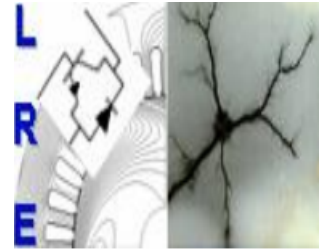


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'

Ingénieur d'état en Electrotechnique

**Commande d'une machine asynchrone alimentée par un
convertisseur matriciel indirect à trois niveaux**

BENYAHIA.Mohammed_YAKOUBI.Tarik

Sous la direction de

PR : MO.MAHMOUDI et PR : EM. Berkouk

Soutenu publiquement le 14/06/2017

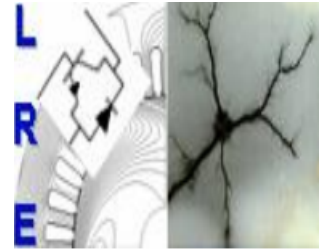
Membres du Jury

Président	Mr. T. ZEBBADJI	Docteur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mr. E.M. BERKOUK	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr. MO. MAHMOUDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mr. A. BEN ACHOUR	Doctorant	Ecole Nationale Polytechnique

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de projet de fin d'études pour l'obtention du diplôme d'

Ingénieur d'état en Electrotechnique

**Commande d'une machine asynchrone alimentée par un
convertisseur matriciel indirect à trois niveaux**

BENYAHIA.Mohammed_YAKOUBI.Tarik

Sous la direction de

PR : MO.MAHMOUDI et PR : EM. Berkouk

Soutenu publiquement le 14/06/2017

Membres du Jury

Président	Mr. T. ZEBBADJI	Docteur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mr. E.M. BERKOUK	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr. MO. MAHMOUDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mr. A. BEN ACHOUR	Doctorant	Ecole Nationale Polytechnique

ملخص :

يعتمد العمل المقدم في هذه الأطروحة على الدراسة التحليلية مع المحاكاة في برنامج *Matlab/Simulink* لتطبيق نوعين من استراتيجيات التحكم على محرك لاتزامني ثلاثي الاطوار تتم تغذيته من طرف محول مصفوفي غير مباشر ثلاثي الطبقات، لذلك نقوم بنمذجة المحرك الاتزامني والمحول المصفوفي. ومن أجل الحصول على القيمة و التردد المطلوبين يتم التحكم في المحول عن طريق تقنية تعديل الشعاع الفضائي. ثم قمنا بتطبيق تقنية الحقل الموجه باستعمال المعدلات (*PI* و *IP*) للجملة المتحكم فيها (محرك لاتزامني) . بعد ذلك قمنا بدراسة تقنية التحكم المباشر بالعزم (*DTC*) الموصولة بمحول مصفوفي يتم التحكم فيه عن طريق استراتيجية تعديل الشعاع الفضائي (*SVM*) و التي تضمن توفير تردد ثابت للمحول.

الكلمات المفتاحية : المحرك الاتزامني ثلاثي الاطوار، المحول المصفوفي غير المباشر ثلاثي الطبقات ، تقنية تعديل الشعاع الفضائي ، تقنية الحقل الموجه ، تقنية التحكم المباشر بالعزم.

Abstract :

The work presented in this paper consists of the analytical and simulation study of two control strategies applied to a three-phase asynchronous machine fed by a three-level indirect matrix converter, in a Matlab / Simulink environment. For it, we have modeled the asynchronous machine and the matrix converter. In order to obtain the desired amplitude and frequency, we controlled the converter by the vector modulation technique (SVM). Then we applied the rotor flux orientation control, using PI and IP regulators, to the system. Finally, we consider the direct torque control associated with a SVM-controlled matrix converter (DTC-SVM) which ensures a constant modulation frequency for the converter.

Keywords : Induction motor , three-level indirect matrix converter, the space vector modulation, the field oriented control, Direct torque control.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire consiste en l'étude analytique et par simulation dans un environnement Matlab /Simulink, de deux stratégies de commande appliqué à une machine asynchrone triphasé alimentée par un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux. Pour cela, nous avons modélisé la machine asynchrone et le convertisseur matriciel. Afin d'obtenir l'amplitude et la fréquence désirée, nous avons commandé le convertisseur par la technique de modulation vectorielle (SVM). Ensuite, nous avons appliqué la commande par orientation du flux rotorique, en utilisant des régulateurs PI et IP, au système à commander (moteur asynchrone). En dernier lieu, nous nous envisageons sur la commande directe du couple associée à un convertisseur matriciel commandé par SVM (DTC-SVM) qui assure une fréquence de modulation constante pour le convertisseur.

Mots-clés : Machine asynchrone, convertisseur matriciel indirect à trois niveaux, la stratégie de modulation vectorielle (SVM), commande vectorielle , commande directe du couple.

Remerciement

“Tout d’abord nous remercions ALLAH de nous avoir accordé toute la patience, le courage, la volonté et la motivation qui nous ont permis d’achever ce travail”

*“Nous tenons à remercier chaleureusement nos promoteurs : **Mr E.M. BERKOUK** et **Mr M.O. MAHMOUDI**, Professeurs à l’Ecole Nationale Polytechnique d’Alger, pour leurs précieuses directives, leurs fructueux conseils, leurs courtoisie si raffinée et leurs qualités humaines.”*

*“Nous remercions aussi vivement **Mr A. BEN ACHOUR** qui a consacré beaucoup de son temps pour nous aider et qui a considérablement facilité notre travail avec ses conseils.”*

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

“Enfin, nous tenons également à remercier tous les enseignants ayant contribué à notre formation et ce depuis le tronc commun jusqu’à la dernière année de graduation.”

Dédicace

" Je ne peux entamer ce travail sans exprimer ma plus profonde reconnaissance à l'âme de mon père, décédé trop tôt. Ainsi qu'à ma mère pour toute l'affection, l'éducation et la patience dont elle a fait preuve depuis ma naissance. "

" A mon frère Mohammed, ma sœur Amel et son mari et mes chères cousines Meriem et Manel pour leur soutien inconditionnel. "

" A tout mon aimable famille et tout spécialement ma grand mère qui a prié pour moi, mes oncles et mes tantes."

" A mon amie Manel pour son aide remarquable et le temps qu'elle a consacré pour mon mémoire."

" Je dédie ce travail également à mes amies en souvenir des moments agréables passés ensemble."

" Merci à tous,

YAKOUBI Tarik "

Dédicace

" Je dédie ce modeste travail à ceux qui m'ont donnés la vie, le symbole de tendresse, qui se sont sacrifiée pour mon bonheur et ma réussite, à mes parents. "

" A mes adorables sœurs surtout Chahira qui peut être fière de trouver ici le résultat de longues années de sacrifices, pour m'aider à avancer dans la vie, puisse dieu faire en sorte que ce travail porte son fruit, merci pour tout. "

" A mon unique frère Hamza, mon oncle Abd. errazak pour leur soutien inconditionnel. "

"A ma fiancée, qui m'a beaucoup aidée dans des moments difficiles."

"A tous mes amis, en souvenir des moments agréables passés ensemble."

"A tous ceux qui me sont chères."

"A tous ceux qui m'aiment."

"A tous ceux que j'aime."

