topologie du convertisseur de fréquence standard

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

I.2.2 Problèmes liés aux convertisseurs traditionnels:

Les convertisseurs traditionnels avec un bus continu présentent plusieurs problèmes :

- Le bus continu, qu'il soit basé sur une capacité ou une inductance, est encombrant.
- Les capacités électrolytiques ont une durée de vie limitée, imposant ainsi un remplacement périodique.
- Les composants passifs utilisés dans ces convertisseurs engendrent des pertes de puissance.
- Le coût des capacités est élevé.

Face à ces défis, il est impératif d'étudier les convertisseurs de fréquence directs (AC/AC) qui n'incluent aucun élément de stockage.

I.3 Les convertisseurs matriciel :

I.3.1 Historique:

Le convertisseur matriciel, introduit en 1976 par Gyugi et Pelly, est un dispositif utilisant une matrice d'interrupteurs bidirectionnels pour la conversion directe de l'énergie électrique. En 1980, Venturini et Alesina ont officiellement nommé ce concept. Depuis lors, la recherche s'est concentrée sur l'analyse et la commande de ces convertisseurs. Des développements tels que la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et l'utilisation de vecteurs d'espace ont été introduits pour améliorer la performance et la commande du convertisseur matriciel. Des efforts ont également été déployés pour optimiser les performances des systèmes

électromécaniques alimentés par ces convertisseurs, tout en réduisant les coûts et en améliorant la fiabilité. Les convertisseurs matriciels suscitent un intérêt croissant dans

la conversion AC/AC en raison de leur absence d'éléments de stockage, et les recherches futures visent à continuer à améliorer leur fiabilité tout en réduisant les coûts de fabrication.

I. 3.2 Avantages et inconvénients:

I. 3.2.1 Avantages :

- **Forme d'onde sinusoïdale avec peu d'harmoniques** : Cette caractéristique garantit une sortie propre avec une distorsion minimale, idéale pour de nombreuses applications électriques sensibles.
- **Large gamme de fréquence de sortie** : La capacité à ajuster la fréquence de sortie offre une grande flexibilité pour s'adapter à diverses exigences de charge et d'application.
- **Facteur de puissance variable à la sortie** : Cette fonctionnalité permet une meilleure adaptation aux variations de charge, ce qui peut améliorer l'efficacité énergétique globale du système.
- **Facteur de puissance unitaire à l'entrée** : La possibilité de maintenir un facteur de puissance unitaire à l'entrée contribue à une utilisation efficace de l'énergie et à une compatibilité accrue avec le réseau électrique.
- **Travail dans les deux sens** : La capacité à fonctionner dans les quatre quadrants du plan tension-courant offre une polyvalence importante pour différentes applications, y compris la régénération d'énergie

I. 3.2.2 inconvénients :

- **Rapport de transfert de tension limité** : La limitation du rapport de transfert de tension peut restreindre l'applicabilité du convertisseur dans certains scénarios nécessitant des rapports de transformation plus élevés.
- **Nombre d'interrupteurs élevé** : La nécessité d'un grand nombre d'interrupteurs peut accroître la complexité du système et potentiellement réduire sa fiabilité, tout en augmentant les coûts de fabrication.
- **Sensibilité aux perturbations** : La vulnérabilité accrue aux perturbations externes peut nécessiter des mesures de protection supplémentaires et une conception plus sophistiquée pour garantir la robustesse du système dans divers environnements.

I .3.3 Les topologies du convertisseur matriciel:

La figure 1.2 présente la classification des convertisseurs matriciels, en mettant en avant deux principales catégories : les convertisseurs matriciels directs et indirects. Ces deux types sont largement utilisés par les chercheurs pour l'expérimentation. En outre, il est mentionné l'émergence des convertisseurs matriciels de type "sparse" qui visent à réduire le nombre d'interrupteurs actifs par rapport aux convertisseurs matriciels conventionnels. Ces convertisseurs "sparse" sont classés en quatre catégories : "Sparse", "Very Sparse", "Inverting Sparse" et "Ultra Sparse", différenciées par le nombre d'interrupteurs actifs utilisés [3,6].

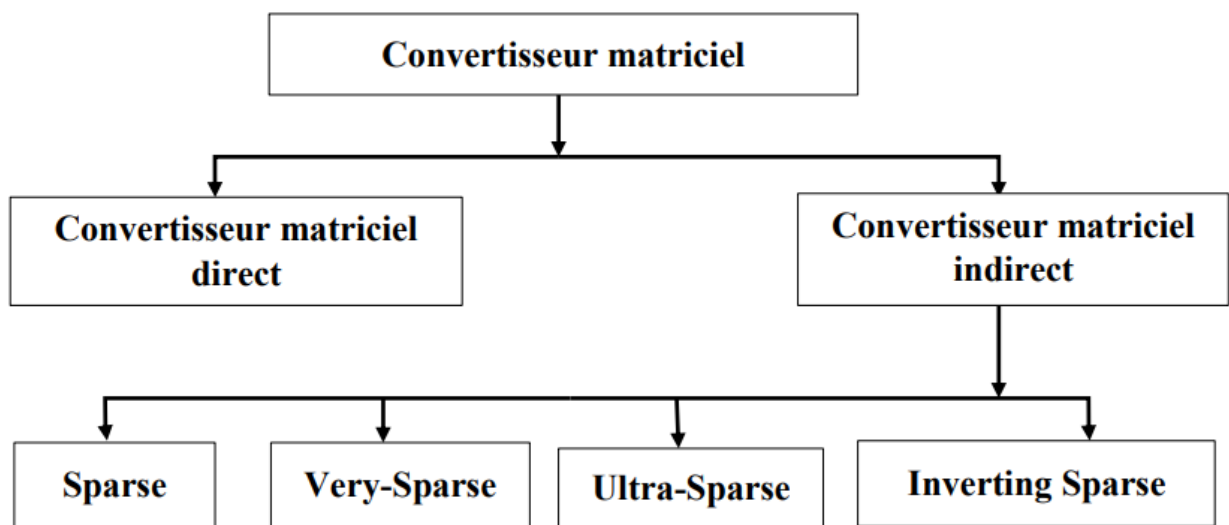


Figure I. 2:Les differentes Topologies Convertisseur Matriciel.

I .3.3.1 Le convertisseur matriciel direct :

Le convertisseur matriciel est un dispositif composé de 9 interrupteurs bidirectionnels permettant de connecter n'importe quelle phase de sortie à n'importe quelle phase d'entrée. Il est utilisé pour connecter une source de tension triphasée, généralement le réseau électrique, à un récepteur de courant triphasé, tel qu'un moteur asynchrone. Grâce à sa bidirectionnalité et sa symétrie, le convertisseur matriciel peut être utilisé dans deux configurations : soit pour alimenter un système en courant à l'entrée, soit pour alimenter un système en tension à la sortie [7].

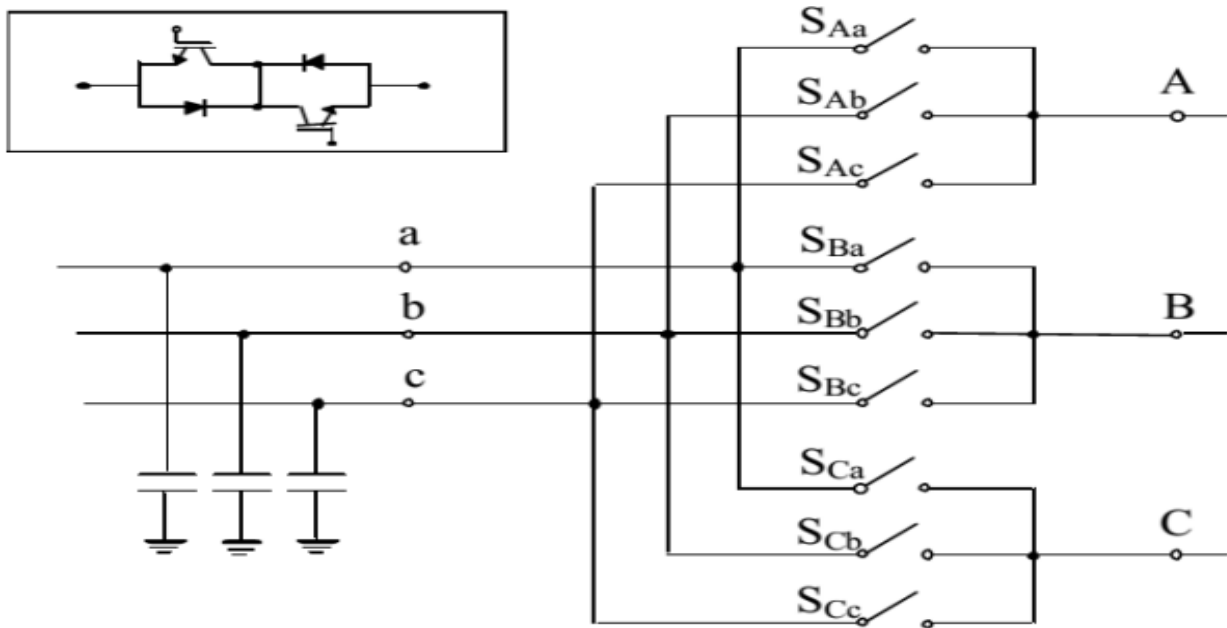


Figure I.3 : Topologie du convertisseur matriciel direct.

I .3.3.2 Le convertisseur matriciel indirect:

La première topologie est connue sous le nom du convertisseur matriciel indirect, figure I.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.

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

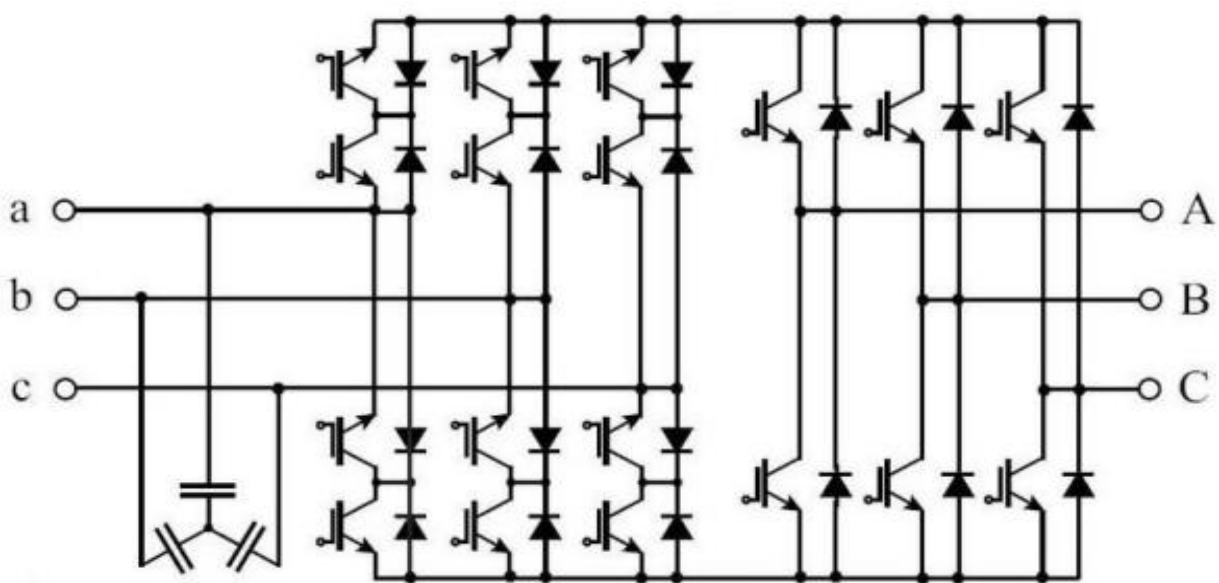


Figure I.4 : Convertisseur matriciel indirect.

I .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” [6].

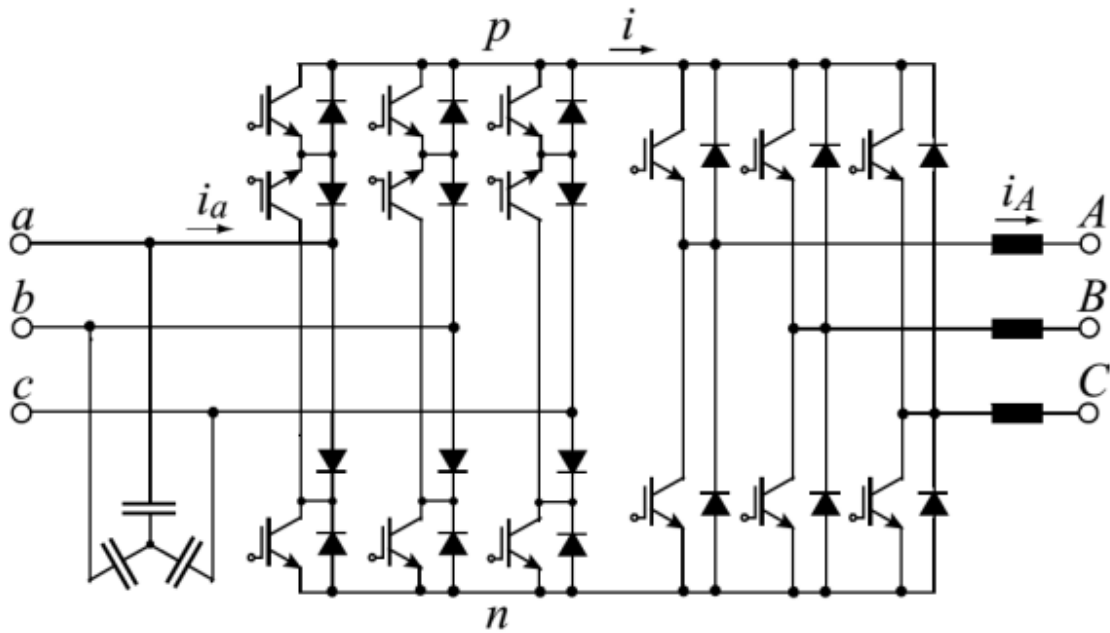


Figure I.5 : Convertisseur matriciel “Sparse”.

I .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 I.6 présente cette topologie [8].

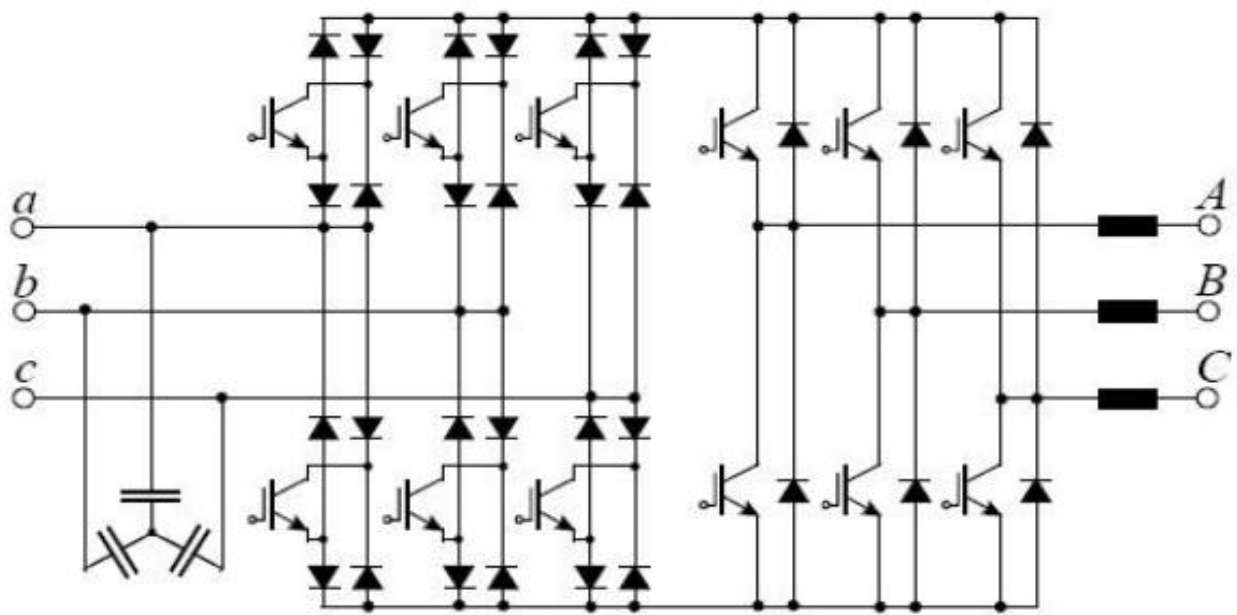


Figure I.6 : Le convertisseur matriciel “Very-Sparse”.

I .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 I.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 “VerySparse”. Contrairement aux solutions proposées précédemment, cette structure n'est pas réversible en puissance et ne permet donc pas le “mode freinage” du dispositif [3,6].