" Merci à tous,

BENYAHIA Mohammed"

Table des matières

Liste des Figures

Liste des tableaux

Abreviations et symboles

Introduction Générale	12
1 Généralités sur les convertisseurs matriciels	14
1.1 Introduction	14
1.2 Variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/DC/AC avec stockage capacitif	15
1.3 Convertisseur AC/DC/AC sans stockage capacitive :	16
1.4 Différentes topologies de l'IMC3n	17
1.4.1 Convertisseur matriciel à trois-niveaux 'sparse'	17
1.4.2 Convertisseur matriciel à trois niveaux 'Very-sparse'	18
1.4.3 Convertisseur matriciel à trois niveaux 'Ultra-sparse'	18
1.4.4 Convertisseur matriciel à trois niveaux 'Inverting Sparse'	19
1.5 Interrupteurs bidirectionnels	19
1.6 Filtre d'entrée	20
1.6.1 Modélisation du filtre passe-bas L-C	21
1.7 Protection avec le circuit "Clamp"	23
1.8 Conclusion	24
2 Modélisation de la machine asynchrone	25
2.1 Introduction	25
2.2 Modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone	26
2.2.1 Description	26
2.2.2 Hypothèses simplificatrices	26
2.2.3 Les équations de la machine	27
2.3 Modèle de Park pour la machine asynchrone	28
2.3.1 Transformation de Park	28
2.3.2 Equations de la machine dans le repère de Park	30
2.3.3 Choix du référentiel	30
2.3.4 Modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant	31
2.3.5 Modèle de la machine exprimé dans le repère α - β lié au stator	33
2.4 Conclusion	34

3	Stratégie de commande SVM du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux	35
3.1	Introduction	35
3.2	Modélisation du convertisseur matriciel indirect IMC3n	36
3.2.1	Etage redresseur	37
3.2.2	Etage onduleur	38
3.3	SVM pour le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux	40
3.3.1	Modulation du vecteur spatial	40
3.3.2	Etage redresseur	40
3.3.3	Etage onduleur	44
3.3.4	Modulation complète de l'IMC3n	46
3.4	Résultats de simulation	46
3.4.1	Les caractéristiques de l'IMC3n commandé par le SVM	46
3.4.2	Etude des performances de l'association convertisseur matriciel -machine asynchrone	49
3.4.3	Etude des performances de l'association du filtre d'entrée	53
3.5	Conclusion	55
4	Commande vectorielle de la machine asynchrone	56
4.1	Introduction	56
4.2	Principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)	57
4.3	Mise en équation de la commande IRFOC	57
4.4	Découplage par compensation	59
4.5	Défluxage	60
4.6	Calcul des régulateurs	60
4.6.1	Boucles de régulations des courants	61
4.6.2	Boucle de régulation de la vitesse	62
4.7	Résultats de simulation	65
4.8	Conclusion	67
5	La commande DTC à fréquence de commutation constante	68
5.1	Introduction	68
5.2	Méthode de contrôle proposées 'DTC-SVM'	69
5.3	Commande 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI	69
5.3.1	Les estimateurs	69
5.3.2	Modèle en vue de commande	70
5.3.3	Contrôle du flux statorique	72
5.3.4	Contrôle du couple électromagnétique	72
5.3.5	Structure générale de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateur PI	73
5.4	Résultats de simulation	74
5.5	Conclusion	76
	Conclusion Générale	77
	Bibliographie	79
	Annexe	82

Table des figures

1.1	Conversion d'énergie entre la source et la charge	14
1.2	Topologie des variateurs de vitesse standards	15
1.3	Topologies développées du convertisseur traditionnelle	15
1.4	Topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveau(IMC3n)	16
1.5	Les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect multiniveau(IMC3n)	17
1.6	Convertisseur matriciel à trois niveau 'sparse'[13]	17
1.7	Convertisseur matriciel à trois niveaux 'Very-sparse'[13]	18
1.8	Convertisseur matriciel à trois niveaux 'Ultra-sparse'[13]	18
1.9	Convertisseur matriciel à trois niveaux 'Inverting Sparse'[13]	19
1.10	Caractéristique statique/dynamique d'un interrupteur idéale [16]	20
1.11	Configurations de commutateurs bidirectionnels : (a) émetteur commun, (c) transistor et diode en série (e)configuration antiparallèle RB-IGBT (b) collecteur commun, (d) transistor et diode en série, (f) transistors et diodes en antiparallèle [15]	20
1.12	Circuits des filtres passifs communément utilisés pour l'IMC3n [17]	21
1.13	Schéma équivalent par phase d'un filtre passe bas	21
1.14	Diagramme de Bode du filtre passe-bas	23
1.15	IMC3n avec un circuit clamp [6]	24
2.1	Représentation spatiale des enroulements de la MAS	26
2.2	Position des axes d-q par rapport aux axes de la machine	29
2.3	Modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant	31
2.4	Modèle de la machine dans le repère α - β lié au stator	33
3.1	Topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux	36
3.2	Interrupteur bidirectionnel équivalent	37
3.3	Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux [24]	39
3.4	Représentation de l'hexagone de commutation des courants.	41
3.5	Synthèse de vecteur courant de référence dans un secteur donnée	42
3.6	La forme de la tension intermédiaire V_{pn} en éliminant le vecteur nul	43
3.7	Les tensions de liaison DC, V_{po} et V_{on} , fourni par le redresseur	43
3.8	Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux [22].	44
3.9	Synthétisation du vecteur de tension de référence dans le secteur I.	45
3.10	Modèles de commutation de l'IMC3n [34]	46
3.11	Représentation de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique ($f_c = 10kHz$, $q = q_{max} = 0.867$)	47
3.12	Représentations de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique	48

3.13	Caractéristiques de réglage et THD en fonction de q	48
3.14	L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s = 50Hz, f_c = 10kHz$)	51
3.15	L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s = 50Hz, f_c = 1kHz$)	52
3.16	Courant du réseau avant l'ajout de filtre et son spectre d'harmonique	53
3.17	Courant d'entrée du convertisseur filtré	53
3.18	Courant d'entrée filtré et tension du réseau avec une amplitude réduite $V_m' = V_m/30$	54
3.19	Courant d'entrée filtré et non filtré	54
4.1	Représentation de l'orientation du flux rotorique dans le repère d-q	57
4.2	Les nouvelles commandes obtenues	59
4.3	Reconstitution des tensions V_{sd}, V_{sq}	59
4.4	Schéma global de la commande vectorielle [35]	60
4.5	Boucle de régulation du courant i_{sd}	61
4.6	Boucle de régulation du courant i_{sq}	62
4.7	Boucle de régulation de vitesse	62
4.8	Diagramme bloc du régulateur IP	63
4.9	La réponse de la vitesse dans le cas du régulateur PI et le cas du IP	64
4.10	Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par l'IMC3n	66
5.1	Représentation vectorielle de la stratégie de l'orientation de flux statorique	70
5.2	Schéma bloc simplifié de la machine asynchrone dans le repère (x,y) [43]	71
5.3	Boucles de contrôle avec deux régulateurs PI et le schéma simplifié du MAS [43]	71
5.4	Schéma bloc de la régulation du flux statorique	72
5.5	Schéma bloc de la régulation du couple électromagnétique [43]	73
5.6	Schéma de la commande 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI	73
5.7	Les résultats de simulation de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI	75

Liste des tableaux

1.1 Comparaison entre les différentes topologies du CM.	19
3.1 Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur.	41
3.2 Les rapports cycliques pour V_{ref} dans le secteur I	45

Abreviations et symboles

S,R : Indices respectifs du stator et du rotor.

as , bs , cs : Indices correspondants aux trois phases statoriques.

ar , br , cr : Indices correspondants aux trois phases rotoriques.

d , q : Axes correspondants au référentiel de P.

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.

d, q : Axes correspondants au référentiel de PARK.

ϕ_s , ϕ_r : Flux statoriques, rotoriques.

ϕ_{dr} : Flux rotorique suivant l'axe d.

ϕ_{qr} : Flux rotorique suivant l'axe q.

T_r : Constante de temps rotorique.

Γ_e : Couple électromagnétique.

J : Moment d'inertie.

K_f : Coefficient de frottement.

Γ_r : Couple résistant.

ω_s , ω_r : Pulsations électriques statoriques et rotoriques.

Ω : Vitesse mécanique du rotor

$V'_{NN'}$: Tension entre le neutre du réseau et le neutre de la machine asynchrone.

U_a , U_b et U_c : Tensions des phases a, b et c par rapport au neutre N du réseau.

U_x , U_y et U_z : Tensions des phases X, Y et Z par rapport au neutre N du réseau

V_x , V_y et V_z : Tensions simples des phases X, Y et Z par rapport au neutre N' de la charge triphasé.

I_x , I_y et I_z : Courants des phases X, Y et Z.

I_a , I_b et I_c : Courants des phases a, b et c.

N : Neutre du réseau.

$[F_{ond}]$: La matrice de transfert de l'onduleur.

$[F_{red}]$: La matrice de transfert du redresseur.

V_{dc} : Tension du bus continu.

I_{dc} : Courant du bus continu.

γ , δ : Indices des vecteurs adjacents au vecteur du courant de référence.

d_j : Rapport cyclique du vecteur I_{in} , $j = (\gamma , \delta)$

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

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

AC/AC : Alternative/Alternative.

MC : Convertisseur matriciel.

IMC : Convertisseur matriciel indirect.

SMC3n : Convertisseur matriciel Sparse à trois niveaux.

USMC3n : Convertisseur matriciel Ultra-Sparse à trois niveaux.

VSMC3n : Convertisseur matriciel Very-Sparse à trois niveaux.

ILMC3n : Convertisseur matriciel indirect a étage inverseur à trois niveaux.

SVM : Modulation de largeur d'impulsion vectorielle.

IGBT : Transistor bipolaire a grille isolé.

Introduction générale

La machine asynchrone est de conception simple, robuste avec l'infériorité de son coût à l'achat et à l'entretien, ainsi qu'elle supporte de fortes surcharges (i.e, ce qui permet d'aller jusqu'à cinq à sept fois son couple nominal). En plus de pouvoir fonctionner dans des milieux critiques (poussière...etc), elle est disponible sur une large gamme de puissance.

La commande d'une machine asynchrone est plus complexe que celle de la machine à courant continu en raison du fait que le flux magnétisant et le couple sont des grandeurs fortement couplées.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance, de commande et d'informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable a connu ces dernières années un essor considérable. Ainsi, sont apparus des entraînements à base des machines asynchrones aussi performants que ceux avec des machines à courant continu, tout en bénéficiant de leurs avantages (robustesse, faible coût...etc). Cet avantage a joué en faveur de la MAS, car actuellement, elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, elle consiste à contrôler le flux statorique par celui du rapport de la tension d'alimentation sur la fréquence (V/f constant), elle est très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupé une grande partie des applications industrielles à vitesses variables très peu exigeantes en performances dynamiques. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

Une nouvelle stratégie de commande qui assurerait un découplage des moteurs asynchrones et à une souplesse de réglage analogue à celle des entraînements à courant continu est apparue, dite la commande vectorielle à flux orienté (FOC). Il est imposé comme la norme d'avenir dans le domaine des entraînements à courant alternatif, en raison de sa simplicité de mise en œuvre bien qu'elle présente un certain nombre de problèmes (sensibilité aux variations paramétriques ...etc).

Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se paye chère. Ce qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performantes et moins coûteuses, ces efforts ont été récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (DTC), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente.

Les performances de la commande vectorielle et la commande directe du couple (DTC), appliquées au moteur asynchrone dépendent en grande partie des caractéristiques du convertisseur qui lui est associé. Bien que la conversion indirecte de fréquence en utilisant une cascade – Filtre-Redresseur -Onduleur soit une technique bien établie et le plus commun au niveau industriel.

Le développement de l'électronique de puissance et les semi-conducteurs ont permis de remplacer ces convertisseurs conventionnels à circuits intermédiaires continus par des convertisseurs réalisant la conversion indirecte AC-DC-AC sans élément de stockage nommé le convertisseur matriciel.

Le convertisseur matriciel a été proposé en 1976 par Gyugyi - Pelly. Il possède une haute densité de puissance, une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité puisque aucun condensateur de stockage n'est a priori nécessaire. Le volume ainsi que le coût des dispositifs nécessaires du convertisseur sont réduits, il est ainsi possible d'augmenter considérablement la

durée de vie. L'inconvénient majeur de ce type de convertisseur est d'une part la tension de sortie est limitée à 86.7% de la tension d'entrée, qui est réduite par rapport aux structures classiques, d'autre part sa complexité de commande, ainsi que son implémentation et sa réalisation difficile.

A l'exception d'usage du filtre d'entrée, un circuit de protection peut être intégré afin de protéger la structure contre les surtensions.

On présente dans ce travail un nouveau type de convertisseur. Il s'agit du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux commandé par la stratégie de commande MLI vectorielle (SVM), dont l'objectif est d'effectuer un développement complet d'une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC) et une nouvelle stratégie de la commande DTC nommée DTC-SVM d'une machine asynchrone. Avec une tentative d'amélioration de ces commandes grâce à ce convertisseur matriciel à trois niveaux.

Au premier chapitre, nous présentons tout d'abord la solution classique AC/DC/AC. Ensuite un état de l'art sur le convertisseur matriciel, particulièrement le convertisseur matriciel à trois niveaux (IMC3n). On examine le fonctionnement de base de cette structure ainsi que ses différentes topologies. Une modélisation du filtre d'entrée est effectuée avant de citer un circuit de protections contre les défauts de commutation.

Au deuxième chapitre la modélisation de la machine asynchrone est effectuée. Nous établirons un modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant dédié à la commande vectorielle, et un autre modèle dans le repère α - β lié au stator sera dédié à la commande DTC.

Le troisième chapitre est consacré tout d'abord à la modélisation de l'IMC3n, ensuite un algorithme de commande SVM est exposé et analysé. De plus, pour l'étude de performance de la commande, nous allons simuler l'association du filtre-IMC3n-MAS.

Le quatrième chapitre présente l'étude de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur la machine asynchrone alimentée par l'IMC3n, ensuite nous allons présenter les résultats de simulation et les interprétations de cette commande .

Dans le dernier chapitre, nous développerons le principe de la commande DTC, avant d'exposer une nouvelle stratégie de la commande DTC dont l'objectif est de minimiser les ondulations du couple et de maîtriser la fréquence de commutation de convertisseur. Nous présenterons les résultats de simulation de cette stratégie nommée DTC-SVM tout en montrant les avantages et les inconvénients de cette structure.

Chapitre 1

Généralités sur les convertisseurs matriciels

1.1 Introduction

L'électronique de puissance est une technologie qui facilite la conversion de l'énergie électrique entre la source et la charge, comme représenté sur figure 1.1. Le processus de conversion commence lorsque le contrôleur qui est un circuit électronique numérique de faible puissance, exploite les dispositifs de commutation dans le convertisseur selon une stratégie qui est spécifiquement dérivée pour contrôler les caractéristiques de stabilité et de réponse de système.

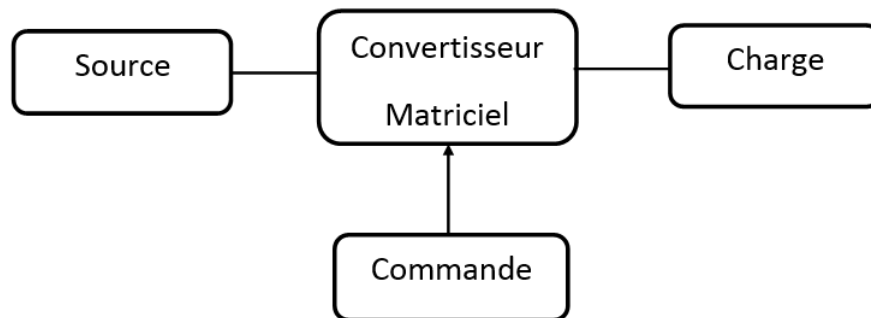


FIGURE 1.1: Conversion d'énergie entre la source et la charge

En effet, les convertisseurs statiques de fréquence permettent de convertir le réseau triphasé à fréquence constante (50Hz) en un autre système triphasé à fréquence et tension variables. Ainsi que de délivrer une fréquence fixe au réseau à partir d'un entraînement à vitesse variable (sens de production de l'énergie électrique). Parmi les convertisseurs de fréquence les plus connus, on trouve les convertisseurs directs (AC/AC) et les convertisseurs indirects, qui assurent une conversion alternatif-continu suivie d'une conversion continu-alternatif (AC/DC/AC), ces derniers sont l'objet de ce chapitre.