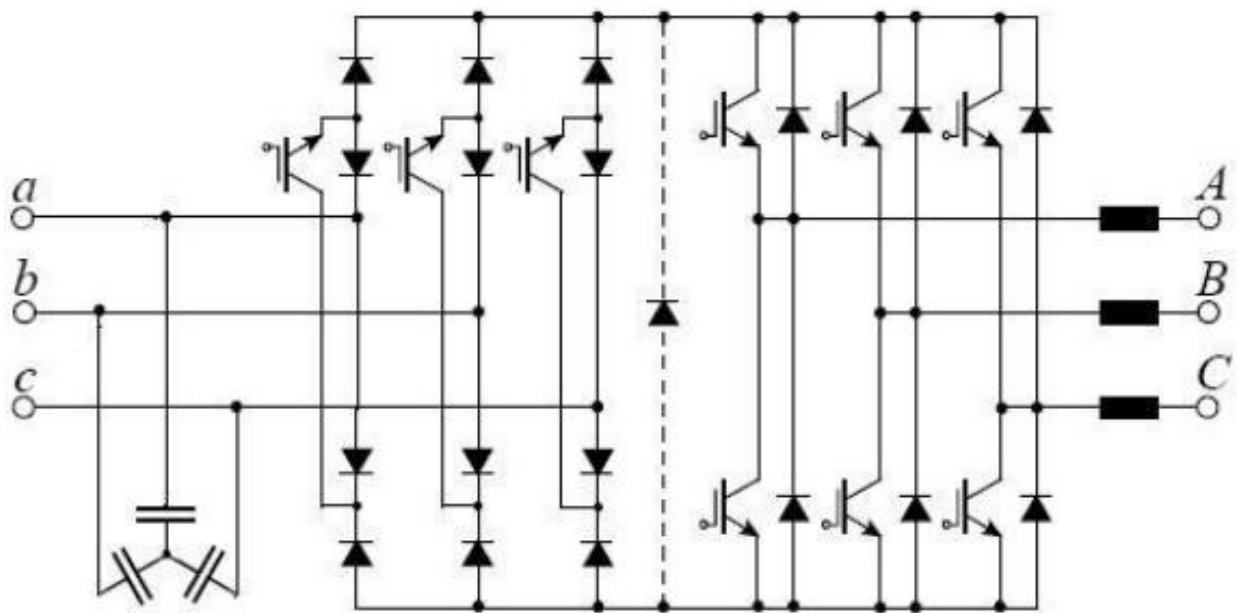


Figure I.7 : Convertisseur matriciel “Ultra-Sparse”.

I.3.3.5 Le convertisseur matriciel “Inverting Sparse”:

Le redresseur de la topologie du convertisseur matriciel dit “Inverting Sparse” figure I.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 [3,6].

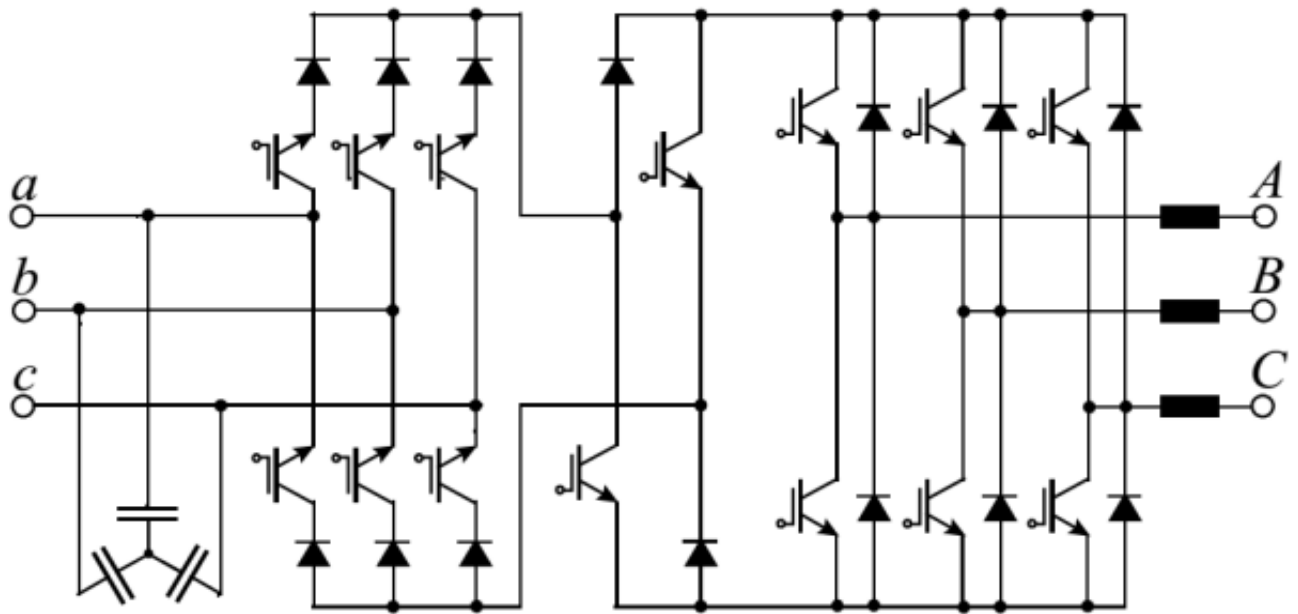


Figure I.8 : Convertisseur matriciel “Inverting Sparse”.

I .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

Seule la topologie “indirect” est étudiée par la suite, puisque son redresseur produit moins de pertes par conduction que les autres solutions indirectes présentées [3,9].

Topologie	Facilite de commande	Pertes par conduction	Bidirectionna lite en puissance	Nombre de transistor (IGBT)	Nombre de diode
MC	Difficile	Moyenne	Oui	18	18
IMC	Difficile	Tres 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 I.1:comparaison entre les différentes topologies du CM.

I .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 II :
Modélisation de l'association
convertisseur -machine
asynchrone.

II.1 Introduction;

Ce chapitre présente la modélisation d'un système comprenant un convertisseur matriciel indirect et une machine asynchrone triphasée. Le convertisseur matriciel est composé d'un redresseur bidirectionnel en courant et en tension, suivi d'un onduleur bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension, avec un filtre d'entrée pour réduire les ondulations de tension. Le modèle du convertisseur est décrit comme une cascade de redresseur commandé en courant et d'onduleur commandé en tension, avec l'intégration de filtres et de protections pour assurer la fiabilité du système. La modélisation de la machine asynchrone utilise le modèle de Park, et les équations sont représentées dans un référentiel lié au champ tournant sous forme d'équations d'état. Pour valider ce modèle, une simulation du démarrage de la machine alimentée par un réseau parfait sera réalisée.

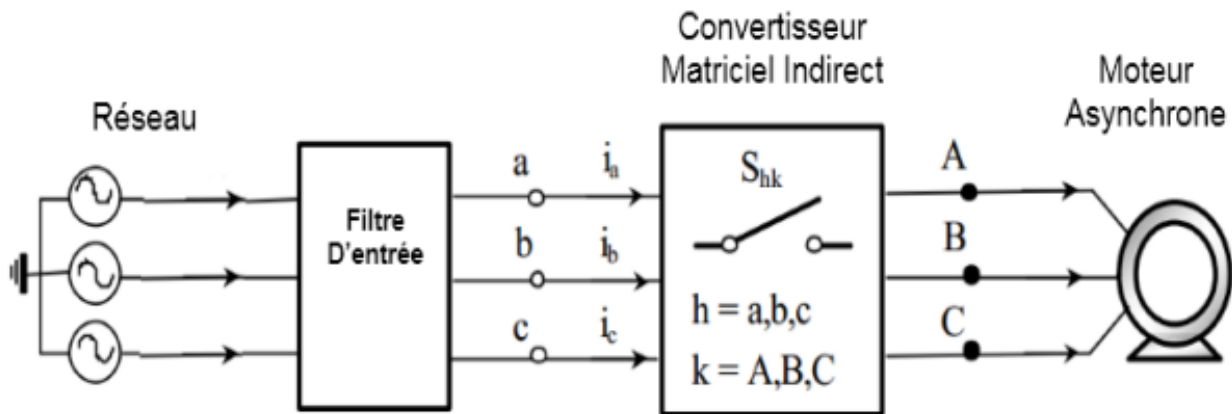


Figure II.1 : L'association convertisseur matriciel indirect MAS.

II. 2 Modélisation du convertisseur matriciel indirect:

Le convertisseur matriciel indirect est une alternative au convertisseur matriciel traditionnel. Il se compose de deux convertisseurs connectés en série : un redresseur totalement commandé à interrupteurs quatre segments et un onduleur de tension à interrupteurs trois segments [3].

Contrairement au convertisseur matriciel classique, cette structure n'inclut pas d'éléments de stockage capacitif intermédiaire. La tension intermédiaire, appelée V_{pn} , doit rester positive pour éviter toute tension inverse pouvant endommager les IGBT (transistors bipolaires à grille isolée). Cette configuration conserve les mêmes caractéristiques d'entrée et de sortie que le convertisseur matriciel traditionnel et est souvent utilisée dans les applications de variation de vitesse.

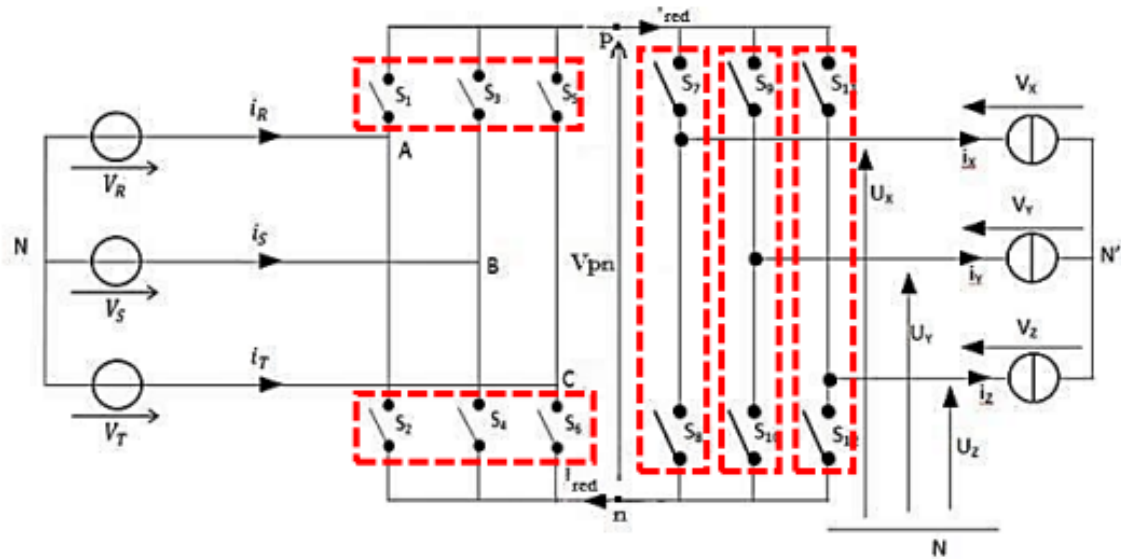


Figure II.2 : Structure du convertisseur matriciel indirect

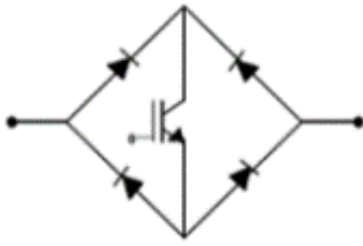
II.2.1 Les notations retenues sont les suivantes:

- 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.

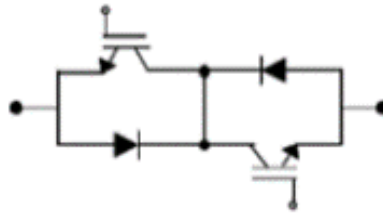
II.2.2 Interrupteurs bidirectionnels:

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

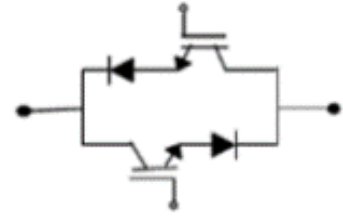
Les interrupteurs utilisés dans le redresseur sont réversibles en courant et en tension. C'est-à-dire, ils permettent de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer les tensions des deux polarités. Pour obtenir cette réversibilité il faut associer des composants élémentaires (diodes, IGBT,...), comme le montre la figure II.3.



(a) Pont de diodes
avec IGBT



(b) deux diodes et deux IGBT
avec collecteur commun



(c) deux IGBT montés
sans connexion centrale

Figure II.3 : Les divers 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 II.4).

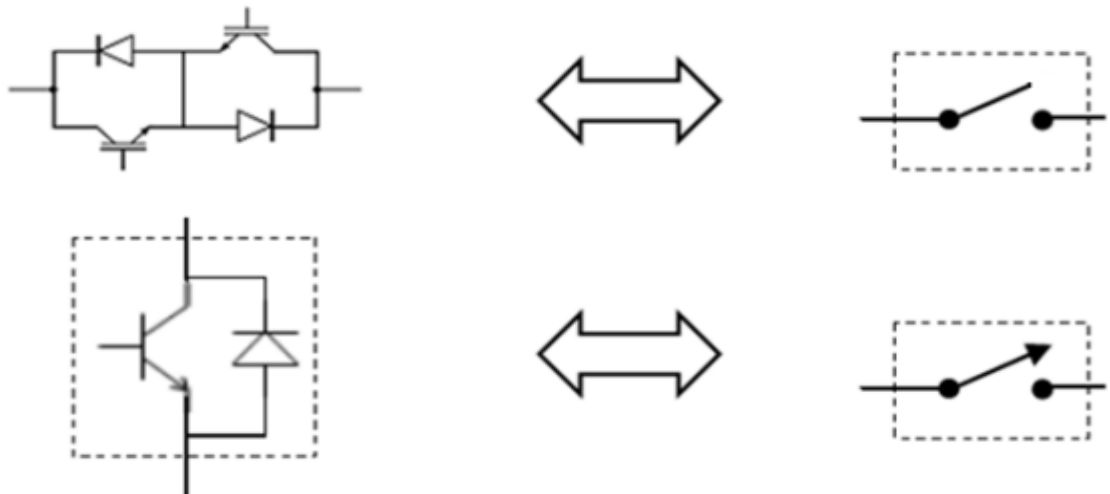


Figure II.4 : Interrupteurs bidirectionnels équivalent.

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

$$\begin{cases} f_i = 1 \\ f_i = 0 \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

$F_i = 1$ Si est fermé. $F_i = 0$ Si est ouvert avec $i = 1, \dots, 6$.

II.2.3 L'étage redresseur:

Le premier étage est l'étage redresseur qui est bidirectionnel en courant comme le montre la figure II.5. Ces interrupteurs permettent d'opérer avec un courant I_{red} positif ou négatif, acceptant ainsi une réversibilité de puissance

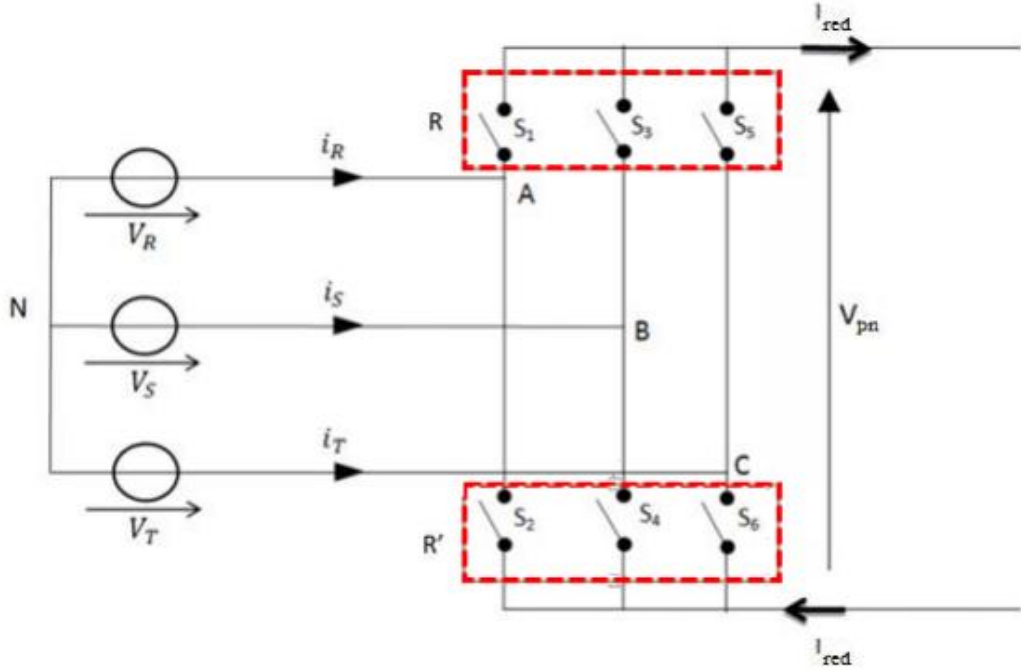


Figure II.5 : Structure de l'étage redresseur.

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 :

$$\begin{cases} f_1 + f_3 + f_5 = 1 \\ f_2 + f_4 + f_6 = 1 \end{cases} \quad (\text{II-2})$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[F_{red}] = \begin{bmatrix} f_1 & f_3 & f_5 \\ f_2 & f_4 & f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II-3})$$

La tension continue fictive est calculée comme suit

Les courants d'entrée sont calculés comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_R \\ I_S \\ I_T \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \cdot \begin{bmatrix} I_{red} \\ -I_{red} \end{bmatrix} \quad (II-4)$$

II.2.4 Etage onduleur:

Le deuxième étage est un onduleur de tension conventionnel figure II.6. Il est composé de 3 bras identiques, chacun est constitué de deux interrupteurs.