Pour obtenir un fonctionnement complet fiable et stable du système et une densité de puissance plus élevée, un filtre passe bas d'entrée est modélisé, et on propose aussi une protection contre les surtensions et les surintensités.

1.2 Variateurs de vitesse à base de convertisseur AC/DC/AC avec stockage capacitif

La topologie du circuit de variateur de vitesse standard est représentée sur la figure 1.2, il est composé d'un redresseur à diodes non commandés à l'entrée, très robuste et peu coûteux, qui alimente le circuit intermédiaire à tension continue constante. Au circuit intermédiaire, un condensateur permet de lisser la tension continue redressée [1]. De plus, il sert de condensateur-tampon et prend en charge les variations rapides du courant dans le circuit intermédiaire. Cet étage intermédiaire continu est connecté à un onduleur de tension triphasée commandable [2].

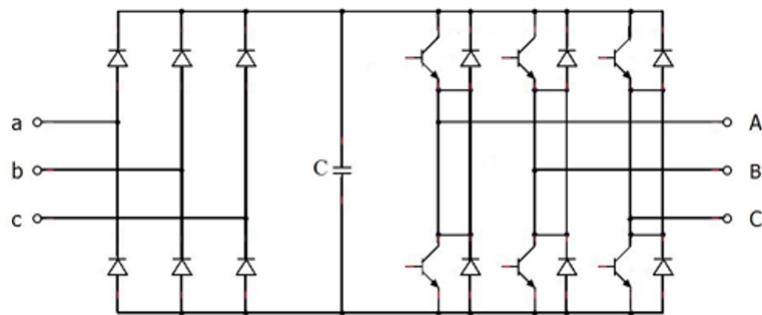
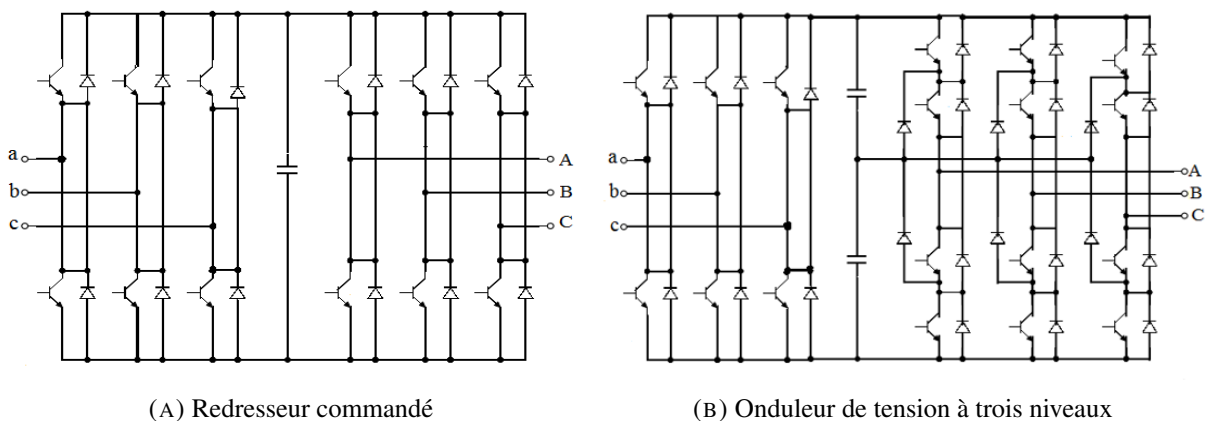


FIGURE 1.2: Topologie des variateurs de vitesse standards

Les courants côté alimentation (a, b et c) sont fortement déformés[3]. Une solution conventionnelle de ce problème causé par les ponts de diodes est d'utiliser un pont IGBT, qui est présenté dans la figure 1.3(A). Le condensateur de liaison DC sépare les ponts d'alimentation et de charge, ce qui rend possible leur contrôle séparé. Ainsi, il peut compenser la puissance réactive dans l'alimentation [4,5], et donc de réduire fortement la taille des éléments du filtre d'entrée. Cette solution rend le convertisseur réversible en puissance.

Une autre solution d'atténuation conventionnelle pour les tensions en mode commun est d'augmenter le nombre des niveaux de tension, cela conduit à des tensions de sortie plus lisses [6,7]. Un convertisseur de source de tension à trois niveaux est présenté dans la figure 1.3(B).



(A) Redresseur commandé

(B) Onduleur de tension à trois niveaux

FIGURE 1.3: Topologies développées du convertisseur traditionnelle

L'inconvénient majeur des convertisseurs AC-DC-AC traditionnels est l'utilisation des condensateurs de stockage, qui souvent dans des conditions hostiles sont susceptibles de défaillances dangereuses, et elles sont non seulement augmentées la taille, le coût et le poids du système, mais provoque également une dégradation de la fiabilité, et réduisant sa durée de vie donc augmentant les problèmes de maintenance [8]. Ils ont conduit à une recherche plus poussée dans des topologies alternatives sans élément du stockage, étant le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux [6].

1.3 Convertisseur AC/DC/AC sans stockage capacitive :

En général, le convertisseur matriciel à trois niveaux (IMC3n) de la figure 1.4 est composé d'un redresseur commandé en courant côté entrée et d'un onduleur commandé en tension côté sortie, qui sont reliés directement par l'intermédiaire d'une liaison DC fictive.

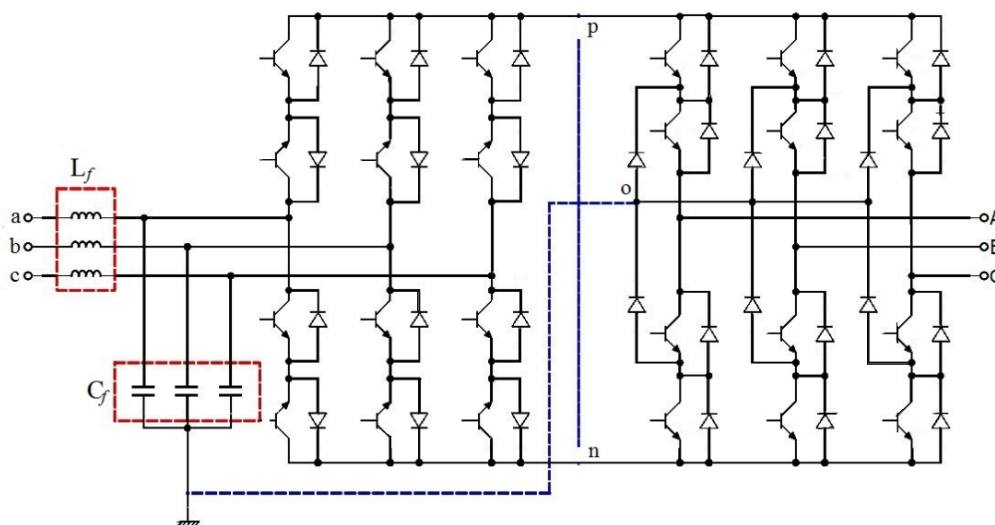


FIGURE 1.4: Topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveau(IMC3n)

Cette structure présente les avantages suivants :

- La forme d'onde presque sinusoïdale, avec seulement des harmoniques d'ordre élevé dans le courant d'entrée et la tension de sortie [9,10];
- Les interrupteurs commutent à courant nul ;
- Elle possède une large gamme de fréquence de sortie [6];
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande, et celle de sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge [10].

En conséquence, il existe un intérêt considérable pour l'application de ces convertisseurs pour la réalisation d'entraînements à vitesse variable, mais jusqu'à présent, ce convertisseur matriciel ne quitte pas les laboratoires de recherche pour s'imposer dans le milieu industriel [11].

Ce convertisseur a l'inconvénient de limiter le rapport de tension maximale à 86.867 % pour un signal sinusoïdal et exiger plus de semi-conducteurs par rapport au convertisseur traditionnel.

1.4 Différentes topologies de l'IMC3n

La figure 1.5 présente les différentes topologies de l'IMC3n, dans laquelle le redresseur du convertisseur matriciel introduit par J.W Kolar [12] peut être réalisé par plusieurs façons.