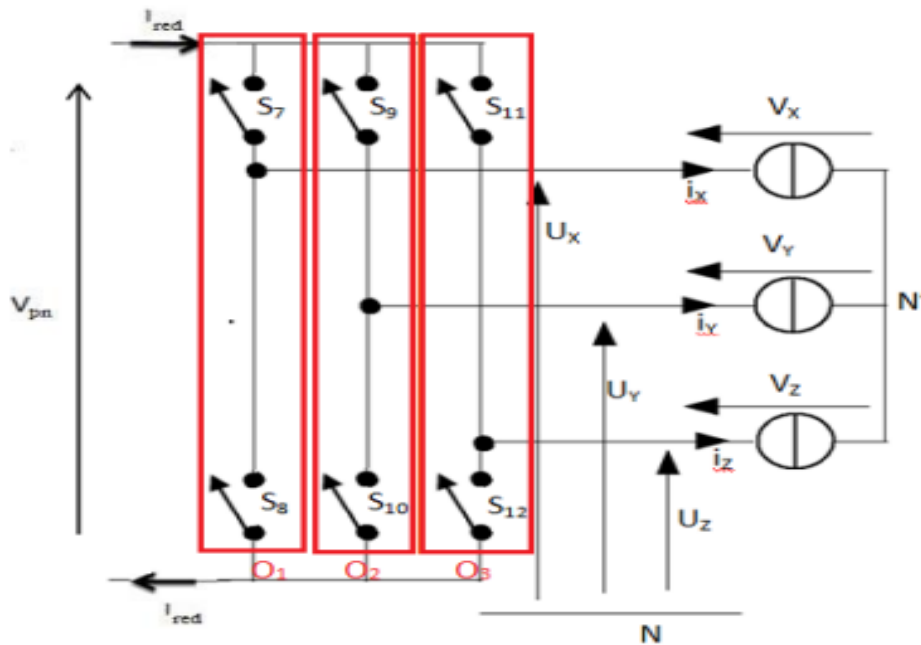


Figure II.6 : Strucre de l'étage onduleur.

L'onduleur du convertisseur matriciel indirect est composé de trois cellules de commutation, nommée O1, O2, O3 présentées dans la figure II.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 :

$$\begin{cases} f_7 + f_8 = 1 \\ f_9 + f_{10} = 1 \\ f_{11} + f_{12} = 1 \end{cases} \quad (II-5)$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[F_{ond}] = \begin{bmatrix} f_7 & f_9 & f_{11} \\ f_8 & f_{10} & f_{11} \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Les tensions de sortie sont calculées comme suit :

$$\begin{bmatrix} U_X \\ U_Y \\ U_Z \end{bmatrix} = [F_{ond}]^T \cdot \begin{bmatrix} V_P \\ V_N \end{bmatrix} \quad (\text{II-7})$$

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

$$\begin{bmatrix} I_{red} \\ I_{red} \end{bmatrix} = [F_{ond}] \cdot \begin{bmatrix} I_X \\ I_Y \\ I_Z \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

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

$$[F_{IMC}] = [F_{ond}]^T \cdot [F_{red}] = \begin{bmatrix} f_7 & f_8 \\ f_9 & f_{10} \\ f_{11} & f_{12} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} f_1 & f_3 & f_5 \\ f_2 & f_4 & f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{II-9})$$

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.

II.2.5 Filtre d'entrée:

Le filtre d'entrée est essentiel dans les systèmes utilisant un convertisseur matriciel indirect, agissant comme interface avec le réseau alternatif. Son rôle principal est de stabiliser la tension d'entrée et de réduire les harmoniques de courant indésirables générées par le convertisseur, ce qui peut perturber le fonctionnement global. Les courants d'entrée discontinus du convertisseur peuvent créer des harmoniques de courant réinjectées dans le réseau, nécessitant une réduction [3,7]. Les filtres d'entrée utilisent des éléments de stockage réactif pour cette réduction. Il existe diverses configurations de filtres d'entrée en fonction de différents critères de conception, fréquences de commutation et stratégies de modulation [7,10,11].

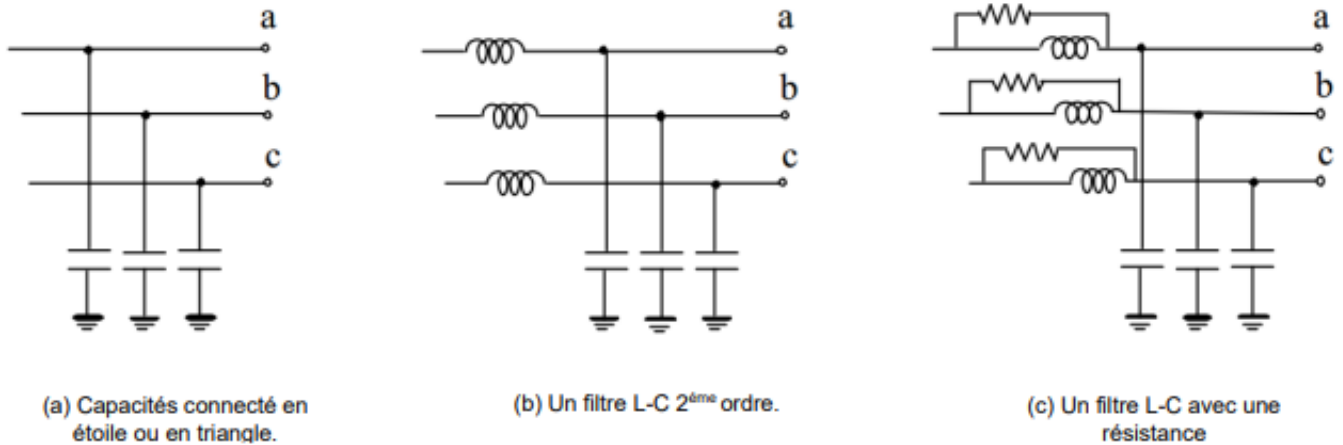


Figure II.7: Différentes configurations du filtre d'entrée.

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

II.2.5.1 Filtre passe-bas L-C:

Le problème est de réduire les harmoniques générés par un redresseur. Une solution efficace consiste à utiliser un filtre passe-bas de type L-C à l'entrée du redresseur. Ce filtre a une fréquence de coupure qui doit être choisie entre la fréquence du réseau d'entrée et la fréquence du premier harmonique significatif en termes d'amplitude. Le coût et le volume de ce dispositif dépendent principalement de la fréquence de coupure et de la puissance qui y transite. En général, plus la fréquence de coupure est basse, plus le volume et le coût du dispositif augmentent.

II.2.5.2 Modélisation du filtre:

Le schéma équivalent par phase du circuit est représenté sur la figure II.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 :

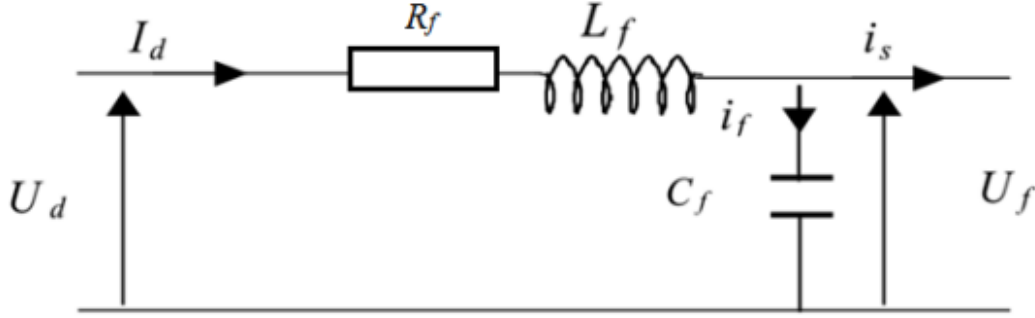


Figure II.8:Schéma équivalent par phase d'un filtre passe bas.

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

$$F = \frac{I_d}{I_s} = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{R_f}{L_f}s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (\text{II-10})$$

II.2.6 Tension de sortie:

Le convertisseur matriciel indirect génère des tensions de sortie à partir des tensions d'entrée sans utiliser de stockage d'énergie. Les tensions de sortie sont créées directement à partir des tensions d'entrée, avec chaque forme d'onde de sortie synthétisée par échantillonnage séquentiel de la tension d'entrée. Le rapport de tension ne peut dépasser 50% de la tension de source, limitant ainsi le convertisseur. Cependant, un décalage systématique des points neutres aux ports d'entrée et de sortie permet d'augmenter le gain théorique jusqu'à 86.67% [5].

II.2.7 Protection:

Le convertisseur matriciel nécessite une protection contre les surtensions et les surintensités pour garantir sa stabilité et sa fiabilité. Les surtensions peuvent être externes, telles que les défauts sur le réseau d'alimentation, ou internes, résultant d'erreurs de commutation. Pour éviter les dommages aux interrupteurs, un chemin doit être fourni aux courants du moteur.

Les surintensités peuvent résulter de courts-circuits entre phases d'entrée ou de sortie, ou entre une phase de sortie et la terre. La stratégie de protection consiste généralement à ouvrir tous les interrupteurs en surveillant les courants et en utilisant la capacité des semi-conducteurs de puissance à résister et à gérer des surintensités importantes [12,7].

II.2.7.1 Protection par un circuit « clamp »:

Le système de protection proposé, un circuit "Clamp", est composé de condensateurs connectés aux phases d'entrée et de sortie du redresseur via un pont de diodes[7,10]. Ce circuit charge initialement le condensateur à travers le premier redresseur, établissant une tension de repos équivalente à la valeur crête de la tension d'entrée. En cas de surtension, un second redresseur relie le condensateur à la sortie du redresseur, limitant ainsi la tension de sortie à la valeur crête du condensateur. Ce dispositif protège les interrupteurs contre les surtensions en maintenant la tension de sortie à un niveau sécurisé.

II.2.7.1 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'écarter 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 II.9 [3,13].

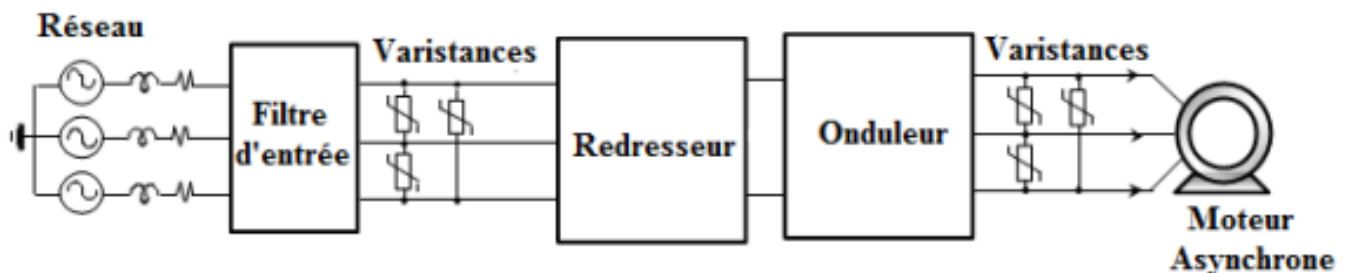


Figure II.9 : Protection du convertisseur matriciel avec des varistances.

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 [14]. En fonctionnement normal, les pertes causées par les varistances sont négligeables. 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 [14,7].

Le schéma de base du circuit est présenté à la figure II.10.

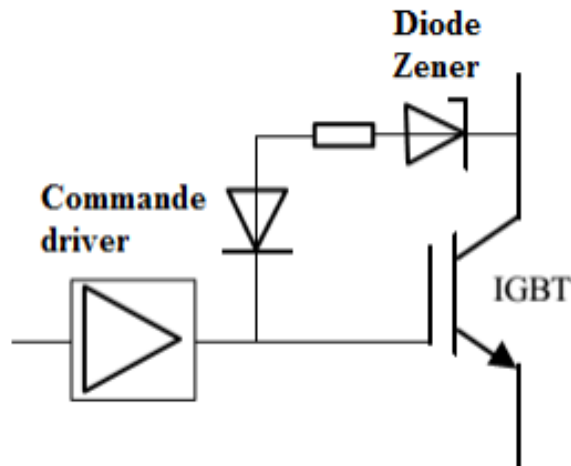


Figure II.10 : Circuit d'un écrêteur actif.

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.

II.2.7. 2 Comparaison des protections:

La solution de protection utilisant des varistances et un circuit supplémentaire de remise en conduction offre plusieurs avantages par rapport à la solution par circuit "Clamp". Elle est plus compacte et moins coûteuse car elle n'exige pas de dispositifs semi-conducteurs de puissance ni de composants de stockage supplémentaires. Cependant, elle nécessite la connaissance des paramètres du moteur pour sélectionner la varistance appropriée. Malgré ces avantages, cette méthode de protection demande des modifications matérielles et est plus complexe à mettre en œuvre que le circuit "Clamp". De plus, son adoption est limitée en raison du manque d'études de fiabilité effectuées sur ce système de protection [3].

II.3 Modélisation de la machine asynchrone:

II.3.1 Introduction:

Le moteur asynchrone est prisé pour sa robustesse, son faible coût de fabrication et d'entretien. Toutefois, pour l'utiliser à des vitesses variables, il nécessite une commande externe pour ajuster la tension d'alimentation en fonction des variations de vitesse et de charge. Ce chapitre propose un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée, utilisant des équations différentielles ou des fonctions de transfert pour décrire les relations entre les entrées et les sorties du système [1,2].

II.3.2 Équations de la machine asynchrone:

- Hypothèses simplificatrices :

Pour simplifier l'étude, on admet les suppositions suivantes [1,15]:

- 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.

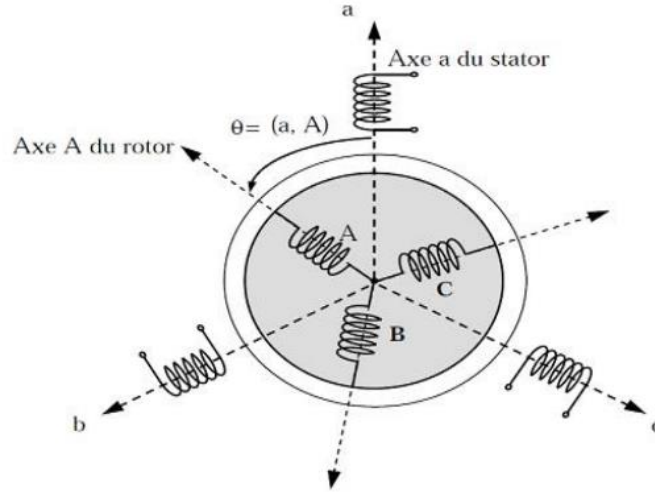


Figure II.11 : Représentation d'une machine asynchrone triphasée et définition des repères statoriques et rotoriques.

• Equation de tension :

$$\begin{cases} V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_r = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-11})$$

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

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; & [I_s] &= \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; & [\phi_s] &= \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \\ [V_r] &= \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} ; & [I_r] &= \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} ; & [\phi_r] &= \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{II-12})$$

• Equations des flux :

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

$$\begin{cases} \phi_s = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ \phi_r = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

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

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

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

(II-14)

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 :

$$\begin{cases} [VS] = [Rs][Is] + p([L_{ss}][Is] + [M_{sr}][Ir]) \\ [Vr] = [Rr][Ir] + p([L_{rr}][Ir] + [M_{rs}][Is]) \end{cases} \quad (II-15)$$

• Equation mécanique

$$\Gamma_e - \Gamma_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f \cdot \Omega_r \quad (II-16)$$

Γ_e : Le couple électromagnétique.

Γ_r : Le couple résistant.

J : moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement.

II.3.3 La 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 $P(\theta_s)$ pour la transformation des grandeurs physiques. Cette transformation nous donne un système d'équations différentielles à coefficients non variables.

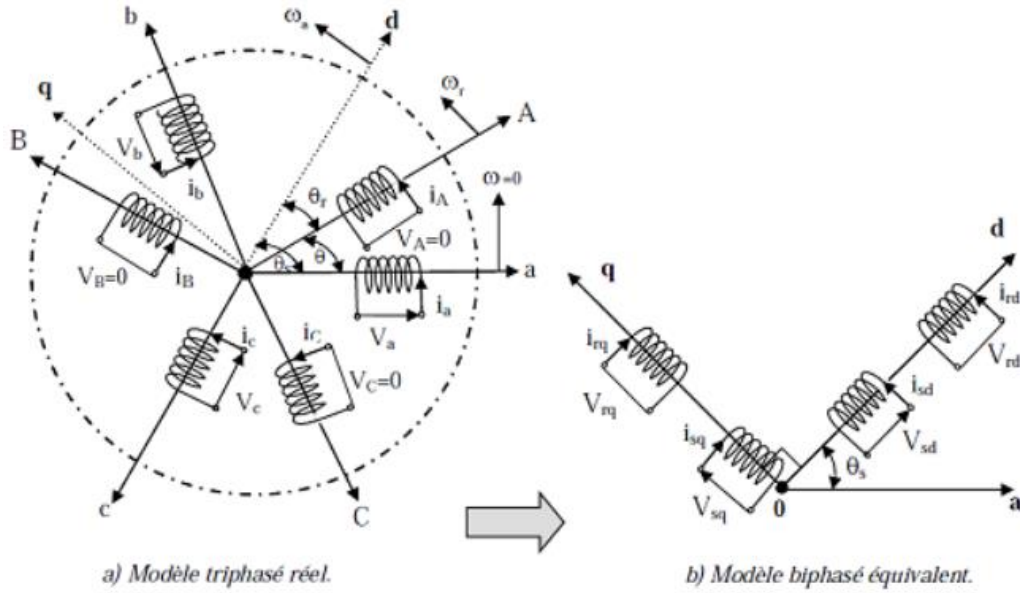


Figure II.12 Passage du modèle triphasé au modèle biphasé

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.

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

$$V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} \quad (\text{II-17})$$

II.3.4 Les équations de la machine dans le repère de Park:

- Equations de la tension:

$$\begin{cases} Vds = R_s Ids + \frac{d}{dt} \phi ds - \omega_s \phi qs \\ Vqs = R_s Iqs + \frac{d}{dt} \phi qs - \omega_s \phi ds \\ Vdr = R_r Idr + \frac{d}{dt} \phi dr - (\omega_s - \omega_a) \phi qr \\ Vqr = R_r Iqr + \frac{d}{dt} \phi qr - (\omega_s - \omega_a) \phi dr \end{cases} \quad (II-18)$$

- Equations des flux couplés

$$\begin{cases} \phi ds = L_s Ids + L_m Idr \\ \phi qs = L_s Iqs + L_m Iqr \\ \phi dr = L_r Idr + L_m Ids \\ \phi qr = L_r Iqr + L_m Iqs \end{cases} \quad (II-19)$$

Tel que les inductances cycliques sont :

$$L_s = L_s - M_s ; L_r = L_r - M_r ; L_m = \frac{3}{2} M \quad (II-20)$$

- Equation du couple

$$\Gamma_e = p \cdot L_m (Idr \cdot Iqs - Ids \cdot Iqr) \quad (II-21)$$

II.3.4.1 Choix du référentiel:

- Repère lié au stator :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = 0 \text{ et } \omega_r = \frac{d\phi_r}{dt} = -\omega_a \quad (II-22)$$

- Repère lié au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_a \text{ et } \omega_r = \frac{d\phi_r}{dt} = 0 \quad (II-23)$$

- Repère lié au champ tournant

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \text{ et } \omega_r = \frac{d\phi_r}{dt} = g\omega_s \quad (II-24)$$

Où :

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

II.3.4.2 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 :

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

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{array} \right.$$

(II-25)

II.3.5 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 , on aboutit à la forme d'état suivante :

$$\dot{X} = A.X + B.U$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma Ls} \left(Rs + \frac{Lm^2}{TrLr} \right) & \omega s & \frac{Lm}{\sigma Ls TrLr} & \frac{\omega \cdot Lm}{\sigma Ls Lr} \\ -\omega s & -\frac{1}{\sigma Ls} \left(Rs + \frac{Lm^2}{TrLr} \right) & -\frac{\omega \cdot Lm}{\sigma Ls Lr} & \frac{Lm}{\sigma Ls TrLr} \\ \frac{Lm}{Tr} & 0 & -\frac{1}{Tr} & \omega s - \omega \\ 0 & \frac{Lm}{Tr} & -\omega s + \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} Isd \\ Isq \\ \varphi rd \\ \varphi rq \end{bmatrix} \quad et \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\delta Ls} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\delta Ls} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad et \quad U = \begin{bmatrix} Vsd \\ Vs q \end{bmatrix}$$

$$Tr = \frac{Lr}{Rr} : \text{Constante de temps rototique}$$

$$\sigma = 1 - \frac{Lm^2}{LsLr} : \text{Coefficient de fuites totales}$$

(II-26)

II.2.9 Conclusion:

Dans ce chapitre, nous avons abordé la modélisation du convertisseur matriciel indirect, en commençant par la représentation des interrupteurs et des cellules de commutation, ainsi que leur assemblage. Nous avons ensuite introduit les notions de fonctions de connexion et de matrices de connexion pour l'étage redresseur et onduleur. L'importance des dispositifs de filtrage et de protection a été soulignée, en mettant notamment l'accent sur la nécessité d'un filtre d'entrée de type passe-bas. Ensuite, nous avons présenté le modèle mathématique simplifié de la machine asynchrone triphasée, en utilisant la transformation de Park pour réduire sa complexité dans un référentiel lié au champ tournant. La représentation sous forme de modèle d'état a été introduite pour envisager la commande de la machine asynchrone par la technique d'orientation du flux rotorique, ainsi que pour l'étude et le développement des observateurs. Les résultats de simulation ont confirmé la validité du modèle mathématique de la machine asynchrone.

Chapitre III :

**Stratégie de commande
SVM du convertisseur
matriciel indirect à trois
niveaux**

III.1 Introduction

Ce chapitre traite l'association d'un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux avec la machine asynchrone triphasée et le filtre d'entrée modélisés dans les chapitres précédents. La première partie est consacrée au modèle et au principe de fonctionnement du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux. Dans la deuxième partie, nous allons présenter une étude théorique de la méthode de modulation vectorielle SVM et effectuer des simulations démontrant de l'efficacité de cette méthode pour générer les formes d'onde d'entrée et de sortie souhaitées du convertisseur IMC3n. Nous allons ensuite tracer la caractéristique de réglage et le taux d'harmonique de ses tensions de sortie. Enfin, nous allons démontrer par la simulation, les performances de la conduite de la machine asynchrone triphasée alimentée par l'IMC3n et l'effet du filtre d'entrée

III.2 Modélisation du convertisseur matriciel indirect IMC3n

L'émergence des onduleurs multi-niveaux a donné l'idée d'appliquer le concept multi-niveaux aux convertisseurs matriciels pour synthétiser des formes d'ondes de tension de sortie de plusieurs niveaux. La topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux (IMC3n) [17,18].

La source de tension à l'entrée est connectée à un filtre qui engendre une source de tension de nature capacitive sur l'entrée. La tension continue intermédiaire V_{pn} délivrée par l'étage redresseur est subdivisée en deux niveaux de tension V_{po} et V_{on} , comme le montre la figure III.1. [20,21]

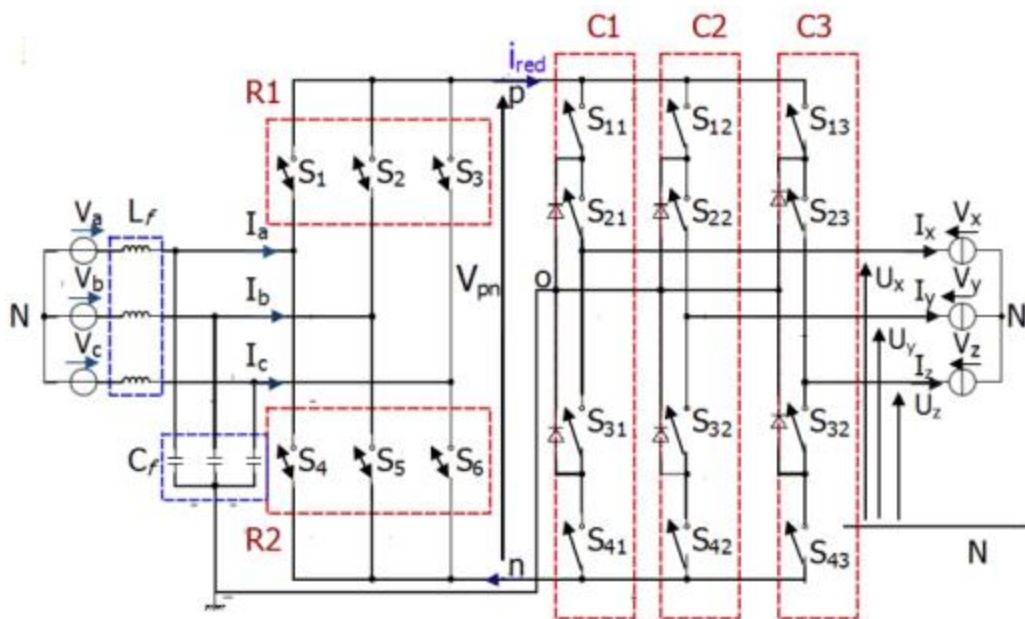


Figure III.1 Topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

Les notations retenues sont les suivantes :

- V_a, V_b, V_c : Tensions simples des phases a, b, c par rapport au neutre N de l'entrée;
- V_x, V_y, V_z : Tensions simples des phases x, y, z par rapport au neutre N' de la sortie;
- U_x, U_y, U_z : Tensions simples modulées des phases x, y, z par rapport au neutre N de l'entrée;
- I_a, I_b, I_c : Les vecteurs instantanés des courants modulés de la source de tension;
- I_x, I_y, I_z : Les vecteurs instantanés des courants commutés issus des sources de courants, la somme de ces courants est supposée nulle.

Deux topologies des commutateurs cités dans le chapitre précédent sont utilisées dans la structure de l'IMC3n. Pour le côté redresseur, on utilise un interrupteur à collecteur commun bidirectionnel en courant et en tension. Quant à l'onduleur, on utilise un interrupteur à trois segments à transistors et diodes en antiparallèles bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension.

Dans notre étude, nous supposons que chaque commutateur est modélisé par un interrupteur totalement commandable (figure III.2) et que la commutation est parfaite, c'est à dire que la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable devant les tensions d'alimentation

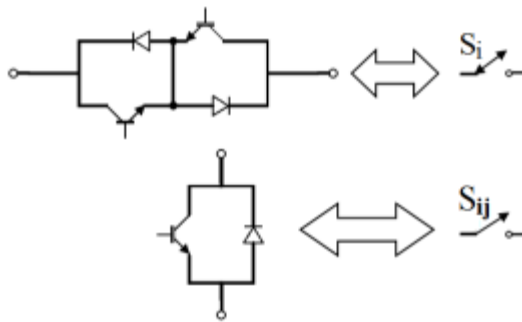


Figure III.2 Interrupteur bidirectionnel équivalent

Ainsi, la modélisation des états des interrupteur du convertisseur matriciel s'est fait en deux parties :

- Un redresseur afin d'effectuer la conversion AC/DC;
- Un onduleur qui va convertir du continu en triphasé.

III.2.2 Etage redresseur

C'est un convertisseur à deux phases à la sortie formée de six commutateurs bidirectionnels de sorte que l'IMC3n est en mesure d'effectuer l'opération à quatre quadrants.

Lorsque le convertisseur est en fonctionnement, l'étage redresseur connecte séquentiellement la tension d'entrée positive à la borne 'p' et la tension d'entrée négative à la borne 'n' de la liaison continue pour construire une tension de couplage continue V_{pn} de commutation pour l'étage d'inversion, cette tension V_{pn} doit rester positive afin de ne pas engendrer de court-cuits des condensateurs du filtre d'entrée.

On peut caractériser l'état de chaque interrupteur S_i de cet étage 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 : [21].

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

(III.1)

Le redresseur du convertisseur matriciel est composé de deux cellules de commutation, nommée R1, R2, figure III.1, qui doivent respecter impérativement un certain nombre de règles :

- Une source de tension ne doit jamais être court-circuitée mais elle peut être ouverte;
- Le circuit d'une source de courant ne doit jamais être ouvert mais il peut être court-circuité. Donc, elles doivent avoir un seul et unique interrupteur fermé à chaque instant. Cela se traduit par les relations suivantes :

$$\begin{cases} f_1 + f_2 + f_3 = 1 \\ f_4 + f_5 + f_6 = 1 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[Fred] = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & f_3 \\ f_4 & f_5 & f_6 \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{po} \\ V_{no} \end{bmatrix} = [Fred] \begin{bmatrix} Va \\ Vb \\ Vc \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

Les courants d'entrée sont calculés en multipliant le courant fictif i_{red} par la matrice de connexion transposée $[Fred]^T$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [Fred]^T \begin{bmatrix} i_{red} \\ -i_{red} \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

III.2.3 Etage onduleur

L'onduleur à trois niveaux à structure NPC est composé de 3 bras identiques, chacun est constitué de quatre interrupteurs connectés en série et deux diodes de blocage, ces diodes fixent le potentiel des commutateurs intermédiaires au point de liaison DC 'o'. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur, ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs d'un bras, donc on définit trois cellules de commutation C1, C2, C3. pour chaque interrupteur S_{ij} ($i=1,2,3,4$ & $j=1,2,3$), où j est le numéro du bras et i est le numéro d'interrupteur, on définit une fonction de commutation f_{ij} de la manière suivante

$$\begin{cases} f_{ij} = 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ f_{ij} = 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (III.6)$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux :

$$f_{ij} = 1 - f_{(i-2)j} \quad (i = 3, 4 \quad j = 1, 2, 3)$$

- Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Chaque bras de l'onduleur a trois états possibles présentés sur la figure III.3 :

- Etat P : Les deux interrupteurs du haut S_{1x} et S_{2x} ($x=1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas S_{3x} et S_{4x} ($x=1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est V_{po} ;
- Etat O : Les deux interrupteurs S_{2x} et S_{3x} ($x=1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs S_{1x} et S_{4x} ($x=1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est 0;
- Etat N : Les deux interrupteurs S_{3x} et S_{4x} ($x=1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs S_{1x} et S_{2x} ($x=1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (o) est $V_{no} = -V_{po}$.

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras [21] :

$$\begin{cases} Fc1j = f1j \cdot f2j \\ Fc2j = f2j \cdot f3j \\ Fc3j = f3j \cdot f4j \end{cases} \quad j = 1, 2, 3$$

(III.7)

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (o) sont exprimées par [21]

$$\begin{pmatrix} Ux \\ Uy \\ Uz \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Fc11 & Fc21 & Fc31 \\ Fc12 & Fc22 & Fc32 \\ Fc13 & Fc23 & Fc33 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Vpo \\ 0 \\ Vno \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Fc11 & Fc31 \\ Fc12 & Fc32 \\ Fc13 & Fc33 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} Vpo \\ Vno \end{pmatrix}$$

(III.8)

III.3 SVM pour le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

La modulation SVM utilisée traditionnellement pour la commande des onduleurs, a été étendue aux convertisseurs matriciels par L. Huber et D. Borojevic en 1989 [23]. L'intérêt de ce type de modulation est qu'elle peut être facilement implantée sur un microcontrôleur ou DSP et elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique. Elle est également insérée dans un organe de contrôle fonctionnant dans le repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives [20].

L'IMC3n est modulé par la méthode SVM dans le but de générer les courants d'entrée et les tensions de sortie désirés séparément [17]. Cette méthode est utilisée pour produire une combinaison de vecteurs synthétisant le vecteur de référence à chaque étape. Le vecteur de courant d'entrée I_{in} est le vecteur de référence de l'étage redresseur, tandis que le vecteur de tension de sortie V_{ref} est la référence de l'étage onduleur.

III.3.1 Modulation du vecteur spatial

La stratégie de modulation de largeur d'impulsion (SVM) utilise le concept des vecteurs spatiaux pour calculer les rapports cycliques des commutateurs. Les tensions de phase de sortie et les courants d'entrée générés par les états de commutation du l'IMC3n doivent être convertis en vecteurs spatiaux en utilisant la transformation suivante :

$$X_{ref} = \frac{2}{3} (X1 + X2 e^{j2/3\pi} + X3 e^{-j2/3\pi}) = X\alpha + jX\beta$$

- $X\alpha, X\beta$: Les composantes du vecteur X_{ref} dans le plan α - β ;
- $X1, X2$ et $X3$: Les variables représentent des tensions de sortie ou des courants d'entrée.

III.3.2 Etage redresseur

Le redresseur de l'IMC3n est modulé à l'aide de SVM pour générer la tension maximale de liaison DC et maintenir un ensemble des courants d'entrées sinusoïdaux équilibrés.

Le diagramme spatial vectoriel du redresseur figure III.4 se compose de six vecteurs de courant actif avec des directions fixes et trois vecteurs à courant nul, qui sont définis en fonction des neuf combinaisons de commutation valides formées par le redresseur tout en évitant les court-circuit de la source de tension d'entrée et les circuits ouverts de la source de courant équivalente du bus continu comme montre le tableau III.1. Chaque vecteur actuel représente la connexion des tensions de phase d'entrée aux bornes de liaison DC. Par exemple, le vecteur $I_1(ac)$ représente la connexion de la tension de phase d'entrée positive 'a' à la borne p et de la tension de phase d'entrée négative 'c' à la borne n, donc le vecteur courant d'entrée I_{in} est défini par :

$$I_{in} = \frac{2}{3} (I_a + aI_b + a^2I_c) \quad \text{avec } a = e^{j2/3\pi}$$

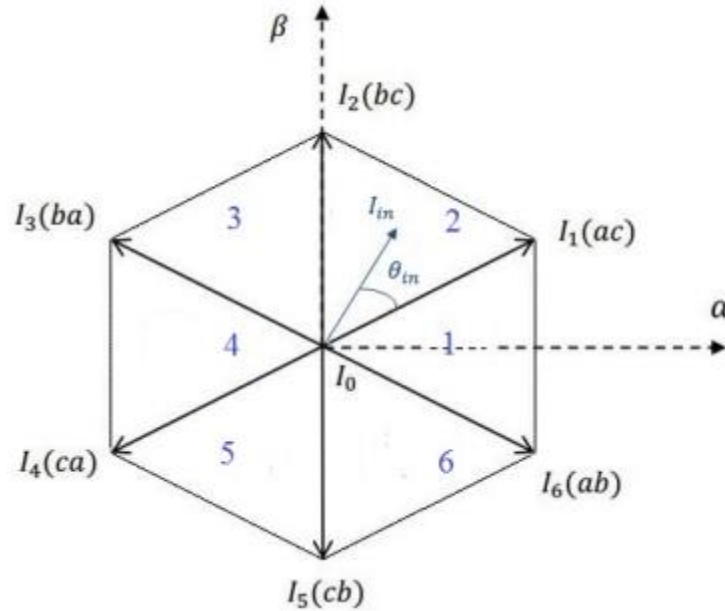


Figure III.4 Représentation de l'hexagone de commutation des courants

Les six vecteurs actifs du courant d'entrée sont de $I(1)$ à $I(6)$ et les trois vecteurs nuls sont représentés par le vecteur $I(0)$. Les vecteurs de courant sont désignés par les connexions des tensions de phase d'entrée aux bornes de liaison DC. Le tableau III.1 résume les états possibles des interrupteurs et les vecteurs de courant qui leur correspondent.

Vecteur	$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 & S_3 \\ S_4 & S_5 & S_6 \end{bmatrix}^t$	Ia	Ib	Ic	In, α	In, β	< Iin	Vdc
I ₁ [ab]	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	Idcp	Idcn	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	Va – Vb
I ₂ [ac]	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	Idcp	0	Idcn	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	Va – Vc
I ₃ [bc]	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	Idcp	Idcn	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	Vb – Vc
I ₄ [ba]	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	Idcn	Idcp	0	-1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	Vb – Va
I ₅ [ca]	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	Idcn	0	Idcp	-1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{5\pi}{6}$	Vc – Va
I ₆ [cb]	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	Idcn	Idcp	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{2}$	Vc – Vb
I ₀ [aa]	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0	0	0
I ₀ [bb]	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0	0	0
I ₀ [cc]	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau III.1 Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur

Le diagramme des vecteurs spatiaux du redresseur, montré dans la figure III.4, est divisé en six secteurs. Pour synthétiser lin deux vecteurs de courants adjacents I_δ, I_γ avec les rapports cycliques d_δ, d_γ et un vecteur à courant nul (I₀) sont sélectionnés en fonction du secteur qui se trouve (dans le secteur 1 I_γ = I₁, I_δ = I₂). La proportion entre les vecteurs de courant adjacents (I_δ, I_γ) définit la direction et le vecteur nul contrôle l'amplitude de I_{in}, la figure III.5 montre le vecteur de référence de courant I_{in} dans un secteur de l'hexagone de courant.