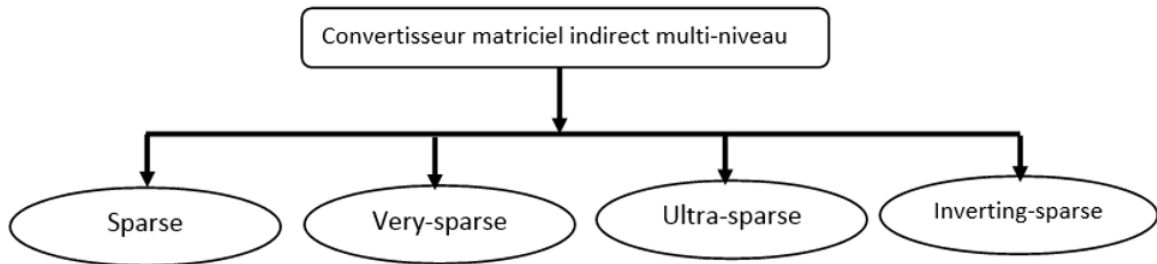


FIGURE 1.5: Les différentes topologies du convertisseur matriciel indirect multiniveau(IMC3n)

La première topologie présentée dans la figure 1.4, dont le redresseur est composé de six interrupteurs quatre segments. Cette topologie génère moins de pertes par conduction par rapport aux topologies suivantes.

Dans la possibilité de réduire le nombre de commutateurs à semi-conducteurs nécessaires pour l'IMC3n, les topologies présentées par la suite sont construites avec un nombre réduit de dispositifs de commutation. Ce qui leur permet d'être construits à coût réduit [6].

1.4.1 Convertisseur matriciel à trois-niveaux 'sparse'

La topologie SMC3n présentée dans la figure 1.6 fournit une fonctionnalité identique à celle de l'IMC3n, avec la suppression d'un interrupteur IGBT par bras, d'où l'option d'utiliser un schéma de commutation de courant I_{red} à zéro amélioré, ce qui offre une plus faible complexité de contrôle et une plus grande sécurité et fiabilité. Les pertes par conduction de cette topologie seront par conséquent plus importantes que celles générées par le redresseur de la solution IMC3n [13].

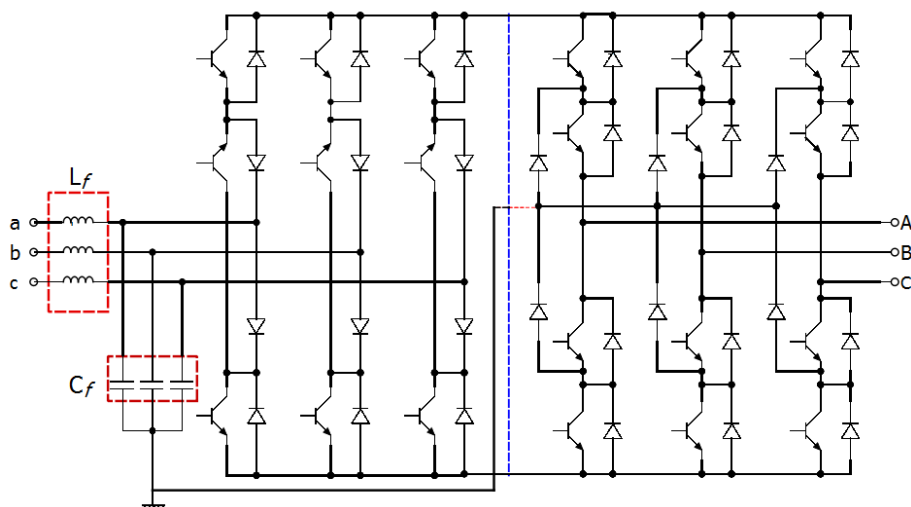


FIGURE 1.6: Convertisseur matriciel à trois niveau 'sparse'[13]

1.4.2 Convertisseur matriciel à trois niveaux ‘Very-sparse’

Les caractéristiques de cette topologie (VSMC3n) sont présentées dans la figure 1.7, elle est composée de 18 transistors, 42 diodes. Elle présente une fonctionnalité identique par rapport au IMC3n et SMC3n. Les pertes de conduction sont plus élevées en raison du nombre augmenté des diodes dans les chemins de conduction [13].

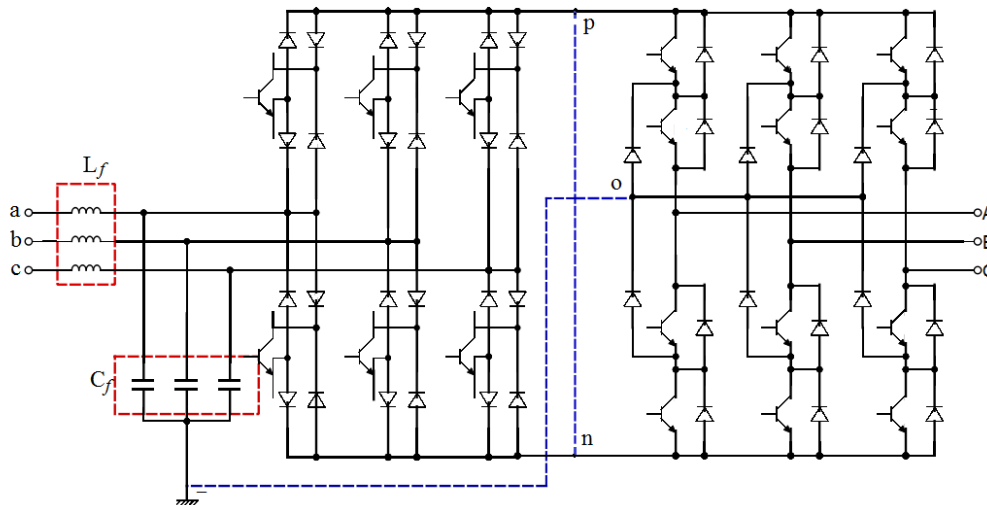


FIGURE 1.7: Convertisseur matriciel à trois niveaux ‘Very-sparse’[13]

1.4.3 Convertisseur matriciel à trois niveaux ‘Ultra-sparse’

Cette topologie (USMC3n) est composée de 15 transistors, 31 diodes (figure 1.8). Elle requiert la conduction de deux diodes et d’un transistor par bras. La limitation significative de cette topologie de convertisseur par rapport au SMC3n est la restriction de son déplacement de phase maximale entre la tension côté charge et le courant d’entrée. La raison est que l’étage d’entrée de ce convertisseur est unidirectionnel et produit des pertes par conduction similaire à celle qui sont générées par le redresseur de la topologie ‘very-sparse’ [13].

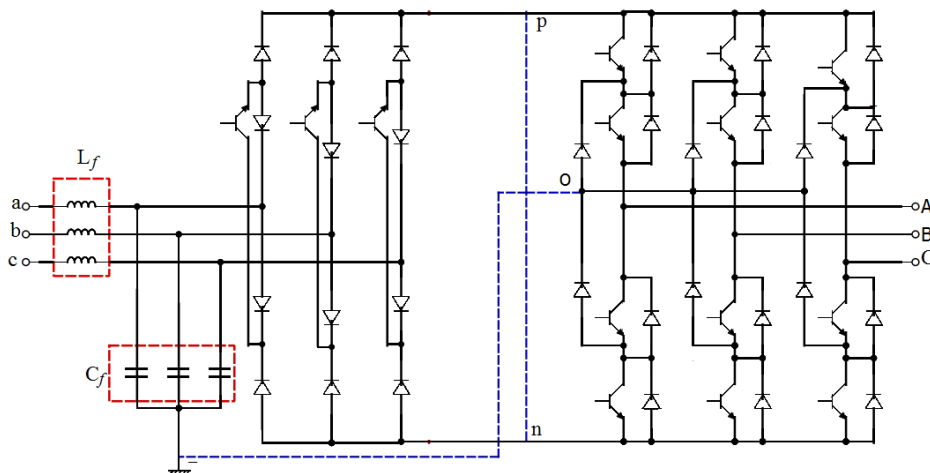


FIGURE 1.8: Convertisseur matriciel à trois niveaux ‘Ultra-sparse’[13]

1.4.4 Convertisseur matriciel à trois niveaux ‘Inverting Sparse’

La topologie nommée convertisseur matriciel à étage inverseur (ISMC3n) présentée sur la figure 1.9 possède un redresseur unidirectionnel en courants mis en cascade avec un second étage d’inversion. Il a le même nombre d’interrupteurs que la topologie (SMC3n), seulement qu’il engendre des pertes par commutation supplémentaires et une stratégie de commande plus complexe.