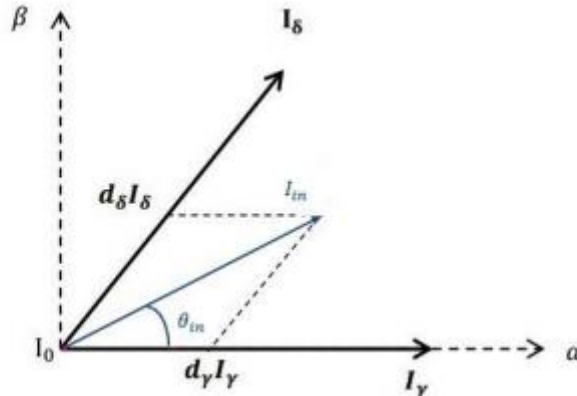


Figure III.5 Synthèse de vecteur courant de référence dans un secteur donnée

Si les courants d'entrée sont considérés constants pendant une période de commutation T_s , le vecteur de référence est exprimé comme suit :

$$I_{in} = d\gamma \cdot I_\gamma + d\delta \cdot I_\delta \quad (III.8)$$

Les rapports cycliques de I_δ , I_γ et I_0 sont donnés par la relation (III.9), Où m_I est l'indice de modulation pour l'étage redresseur et θ_{in} est l'angle de I_{in} , dans le secteur respectif.

$$\begin{cases} d\gamma = m_I \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right) = \frac{T_\gamma}{T_s} \\ d\delta = m_I \sin(\theta_{in}) = \frac{T_\delta}{T_s} \\ d0 = 1 - d\delta - d\gamma \\ 0 \leq m_I = \frac{|I_{in}|}{|I_{red}|} \leq 1 \end{cases} \quad (III.9)$$

Dans l'IMC3n, le redresseur est toujours contrôlé pour fournir une tension moyenne maximale du bus continu de sorte que l'indice de modulation maximal peut être obtenu, afin que la modulation sur l'étage onduleur contrôle le rapport global de transfert de tension. Par conséquent, le vecteur de courant à zéro peut être éliminé et la séquence de commutation de redresseur est maintenant constituée seulement par les deux vecteurs de courant adjacents I_δ , I_γ .

En utilisant l'équation (III.9), les cycles de fonctionnement de l'étage redresseur ajustée sont déterminés avec la relation (III.10), où l'indice de modulation

$m_I = 1$.

$$d^R\gamma = \frac{d\gamma}{d\gamma + d\delta}, \quad d^R\delta = \frac{d\delta}{d\gamma + d\delta} \quad (III.10)$$

III.3.3 Etage onduleur

Dans cet étage, il y a 27 combinaisons possibles des états des interrupteurs, ces combinaisons définissent 19 vecteurs de tension de sortie, qui peuvent être subdivisés en 4 familles [20] :

- Vecteur zéro (V_0) : Représentant trois états de commutation [1 1 1],

[0 0 0] et [-1 -1 -1], l'amplitude de ce vecteur V_0 est nulle;

- Petit vecteur (V_1 à V_6) tous ayant une grandeur $\frac{1}{3} V_{dc}$. Chaque petit vecteur a deux états de commutation, un contenant [1] et l'autre contenant [-1] et ils ont classé de type P ou N, alors cette famille a 12 états (V_{1P}

[1 0 0], V_{1N} [0 -1 -1], V_{2P} [1 1 0], V_{2N} [0 0 -1], V_{3P} [0 1 0], V_{3N}

[-1 0 -1], V_{4P} [0 1 1], V_{4N} [-1 0 0], V_{5P} [0 0 1], V_{5N} [-1 -1 0], V_{6P}

[1 0 1], V_{6N} [0 -1 0]);

- Moyens vecteurs (V7 à V12) pour chaque vecteur, on a un état de commutation alors cette famille a 6 états (V7 [1 0 1], V8 [0 1 -1],

V9 [-1 1 0], V10 [-1 0 1], V11 [1 -1 1], V12 [1 -1 0]), tous ayant une grandeur $\sqrt{3} V_{dc}$;

- Grands vecteurs (V13 à V18) pour chaque vecteur, on a un état de commutation alors le nombre des états dans cette famille a 6 états (V13

[1 -1 -1], V14 [1 1 -1], V15 [-1 1 -1], V16 [-1 1 1], V17 [-1 -1 1], V18 [1 -1 1]), tous ayant une grandeur $2 V_{dc}$; Les positions discrètes du vecteur de tension de référence V_{ref} divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires, chaque secteur est composé de quatre régions triangulaires (figure III.6).

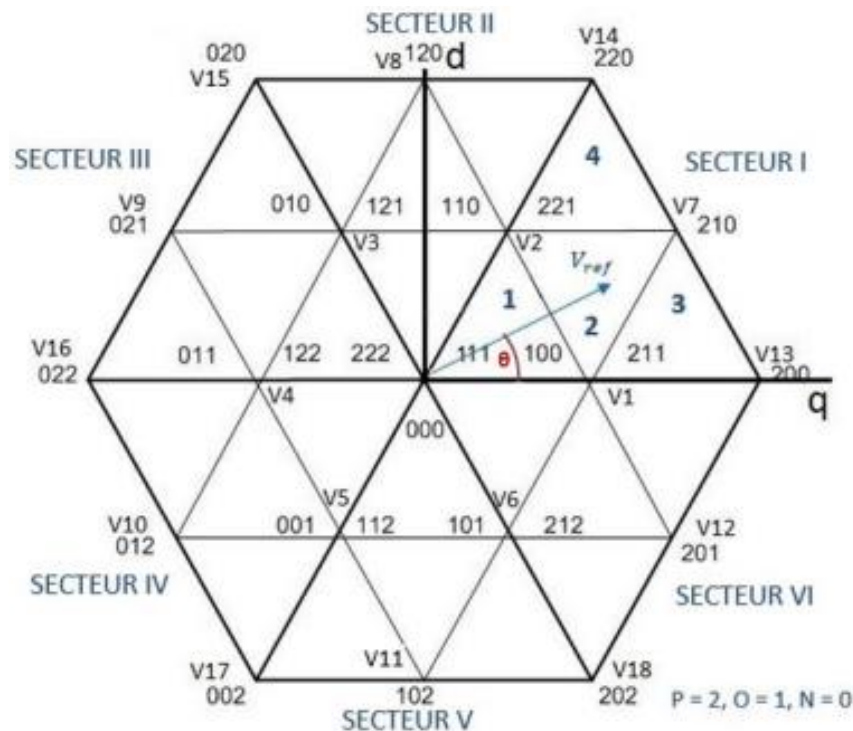


Figure III.6 .Diagramme vectoriel de l'onduler à trois niveaux

A partir des états des différents vecteurs, on constate que certains états de l'onduleur à trois niveaux sont des états redondants, c'est-à-dire ils produisent les mêmes tensions de sortie. Dans ce cas, on peut choisir l'état redondant à appliquer pour minimiser le nombre de commutation des interrupteurs, ce qui conduit à la minimisation des pertes en puissance de l'onduleur [21].

- Calcul des rapports cyclique

Le vecteur de sortie de référence V_{ref} peut-être synthétisé en utilisant les trois vecteurs les plus proches et ses vecteurs sont sélectionnés en fonction du triangle où le vecteur V_{ref} est localisé, ce vecteur peut être exprimé, sur une période d'échantillonnage T_s :

$$V_{ref} = |V_{ref}|e^{i\theta} = \frac{T_x V_x + T_y V_y + T_z V_z}{T_s} = dx V_x + dy V_y + dz V_z$$

- V_x, V_y, V_z : Représentants les apex du triangle contenant V_{ref} ;
- θ : C'est la position angulaire du vecteur V_{ref} à l'intérieur d'un secteur;
- T_x, T_y, T_z : Sont les durées d'application des vecteurs V_x, V_y, V_z respectivement à la sortie de l'onduleur. Ils sont reliés par l'équation :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ et } dx + dy + dz = 1$$

Pour illustrer, lorsque la tension de référence est située dans la région 2 du secteur I, alors les vecteurs les plus proches à la tension de référence sont V_1, V_7, V_2 , comme le montre la figure (III.7).

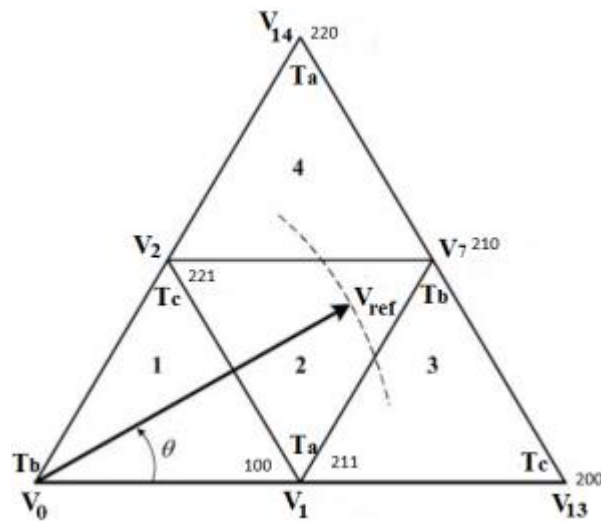


Figure III.7 Synthétisation du vecteur de tension de référence dans le secteur I

D'après [20], nous avons déduit du tableau III.2 définie ci-dessous, les rapports cycliques pour V_{ref} dans le secteur I :

Région	dx	dy	dz
1	$2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3-\theta}\right)$	$1 - 2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3+\theta}\right)$	$2.m_u \sin(\theta)$
2	$1 - 2.m_u \sin(\theta)$	$-1 + 2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3+\theta}\right)$	$1 - 2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3-\theta}\right)$
3	$2 - 2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3+\theta}\right)$	$2.m_u \sin(\theta)$	$-1 + 2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3-\theta}\right)$
4	$2.m_u \sin(\theta - 1)$	$2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3-\theta}\right)$	$2 - 2.m_u \sin\left(\frac{\pi}{3+\theta}\right)$

Tableau III.2 Les rapports cycliques pour Vref dans le secteur I

Les rapports cycliques peuvent être calculés pour les secteurs (II à VI) en utilisant les équations du tableau III.2 avec un multiple de $\pi/3$ soustrait du déplacement angulaire réel θ , de sorte que l'angle modifié se situe dans la plage entre zéro et $\pi/3$.

III.3.4 Modulation complète du l'IMC3n

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

Considérons un exemple où le vecteur I_{in} est localisé dans le secteur 2 et V_{ref} dans la région 2 du secteur I, pour l'étage redresseur les vecteurs sélectionnés sont : $I_1 = I_\gamma$ et $I_2 = I_\delta$, et pour l'étage onduleur sont : $V_1 = V_x$, $V_7 = V_y$, $V_2 = V_z$; en se basant sur la modulation SVM.

Pour assurer le nombre minimum de transitions de commutation et réduire les harmoniques de la tension de sortie, on choisit une séquence des états qui consiste à arranger en double séquence les vecteurs de tension sélectionnés pour l'étage onduleur (séquence inversé sur la 2ème demi-période) $V_1 - V_7 - V_2 - V_1 - V_2 - V_7 - V_1$. Sur la base de cet exemple, le modèle de modulation pour le convertisseur matriciel à trois niveaux est représenté à la figure III.8.

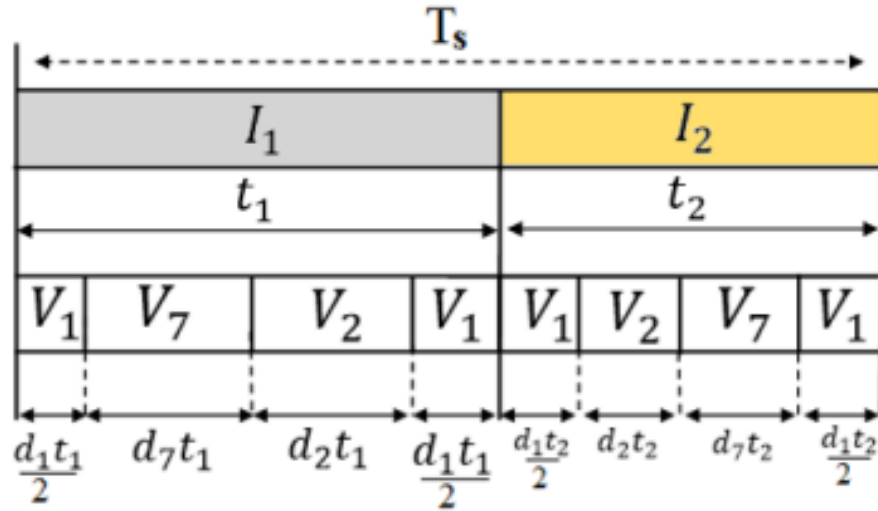
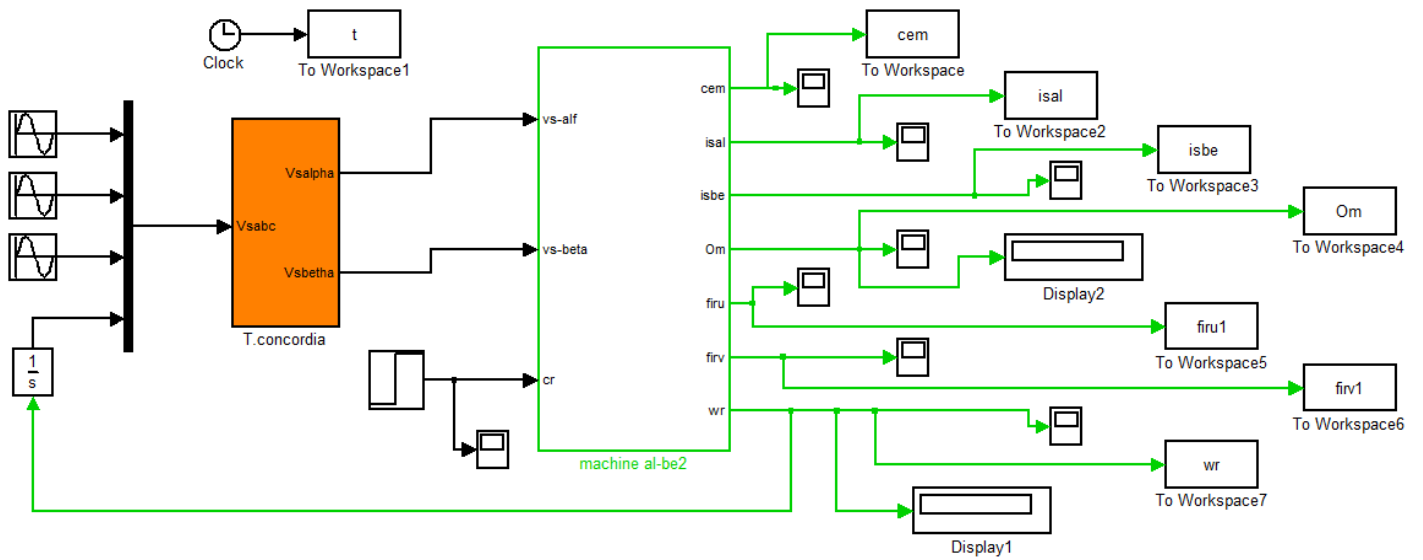


Figure III.8 Modèles de commutation de l'IMC3n



III.4 Résultats de simulation

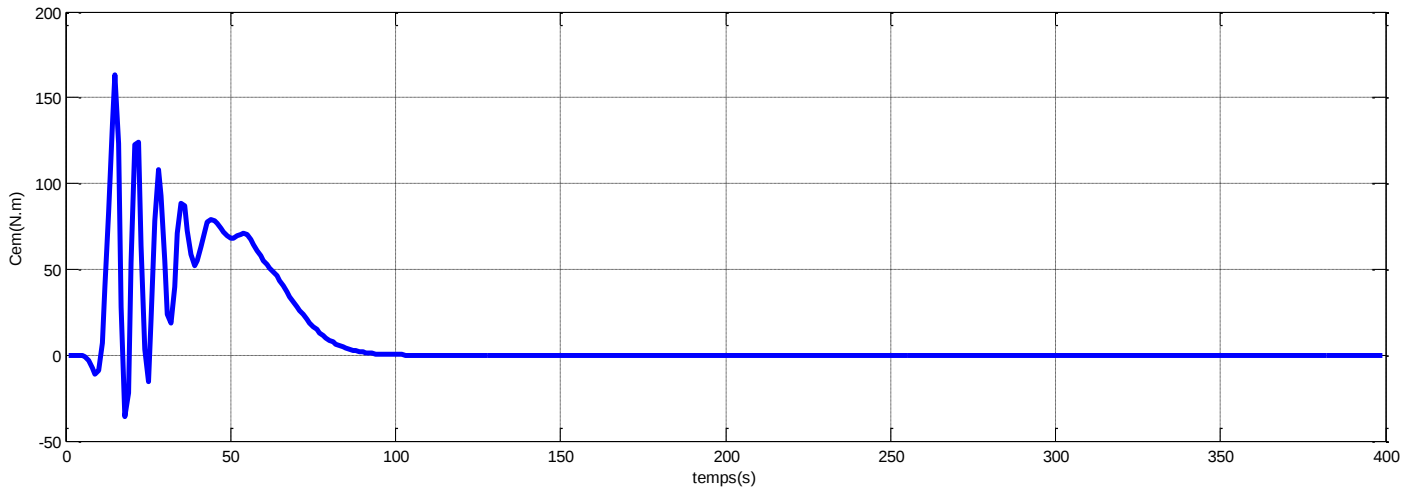


Figure III.9 le couple électromagnétique (C_{em})

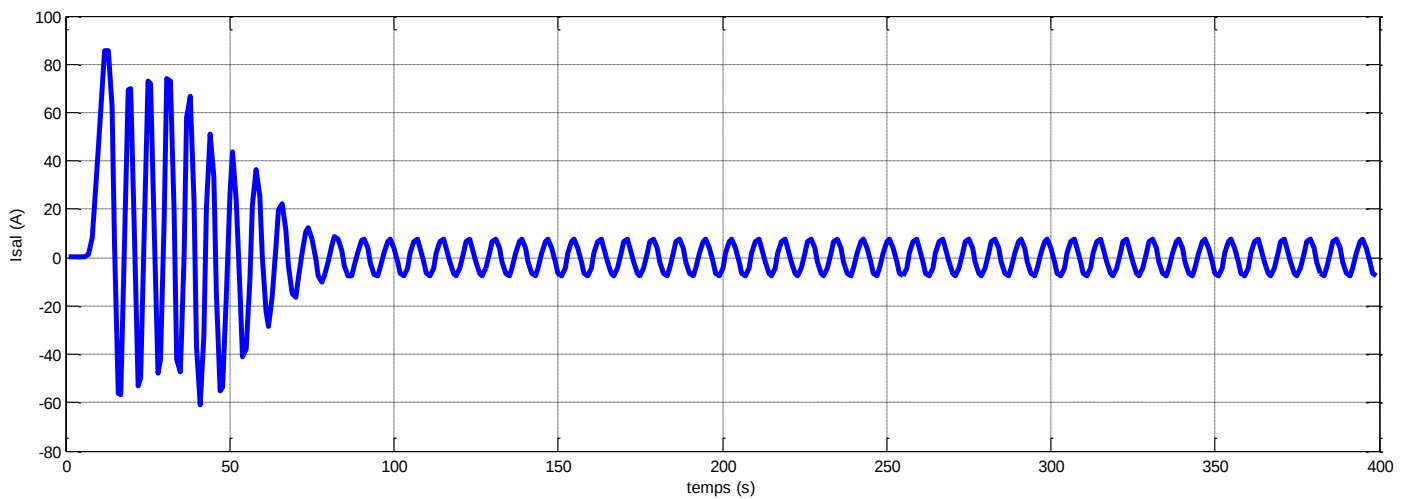


Figure III.10 le courant statorique (I_{sal})

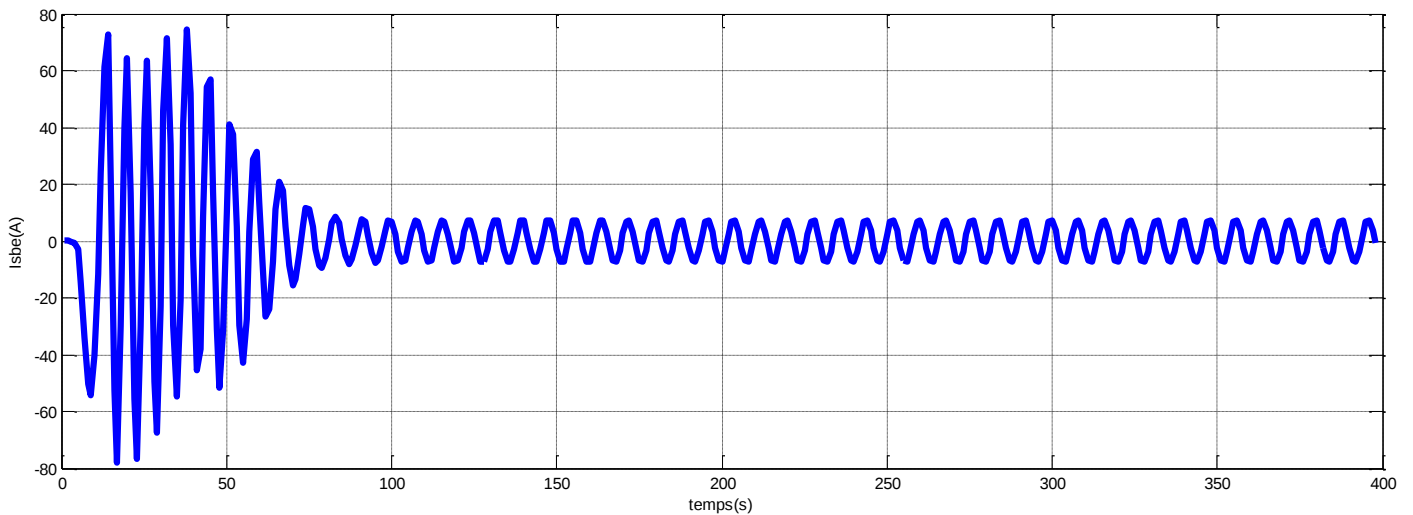


Figure III.11 le courant statorique (I_{sbe})

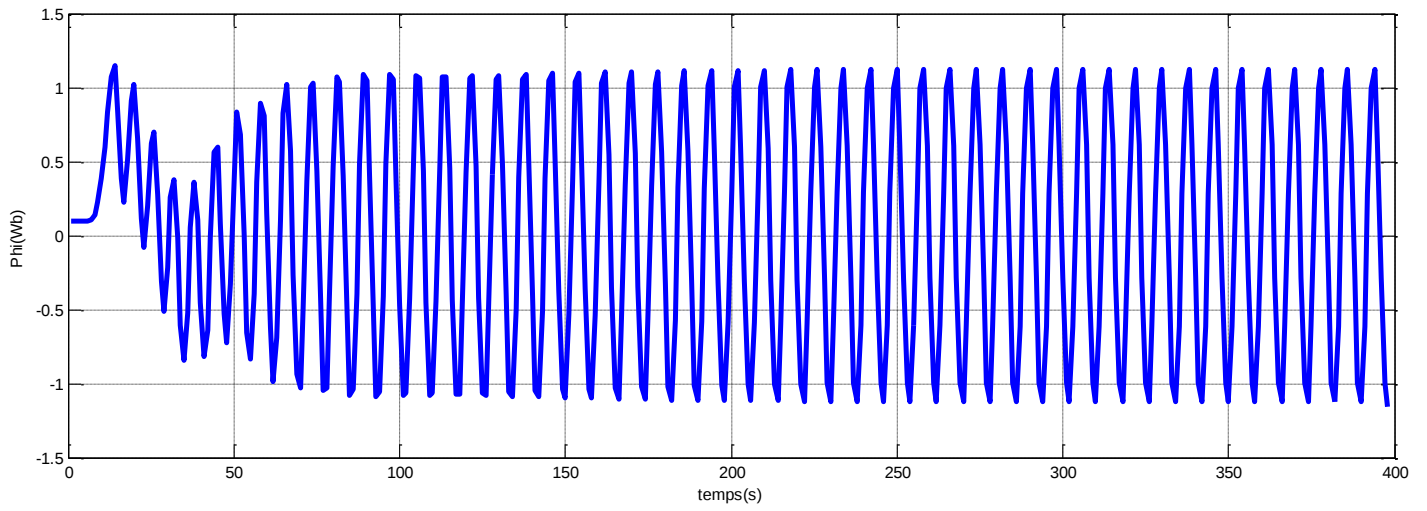


Figure III.12 Le Flux

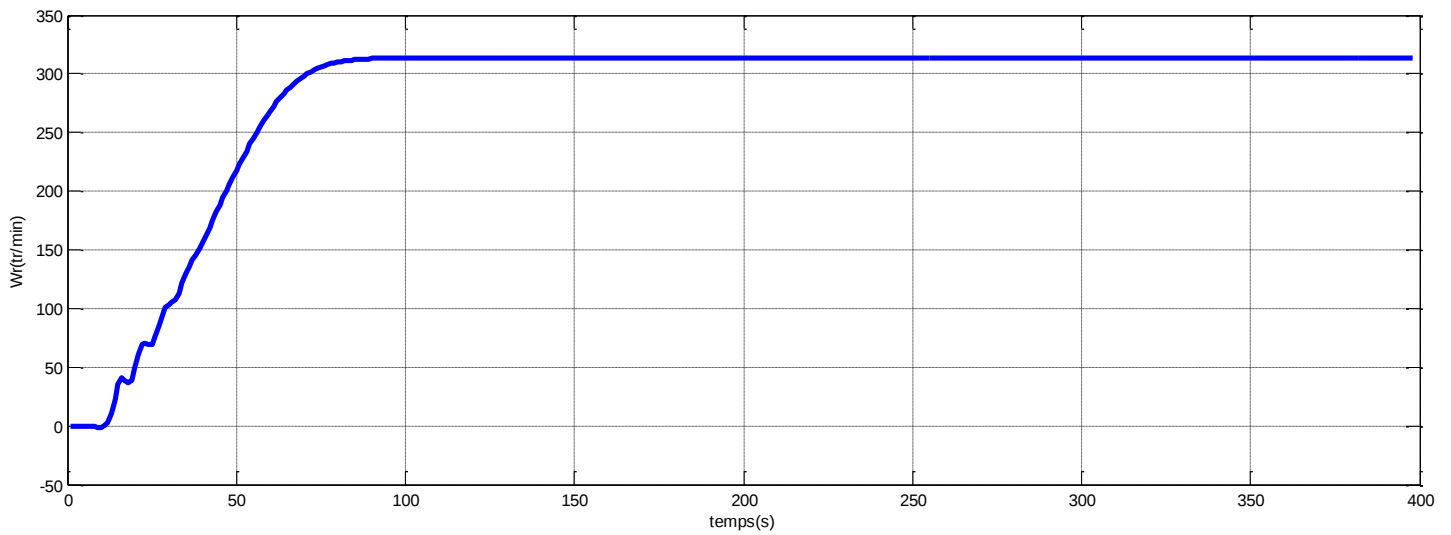


Figure III.13 La vitesse

III.4 Interprétation des résultats :

Lors du démarrage de la machine asynchrone, nous observons que le couple magnétique atteint sa valeur maximale possible, soit 160 Newton-mètres en 15 secondes, en raison du grand couple que la machine doit surmonter pour démarrer. Ensuite, il commence à décroître de manière oscillatoire jusqu'à atteindre 60 Newton-mètres en 50 secondes, puis diminue progressivement pour se stabiliser à zéro à 90 secondes.

Au démarrage, le courant inductif atteint un pic de 87 ampères en raison de la demande élevée de courant pour générer un couple adéquat. Ensuite, il tend à une valeur constante sous forme de série périodique de 10 ampères.

Le flux magnétique commence à atteindre un pic de 1,2 Weber, puis diminue progressivement pour atteindre 0,85 Weber à 50 secondes, puis se stabilise sous forme de série périodique avec une valeur maximale de 1 Weber, et reste constant jusqu'à la fin.

La vitesse augmente de manière quasi linéaire après 15 secondes jusqu'à ce que la machine atteigne son régime permanent et que la vitesse se stabilise autour de la vitesse synchrone (310 tours par minute) à 80 secondes, puis reste constante jusqu'à la fin.

- Avec la charge :

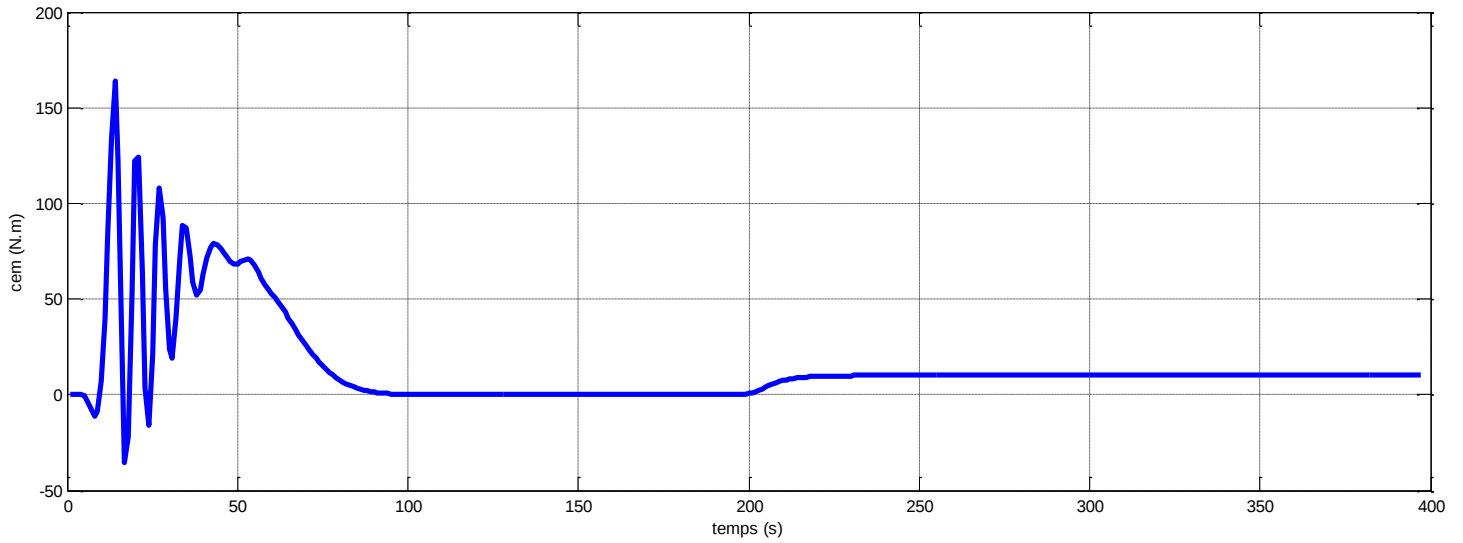


Figure III.14 le couple électromagnétique avec la charge (C_{em})

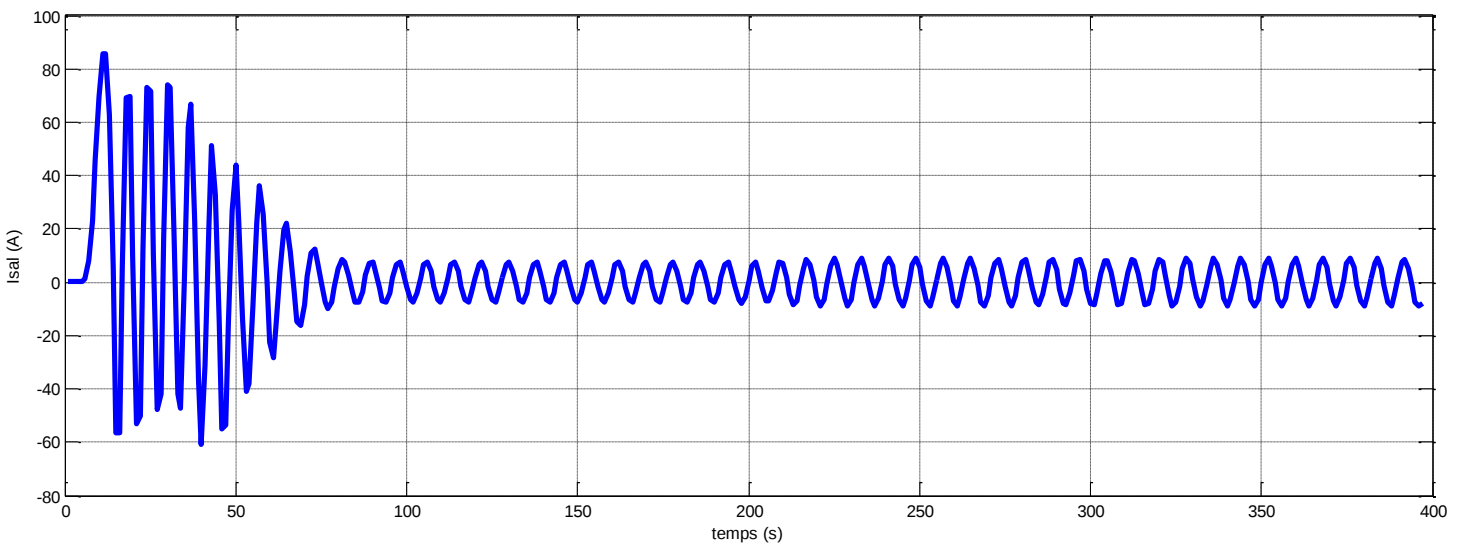


Figure III.15 le courant statorique avec la charge (I_{sal})