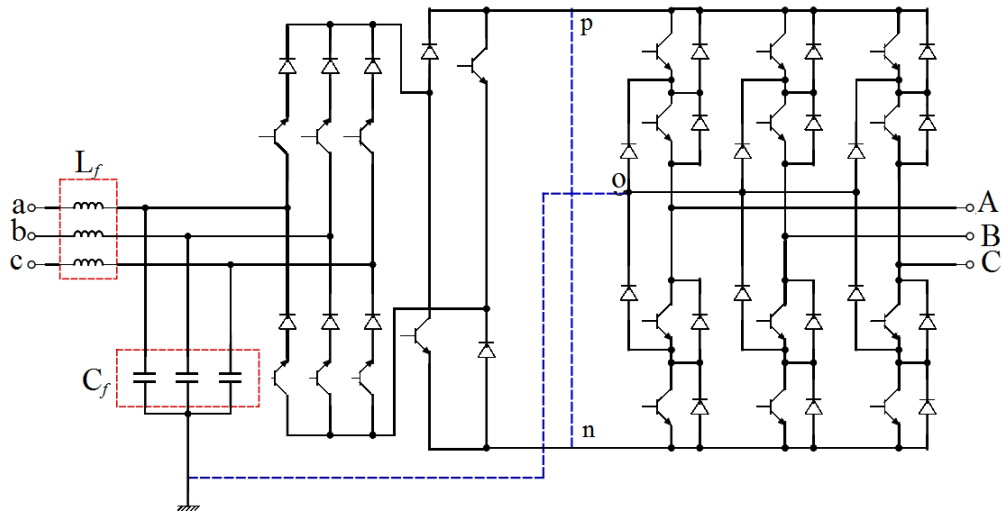


FIGURE 1.9: Convertisseur matriciel à trois niveaux ‘Inverting Sparse’ [13]

Le tableau récapitulatif ci-dessous cite le nombre d’interrupteurs utilisés pour chaque topologie et leurs avantages et inconvénients.

Tableau 1.1 : Comparaison entre les différentes topologies de convertisseur IMC3n [13]

Topologie	Facilité de commande	Pertes par conduction	bidirectionnalité en puissance	Nombre de transistor (IGBT)	Nombre de diode
IMC3n	Difficile	Très basse	oui	24	30
SMC3n	Simple	basse	oui	21	30
VSMC3n	Facile	Elevée	oui	18	42
USMC3n	Facile	Elevée	non	15	31
ISMC3n	Complexe	Très élevée	oui	20	26

1.5 Interrupteurs bidirectionnels

Les interrupteurs bidirectionnels sont créés par l’association de plusieurs éléments discrets, unidirectionnels en tension et en courant. Cette section décrit les assemblages possibles pour reproduire le comportement des interrupteurs quatre quadrants à partir d’éléments de base classiquement utilisés en électronique de puissance (transistor, l’IGBT, diode). La caractéristique statique/dynamique d’un interrupteur idéale est représentée à la figure 1.10 [14,15].

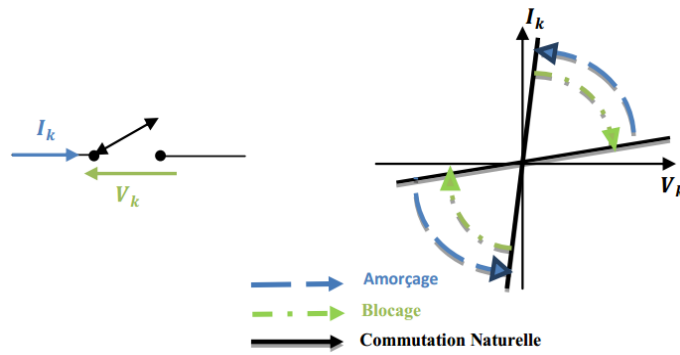


FIGURE 1.10: Caractéristique statique/dynamique d'un interrupteur idéale [16]

Interrupteurs quatre segments

Le redresseur du convertisseur matriciel utilise des interrupteurs quatre segments commandables aussi bien à l'amorçage qu'au blocage avec la capacité à bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quel que soit son signe. Pour obtenir cette réversibilité, il faut associer des composants élémentaires (diodes, IGBT, ...), comme le montre la figure 1.11(a,b,c,d)

Interrupteurs trois segments

Les interrupteurs utilisés dans l'onduleur sont à trois segments, bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension, la première topologie est réalisée en utilisant deux IGBT figure 1.11(e), la deuxième topologie comporte un transistor connecté en antiparallèle à une diode fig 1.11(f).

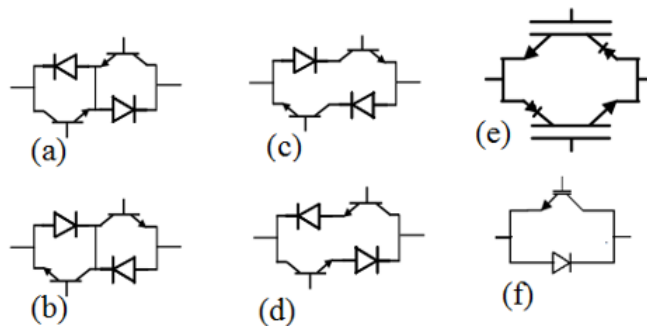


FIGURE 1.11: Configurations de commutateurs bidirectionnels :

- (a) émetteur commun, (c) transistor et diode en série (e) configuration antiparallèle RB-IGBT
- (b) collecteur commun, (d) transistor et diode en série, (f) transistors et diodes en antiparallèle [15]

1.6 Filtre d'entrée

Les convertisseurs matriciels lorsqu'ils fonctionnent à partir d'un système d'alimentation en courant alternatif génèrent des harmoniques de courant. Ces harmoniques entraînent des distorsions de tension qui affectent le système de courant alternatif global. La principale méthode de réduction de ces harmoniques consiste à fournir des filtres d'entrée à l'aide d'éléments de stockage réactifs, cependant, les spectres de fréquences des formes d'onde d'entrée peuvent être déplacés vers une fréquence plus élevée. Ceci réduit sensiblement la taille des composants de filtre [15,17].

Différents types de filtre peuvent être utilisés pour découpler le réseau de l'IMC3n, illustrés à la figure 1.12. Le choix généralement préféré pour le convertisseur matriciel serait un filtre passe-bas L-C de deuxième ordre en raison de sa simplicité et du nombre minimum de composants requis.

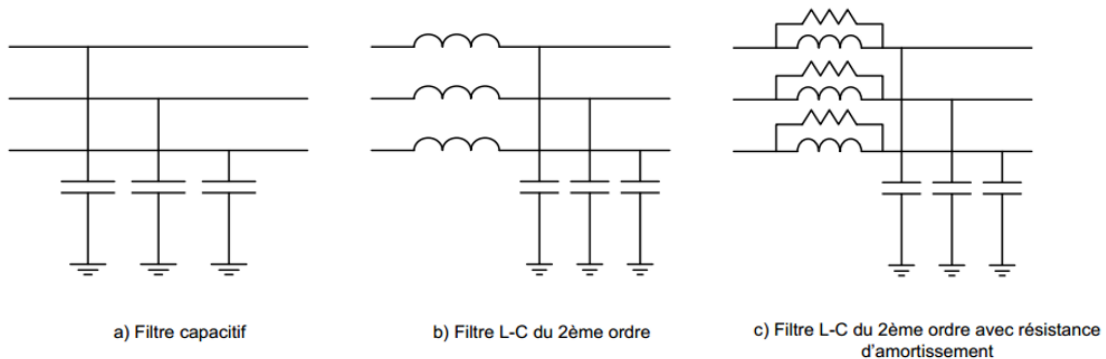


FIGURE 1.12: Circuits des filtres passifs communément utilisés pour l'IMC3n [17]

1.6.1 Modélisation du filtre passe-bas L-C

La conception du filtre d'entrée est très simple, on aura besoin de éléments L et C en évitant l'utilisation des résistances ohmiques afin de minimiser les pertes du filtre. Des inductances sont montées en série du côté du réseau d'alimentation pour lisser le courant, et des condensateurs tampons sont montés en étoile avec point milieu connecté au point 'O' fictif, car ceci réduit leurs contraintes de tension par rapport au montage triangle. Pour modéliser le filtre d'entrée du convertisseur matriciel, en considérant le schéma équivalent monophasé donné dans la figure 1.13 suivante :

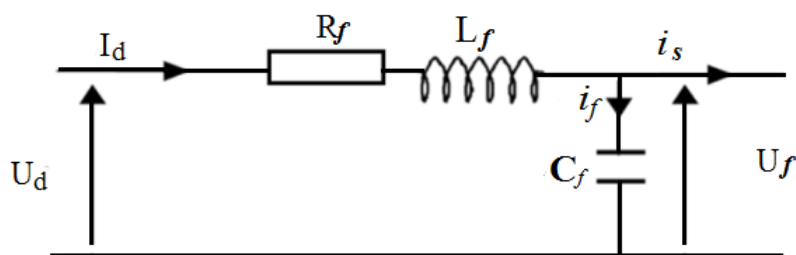


FIGURE 1.13: Schéma équivalent par phase d'un filtre passe bas

Tels que :

- R_f : La résistance interne de l'inductance L_f ;
- I_d : Le courant circule dans la ligne d'alimentation ;
- i_s : Le courant absorbé par le convertisseur matriciel indirect.

Le filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_d = R_f I_d + L_f \frac{d}{dt} I_d + U_f \\ \frac{d}{dt} U_f = \frac{1}{C_f} (I_d - i_s) \end{cases} \quad (1.1)$$

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

$$F_s = \frac{U_f}{U_d} = \frac{\frac{1}{C_f L_f}}{s^2 + \frac{R_f}{L_f} s + \frac{1}{C_f L_f}}. \quad (1.2)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de résonance f_0 et un facteur de qualité Q et une fréquence de coupure f_c , qui sont donnés par :

$$\begin{cases} f_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{C_f L_f}} \\ Q = \frac{1}{R_f} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \\ f_c = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \frac{1}{\sqrt{C_f L_f}} \end{cases} \quad (1.3)$$

La première étape dans la conception d'un filtre est d'identifier la position et l'amplitude des harmoniques à atténuer. Le dispositif de filtrage doit également respecter les critères suivants [16,17] :

- La fréquence de coupure de ce dispositif est comprise entre la fréquence du réseau d'entrée et la fréquence des premières harmoniques importantes en termes d'amplitude, elle doit avoir une bonne atténuation tout en raison avec le volume de filtre, puisque plus cette fréquence de coupure est basse, plus le volume s'agrandit et le coût s'élève ;
- La chute de tension produite par la résistance interne R_f de l'inductance L_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 ;
- Le facteur de puissance à l'entrée ne doit pas être trop petit, c'est-à-dire le déphasage entre les ondes fondamentales de la tension et du courant du réseau causé par le filtre doit être limité à la puissance nominale. Cette contrainte permet de limiter la puissance réactive consommée par le variateur ;
- Permettre un fonctionnement stable du système, tout en élimine les influences néfastes des impulsions de courant prélevées à l'entrée de l'IMC3n sur la tension d'alimentation.

D'après [17], nous avons déduit l'équation (1.4) définie ci-dessous pour le dimensionnement de ce filtre en prend compte les critères précédemment cités :

$$\begin{cases} L_f = \frac{3U_f}{2\omega_0 P_e} \\ C_f = \frac{2P_e}{3\omega_0 U_f} \\ R_f = \frac{1}{Q} \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \end{cases} \quad (1.4)$$

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

Les valeurs de R_f , C_f et L_f sont présentées dans l'annexe. La réponse fréquentielle de ce filtre est représentée par le diagramme de Bode à la figure 1.14.

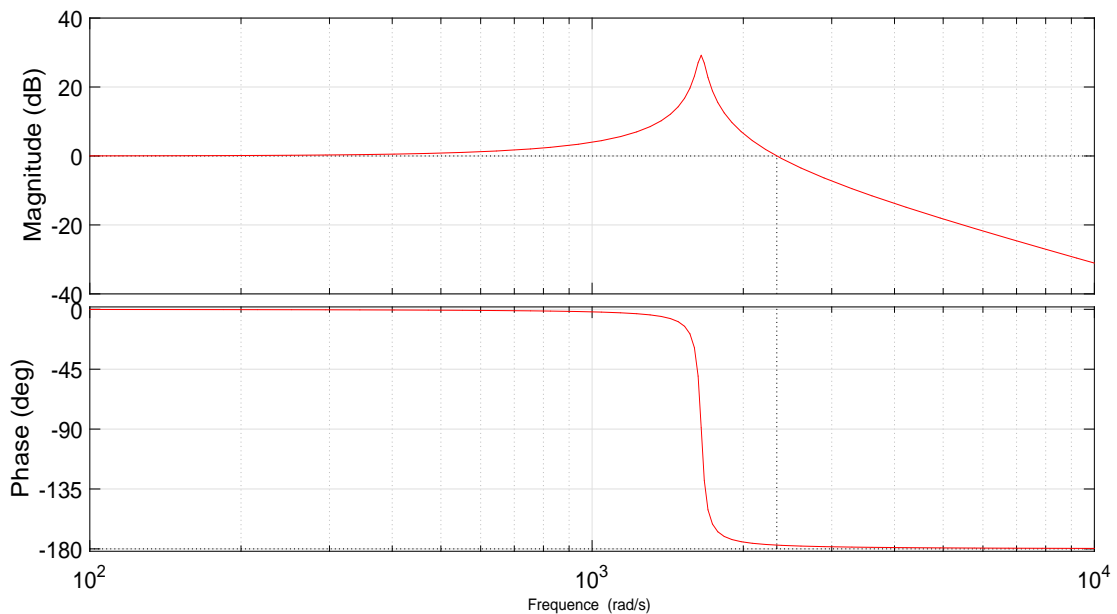


FIGURE 1.14: Diagramme de Bode du filtre passe-bas

1.7 Protection avec le circuit “Clamp”

Le convertisseur matriciel doit être protégée contre les surintensités et les surtensions qui pourraient être destructrices pour les éléments semi-conducteurs. Cependant, les défaillances de commutation sont encore possibles en raison d'une interférence électromagnétique, d'une panne de courant,...etc. En outre, les problèmes de commutation peuvent réduire le chemin de courant de sortie dans certaines situations, ce qui entraîne une surtension due à des inductances de fuite [2], il conduit à la nécessité d'un circuit de protection efficace et robuste fournissant un stockage d'énergie et empêchant la surtension dans les cas d'erreur [6,14].

Le circuit clamp est un circuit de protection qui limite le niveau de surtension du côté alimentation ou du côté charge du convertisseur pour assurer le bon fonctionnement du convertisseur matriciel [18]. Il est composé d'un condensateur connecté à tous les potentiels d'entrée et de sortie, et une résistance connectée en parallèle (figure 1.15).

Lors d'une surtension, le pont diode fournit des chemins pour le courant qui charge le condensateur C_c de ce circuit de protection. La résistance dissipe l'énergie stockée dans le condensateur afin de maintenir un niveau de tension de sécurité.