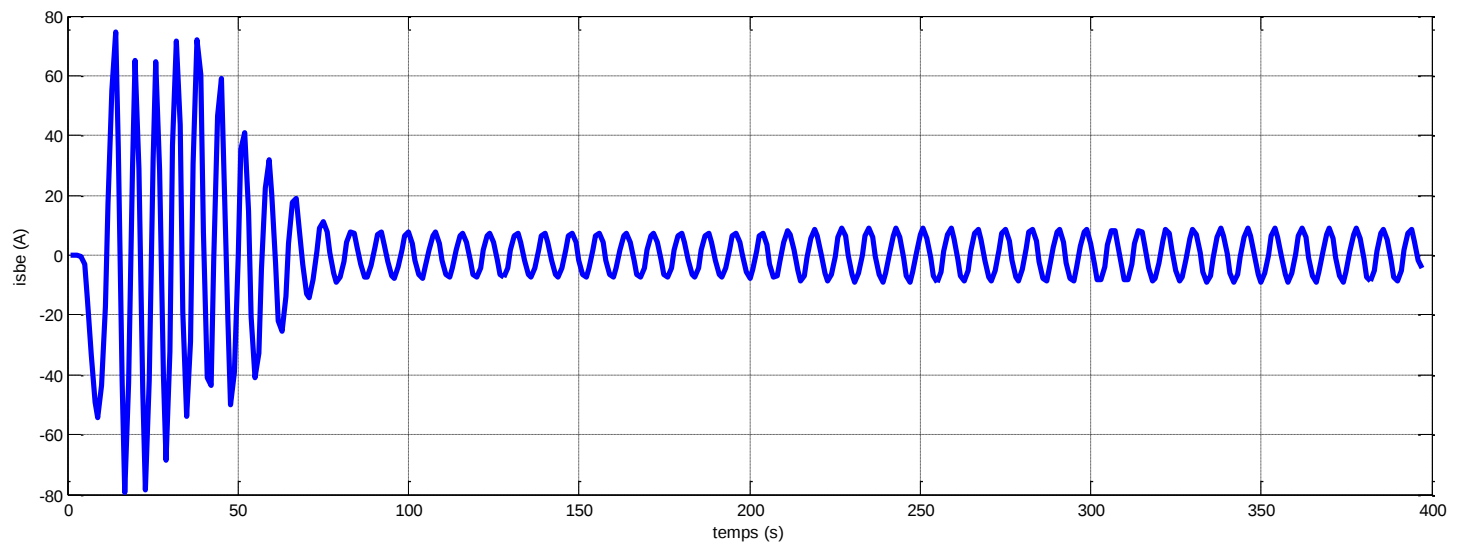


Figure III.16 le courant statorique avec la charge (I_{sbe})

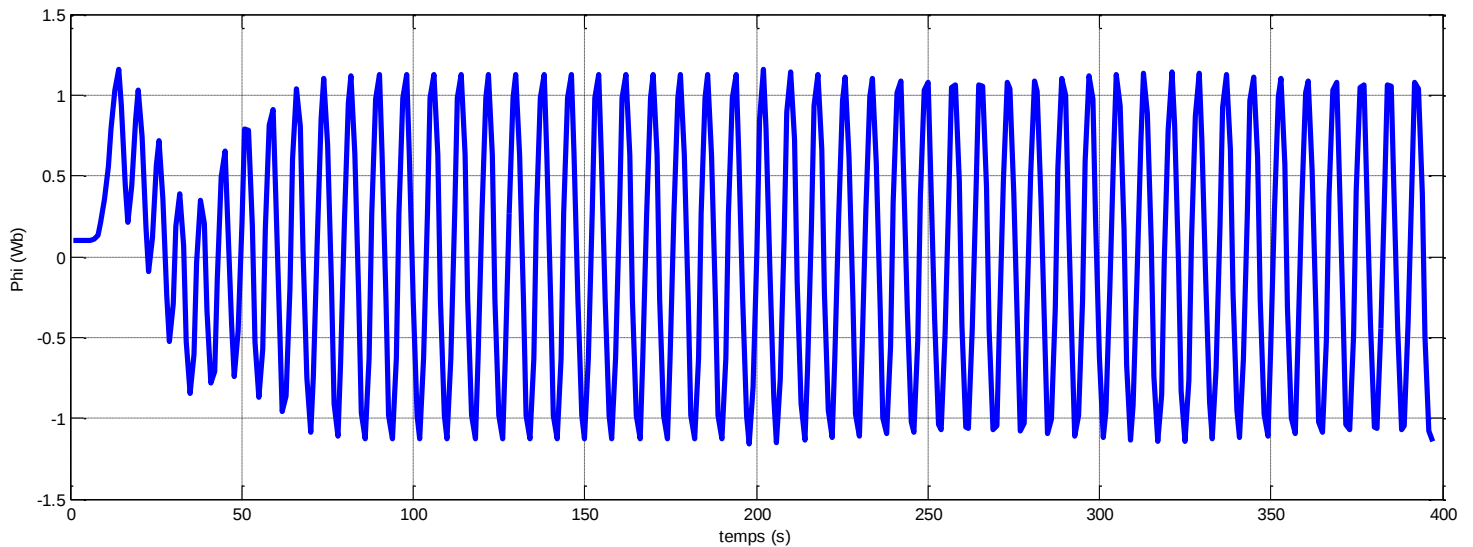


Figure III.17 Le Flux avec la charge

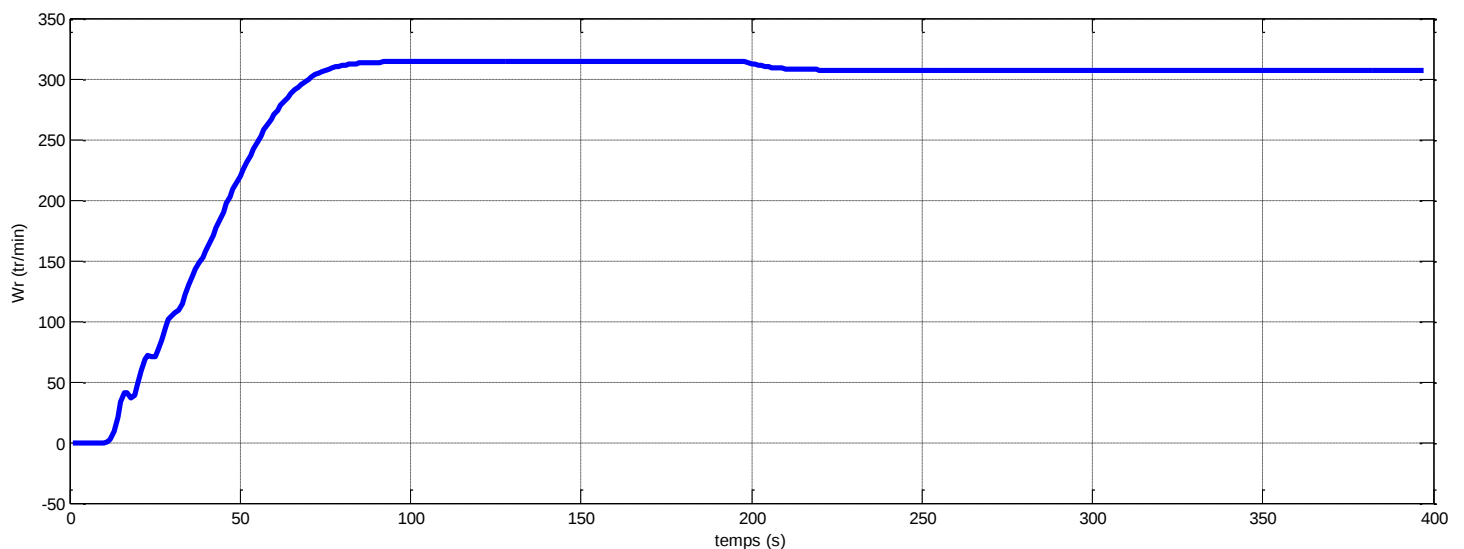


Figure III.18 La vitesse avec la charge

III.5 Interprétation des résultats Avec la charge :

Comme nous l'avons déjà observé lors du démarrage de la machine asynchrone, nous avons constaté que le couple magnétique atteignait sa valeur maximale de 160 Newton-mètres en 15 secondes, en raison du grand couple que la machine doit surmonter pour démarrer. Ensuite, il commence à décroître de manière oscillatoire jusqu'à atteindre 60 Newton-mètres en 50 secondes, puis diminue progressivement jusqu'à atteindre 10 Newton-mètres après 200 secondes, en raison du couple résistant ou de la tension imposée à la machine.

De même, le courant lui-même a varié simultanément à 200 secondes, atteignant une valeur de 15 ampères sous forme de pulsations périodiques symétriques.

Le flux a également changé légèrement après 200 secondes, augmentant légèrement pour atteindre une valeur de 1,3 Weber.

Quant à la vitesse, elle est restée constante jusqu'à la seconde 200, puis a légèrement diminué pour atteindre 305 tours par seconde, ce qui est normal compte tenu de la tension appliquée à la machine, qui la force à y résister, entraînant une diminution de sa vitesse naturelle.

III.5. Conclusion :

Ce chapitre présente une analyse approfondie du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux, également connu sous le nom de convertisseur matriciel multi-niveaux (IMC3n). Les performances de l'IMC3n sont étudiées et améliorées en utilisant un système de modulation vectorielle (SVM).

Tout d'abord, le principe de commutation des interrupteurs bidirectionnels pour chaque étage du redresseur et de l'onduleur est décrit, en définissant les différentes configurations possibles répondant aux conditions de fonctionnement. Ensuite, la modulation vectorielle (SVM) est introduite, consistant à déterminer les secteurs auxquels appartiennent les vecteurs de référence du courant d'entrée et de la tension de sortie. Les configurations appropriées et leurs rapports cycliques sont ensuite déterminés. Enfin, les tensions de sortie sont simulées avec leurs spectres d'harmoniques pour différentes fréquences d'échantillonnage et différentes fréquences de sortie.

Il décrit la capacité de convertir l'énergie d'une cellule solaire pour convertir l'énergie de rayonnement qui tombe dessus en énergie électrique sous une quantité spécifique de rayonnement solaire incident et à une certaine température.

Chapitre IV:

Commande vectorielle de la MAS associée à un convertisseur matriciel

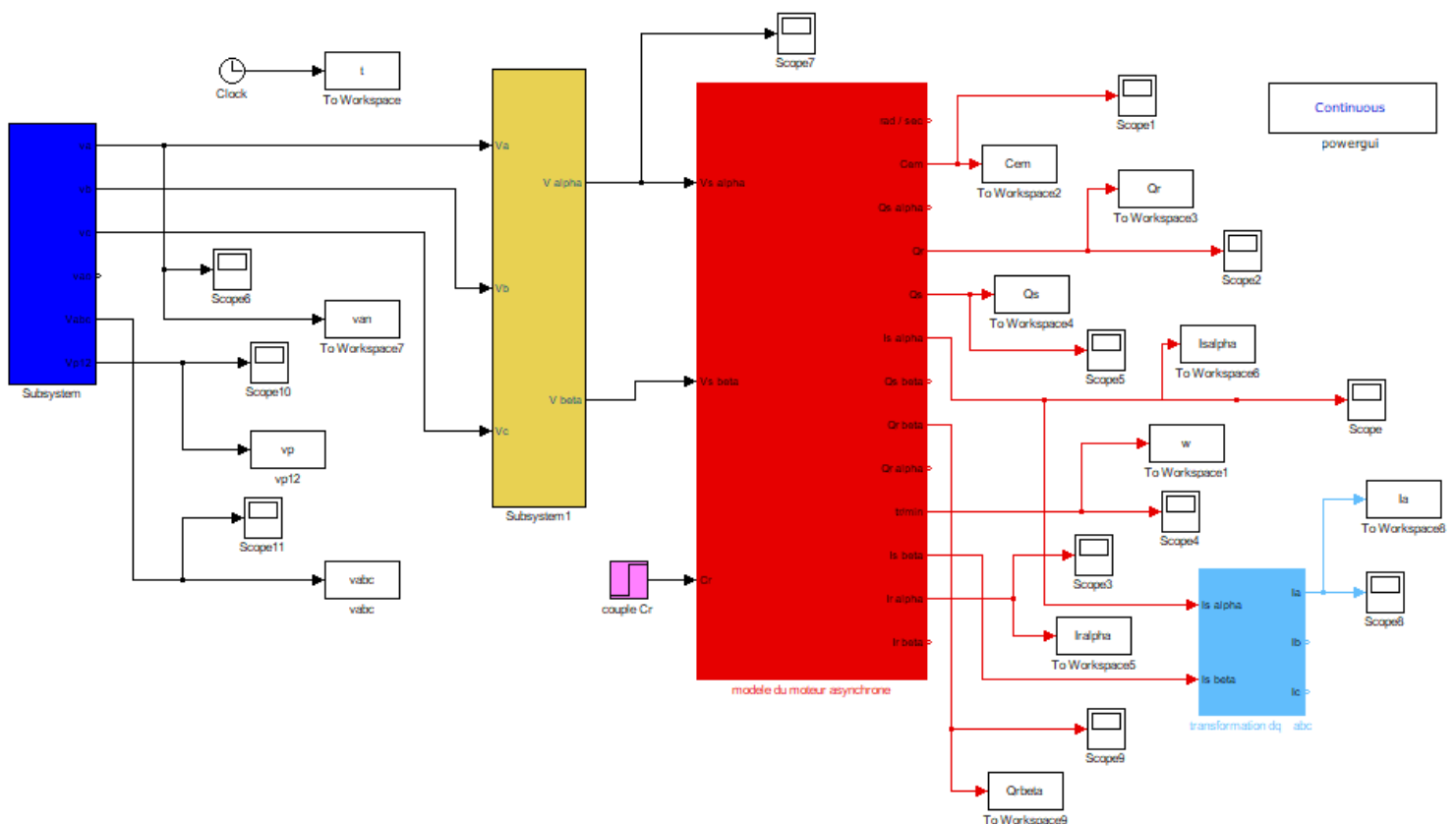
IV.1 Introduction :

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est une technique utilisée pour améliorer les performances des machines asynchrones en assurant un découplage efficace entre le flux et le couple. Dans cette approche, l'objectif est d'optimiser à la fois le comportement dynamique et statique de la machine. Pour ce faire, il est essentiel de déterminer avec précision l'orientation du vecteur flux. [24,25].

Pour parvenir à cette orientation, deux méthodes de commande vectorielle à flux orienté sont couramment utilisées. Ces méthodes impliquent des techniques avancées de traitement du signal et de l'électronique de puissance. En utilisant ces méthodes, il devient possible d'ajuster et de contrôler le flux magnétique dans la machine de manière précise et efficace.

En résumé, la commande vectorielle à flux rotorique orienté vise à améliorer les performances des machines asynchrones en permettant un contrôle plus précis du flux magnétique et du couple, ce qui permet d'obtenir un comportement dynamique et statique optimal [26].

IV.1 Modélisation de machine asynchrones :



IV.2 Résultats de simulation :

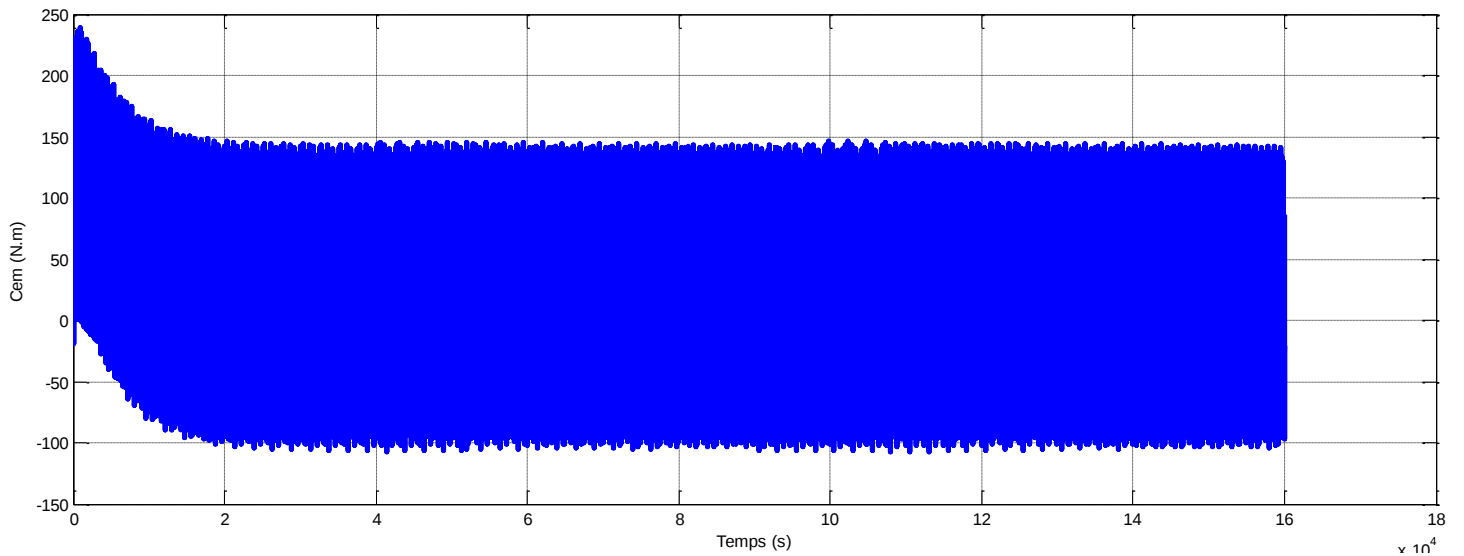


Figure IV.1 C_{em} de MAS

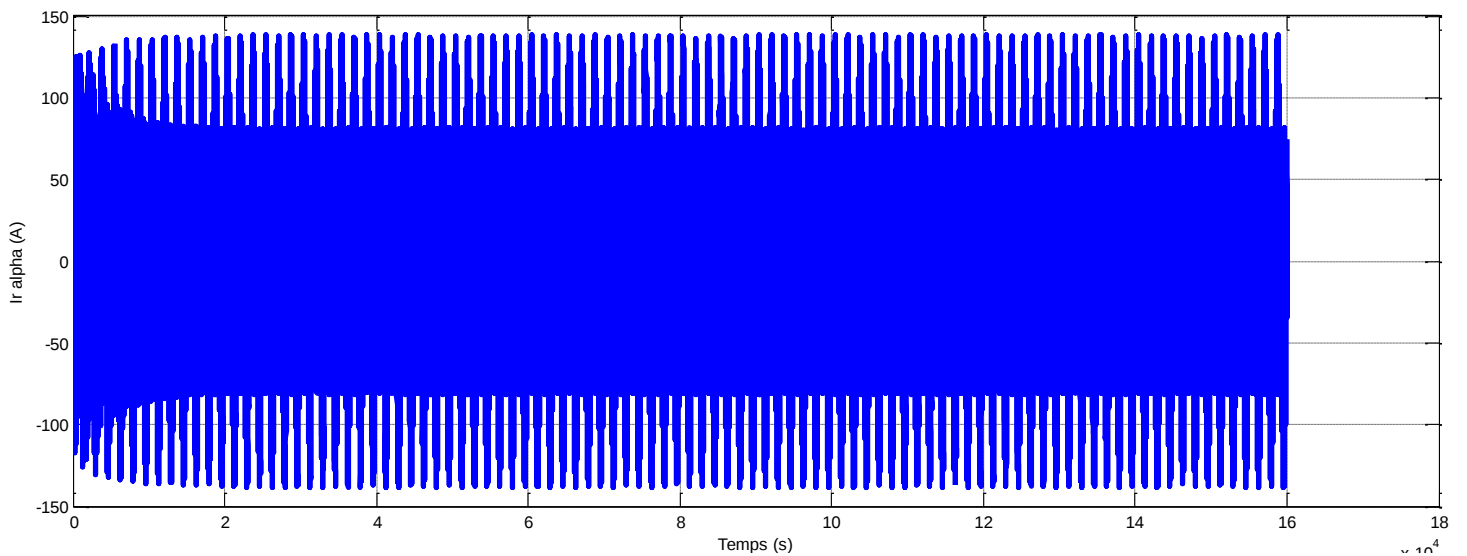


Figure IV.2 courant rotorique de MAS

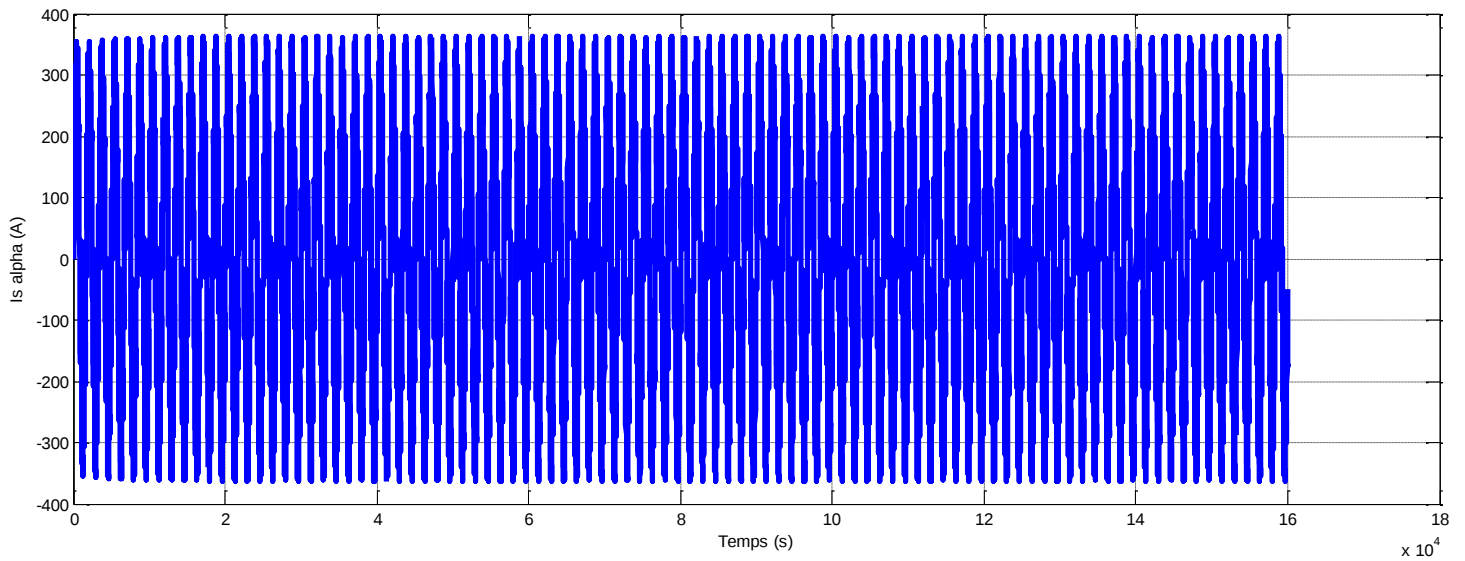


Figure IV.3 courant statorique de MAS

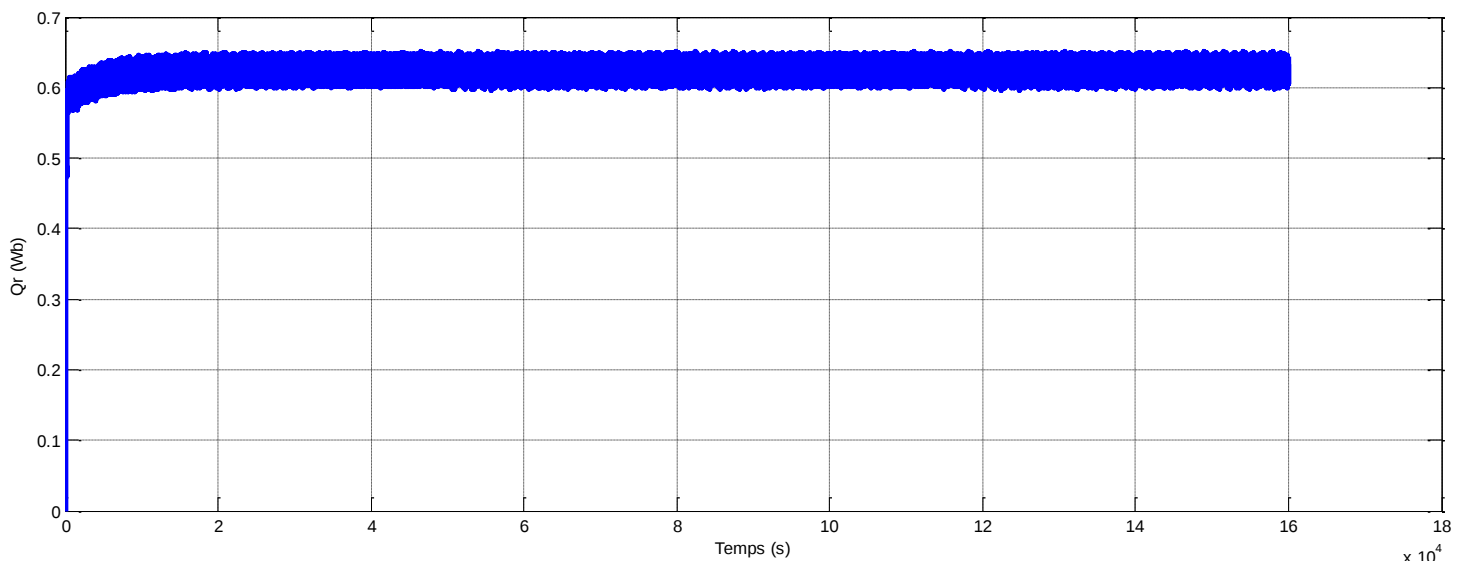


Figure IV.4 Flux rotorique de MAS

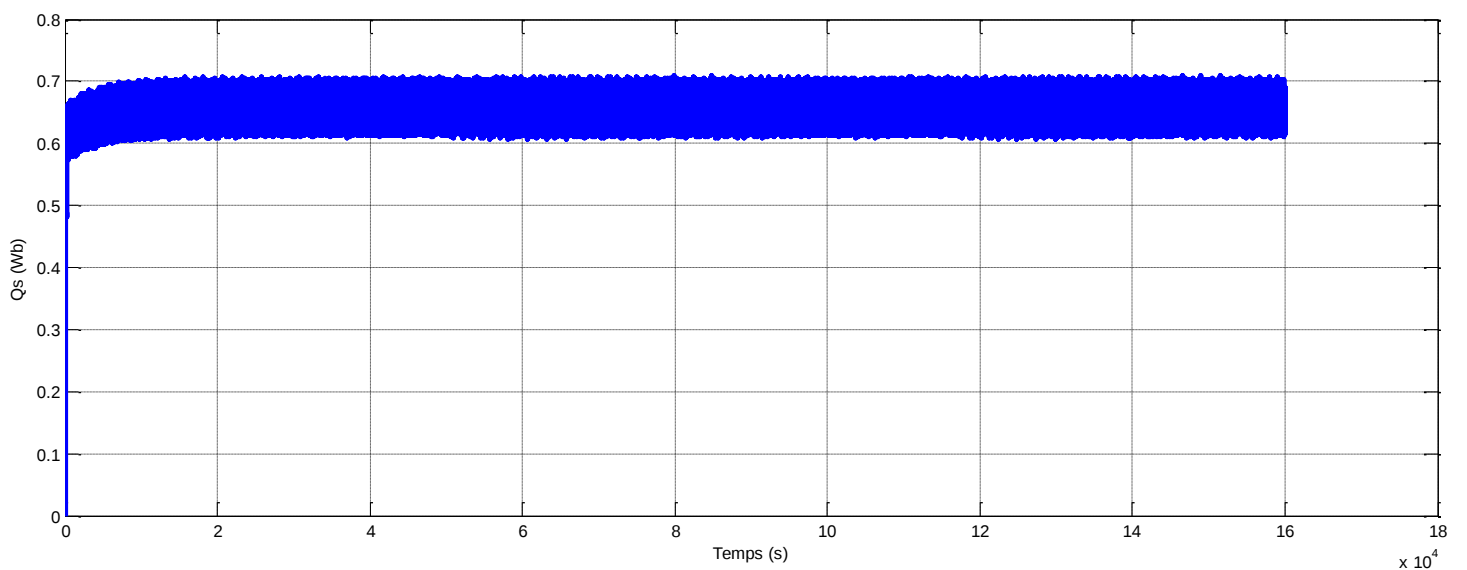


Figure IV.5 Flux statorique de MAS

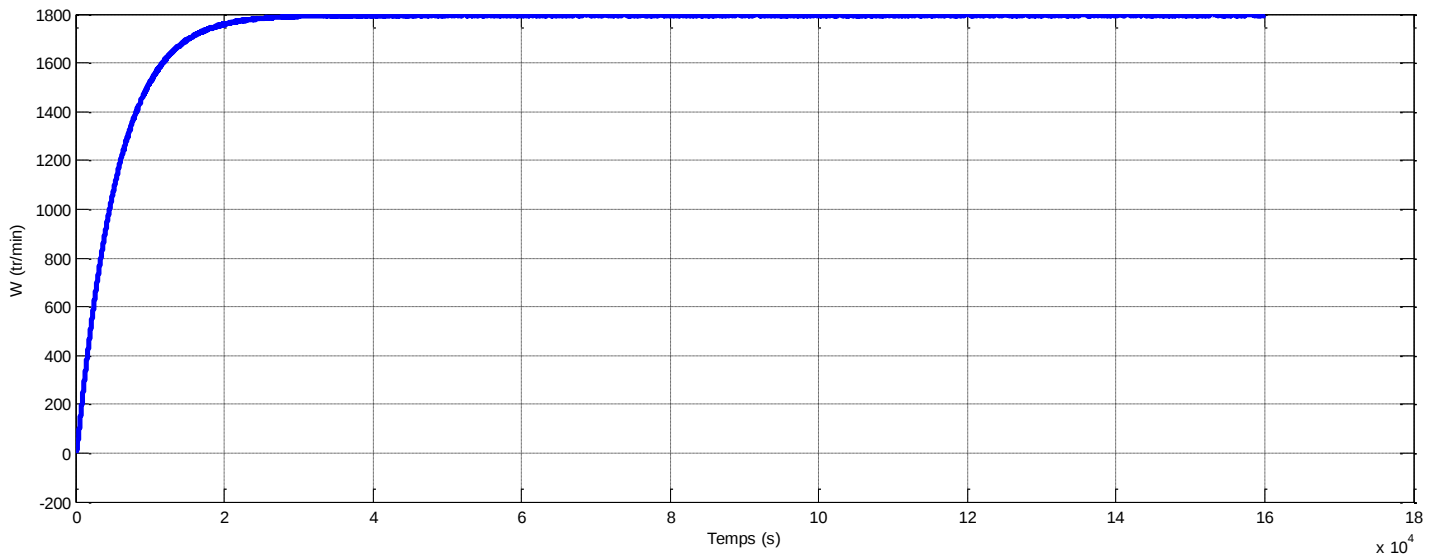


Figure IV.5 La vitesse de MAS

IV.3 Comparaison les résultats :

Au début du fonctionnement de la machine asynchrone, nous constatons que le couple, comme dans tous les cas précédents, a atteint une valeur maximale de 240 Newton-mètres, puis a commencé à diminuer progressivement sous forme de pulsations périodiques jusqu'à atteindre 0,2 seconde, puis s'est stabilisé à 144 Newton-mètres sous forme de pulsations symétriques, et est resté ainsi jusqu'à la fin, tandis que lors de l'application de la charge, il a varié après 0,5 seconde et atteint une valeur de 10 Newtons.

Le courant atteint une valeur maximale de 360 ampères au début sous forme de pulsations périodiques symétriques, mais lors de l'application de la charge, il a diminué jusqu'à 15 ampères au moment de l'application de la charge, à savoir après 0,5 seconde.

Le flux augmente de zéro à une valeur maximale estimée à 0,7 et diminue à 0,1 seconde. Lors de l'application de la tension, le flux augmente pour atteindre 1,5 et diminue au moment de l'application de la charge, à savoir après 0,5 seconde.

Quant à la vitesse, elle est partie de zéro et a augmenté progressivement jusqu'à atteindre sa valeur maximale de 1800 tours par minute. Lors de l'application de la charge, au moment de son application après 0,5 seconde, la vitesse est tombée à 305 tours par minute en raison de la tension imposée à la machine.

IV.4 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons comparé une machine asynchrone avec une autre machine asynchrone à laquelle nous avons appliqué une charge, obtenant les résultats mentionnés ci-dessus, et nous les avons analysés.

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

Conclusion Générale

Ce projet de fin d'études visait à étudier la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect, en mettant l'accent sur la technique de modulation vectorielle (SVM). Le travail s'est articulé autour de plusieurs étapes clés.

Dans la première partie, nous avons établi un état de l'art et exposé les bases théoriques du convertisseur matriciel ainsi que ses différentes topologies. Cela nous a permis de comprendre les fondements et les enjeux de cette technologie.

La deuxième partie a été consacrée à la modélisation de l'association entre le convertisseur matriciel indirect et la machine asynchrone. Nous avons d'abord développé un modèle du convertisseur, puis élaboré un modèle mathématique de la machine asynchrone en vue de sa commande.

Le troisième chapitre a présenté la technique de commande du convertisseur matriciel indirect à travers la modulation vectorielle. Nous avons imposé les vecteurs spatiaux de la tension et du courant d'entrée à l'aide d'un ensemble limité de vecteurs d'états. Les simulations ont permis de visualiser la tension de sortie avec son spectre d'harmonique, le THD en fonction du taux de modulation (τ), et la caractéristique de réglage.

Les résultats obtenus ont démontré le bon fonctionnement du convertisseur matriciel indirect et ont permis d'analyser son comportement sous différents scénarios, mettant en lumière ses avantages et ses limites. Enfin, une étude théorique étendue de la commande vectorielle a été réalisée pour obtenir un modèle de contrôle réduit et découplé.

Les simulations ont confirmé les excellentes performances dynamiques en termes de vitesse et de couple, ainsi qu'une robustesse satisfaisante face aux incertitudes. En conclusion, ce travail a permis de valider l'efficacité de la commande vectorielle pour une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect, offrant ainsi des perspectives prometteuses pour des applications industrielles futures.

BIBLIOGRAPHIE

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] 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.
- [6] 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.
- [7] M. Matteini « Control Techniques For Matrix Converter Adjustable Speed Drives ». Thèse du doctorat, Université du Bologne, 2001.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] L. Empringham, P.W. Wheeler, J.C. Clare, « Bi-directional Switch Commutation for Matrix Converter », Proceedings of EPE'99, pp. 1-10, 1999.

- [13] 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.
- [14] J. Mahlein, M. Braun : « A Matrix Converter Without Diode Clamped Over-Voltage Protection », dans Proceeding IPEMC, vol.2, pp.817-822, Août 2000.
- [15] 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.
- [16] D.A. Paice : « Power Electronic Converter Harmonics: Multipulse Methods For Clean Power », IEEE Press, New york, 1995.
- [17] M .Y .Lee "Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology", Thèse De Doctorat, university of Nottingham, March 2009.
- [18] Kolar, J. W., et al. "Novel three-phase AC-DC-AC sparse matrix converter." Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE. Vol. 2. IEEE, 2002.
- [19] J. Chatelain "Machine électriques", tome I, Édition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8.
- [20] Gebreel, Abd Almula GM "Simulation and implementation of two-level and three-level in-verters by Matlab and RT-LAB. Diss". Thèse de doctorat. The Ohio State University., 2011.
- [21] Djafer Lalili. "MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux". Thèse de Doctorat, ENP, 2008.
- [22] Minari,Y. Shinohara,K. Ueda,R."PWM-rectifier/voltage-source inverter without DC link components for induction motor drive". IEE Proceedings-B, vol. 140, November 1993, pp. 363–368.
- [23] Yaichi, M. "Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) appliquée aux onduleurs multiniveaux." Magister in electrical engineering. Djillali Liabes University of Sidi-Bel-Abbes, Algeria (2006).
- [24] M. O. Mahmoudi " la commande de la machine asynchrone alimentée en tension", thèse doctorat à école nationale polytechnique, Alger ,1999.
- [25] M. Khafallah, "Contribution à la commande Vectorielle sans Capteur de la machine asynchrone", Thèse de doctorat d’état en génie électrique de l’université hassan IIMohammedia, 29 Juin 2007.
- [26] G. Buche "Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement temps réel Matlab/Simulink ", PFE d’Ingénieur C.N.A.M. Grenoble 2001.