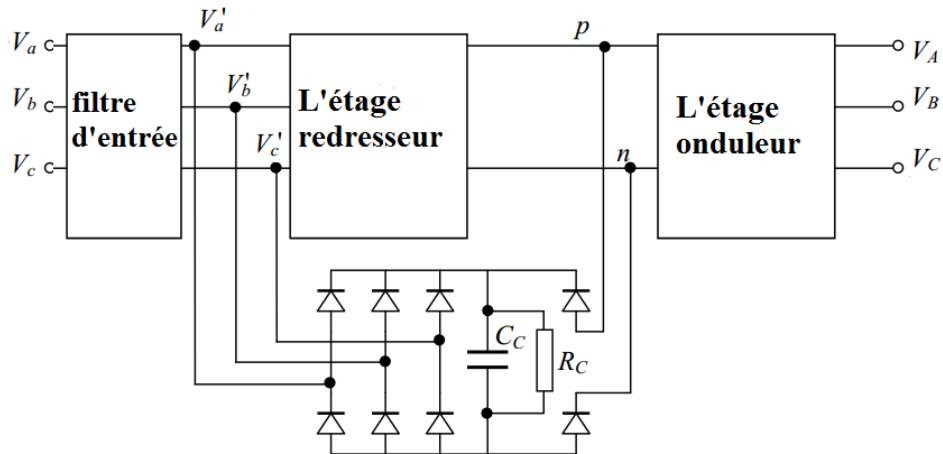


FIGURE 1.15: IMC3n avec un circuit clamp [6]

Le circuit clamp offre un chemin de roue libre pour décharger l'inductance de la charge en évitant ainsi les surtensions pouvant être générées par l'ouverture d'un circuit inductif. Comme le niveau de tension positif est appliqué à la borne p et le niveau de tension négative à la borne n de la liaison DC, seules deux diodes de récupération sont nécessaires pour connecter la liaison DC au condensateur de circuit clamp.

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre d'introduction, nous avons principalement présenté :

- Les topologies des convertisseurs classiques AC/DC/AC et leurs inconvénients, les topologies du convertisseur IMC3n et ses avantages et inconvénients, avec une étude comparative en termes de rendement et de complexité de la commande entre ses différentes topologies ;
- Des interrupteurs de semi-conducteurs nécessaires au bon fonctionnement de convertisseur IMC3n ;
- Le filtre passe-bas pour filter les courants d'entrée et le circuit de protection "clamp" pour protéger les commutateurs du convertisseur IMC3n contre les défauts de commutation.

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone

2.1 Introduction

La machine asynchrone est très utilisable comme moteur parce qu'il est le plus répandu pour obtenir la puissance mécanique à partir de réseau alternatif.

La modélisation des machines électriques s'avère nécessaire pour toute étude théorique de la machine en vue de simulation ou de commande. Dans le cadre de ce travail, nous sommes intéressés aux modèles qui permettent de simuler son fonctionnement en régime transitoire.

Ce chapitre sera dédié à la modélisation de la machine asynchrone mathématiquement par un modèle simple sous forme des équations différentielles (électriques, magnétiques, et mécaniques), basé sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices qui permet d'avoir une réponse proche de la réponse réelle de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone est d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation. Ensuite, nous établirons via la transformée de Park, un modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant dédié à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Un autre modèle dans le repère α - β lié au stator sera élaboré pour la commande directe du couple. Cette partie est très importante, car c'est à partir de ces modèles que l'on va développer nos stratégies des commandes en vue de les simuler.

2.2 Modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone

2.2.1 Description

Comme montre la figure 2.1, le stator de la machine est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de 120 degrés, les mêmes propos s'appliquent au rotor qu'il soit bobiné ou à cage d'écureuil. Toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit sur elle-même.

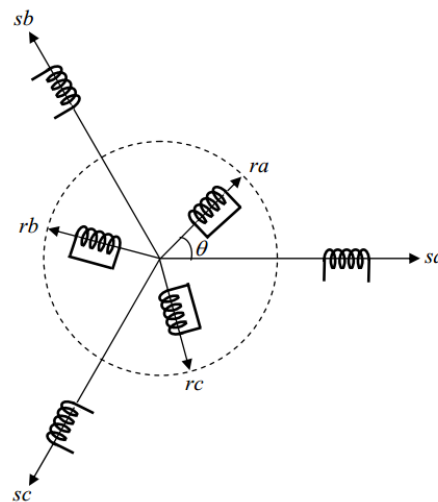


FIGURE 2.1: Représentation spatiale des enroulements de la MAS

Avec : S_a, S_b, S_c représentent les phases statoriques et R_a, R_b, R_c représentent les phases rotoriques, et θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase 'a' statorique et l'axe de la phase 'a' rotorique.

2.2.2 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone, on effectue les hypothèses simplificatrices suivantes [19,20] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme en négligeant l'effet de l'encochage ;
- L'hystérésis, l'effet de peau et les courants de Foucault, sont négligeables ;
- La saturation magnétique est négligeable, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants ;
- Les résistances des enroulements sont indépendantes de la température ;
- La constance des inductances propres et des résistances statorique et rotorique ;
- La loi de variation des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques est sinusoïdale.

2.2.3 Les équations de la machine

D'après la figure 2.1, on peut écrire sous forme matricielle les équations des tensions des trois phases statorique, et rotorique suivantes :

$$\begin{cases} [V_{abc,s}] = [R_s] \cdot [I_{abc,s}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{abc,s}] \\ [V_{abc,r}] = [R_r] \cdot [I_{abc,r}] + \frac{d}{dt} \cdot [\phi_{abc,r}] \end{cases} \quad (2.1)$$

Les grandeurs $[V_{abc,s}], [I_{abc,s}], [\phi_{abc,s}]$, sont des vecteurs de dimension 3×1 du stator défini comme suit :

$$[V_{abc,s}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} ; [I_{abc,s}] = \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} ; [\phi_{abc,s}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}$$

Celles du rotor sont :

$$[V_{abc,r}] = \begin{bmatrix} V_{ra} = 0 \\ V_{rb} = 0 \\ V_{rc} = 0 \end{bmatrix} ; [I_{abc,r}] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} ; [\phi_{abc,r}] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} ; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Les expressions des flux totaux au stator et au rotor s'expriment sous la forme :

$$\begin{cases} [\phi_{abc,s}] = [L_{ss}] \cdot [I_{abc,s}] + [M_{rs}] \cdot [I_{abc,r}] \\ [\phi_{abc,r}] = [L_{rr}] \cdot [I_{abc,r}] + [M_{sr}] \cdot [I_{abc,s}] \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

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

Et :

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

Telle que :

- $[L_{ss}]$, $[L_{rr}]$: Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques, rotoriques respectivement ;
- $[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques ;
- L_s , L_r : Inductance propre d'une phase statorique, rotorique respectivement ;
- M_s , M_r : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques, rotoriques respectivement ;
- M_m : L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques et rotoriques coïncident.

En désignant par 's' l'opérateur d/dt, en remplaçant les expressions des flux données par l'équation (2.2) dans l'équation (2.1), on obtient les équations des tensions au stator et au rotor suivantes :

$$\begin{cases} [V_{abc,s}] = [R_s] \cdot [I_{abc,s}] + s \left([L_{ss}] \cdot [I_{abc,s}] + [M_{rs}] \cdot [I_{abc,r}] \right) \\ [V_{abc,r}] = [R_r] \cdot [I_{abc,r}] + s \left([L_{rr}] \cdot [I_{abc,r}] + [M_{sr}] \cdot [I_{abc,s}] \right) \end{cases} \quad (2.3)$$

L'équation mécanique de la machine s'écrit :

$$\Gamma_e - \Gamma_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r \quad (2.4)$$

Tel que : Γ_e : Le couple électromagnétique, Γ_r : Le couple résistant, J : Moment d'inertie du rotor, f : Coefficient de frottement.

La résolution du système d'équations (2.3) est difficile puisqu'il comporte six équations différentielles à six inconnus avec des coefficients qui sont dépend du temps, d'où la nécessité de trouver un modèle plus simple.

2.3 Modèle de Park pour la machine asynchrone

2.3.1 Transformation de Park

La transformation de Park est une transformation triphasée-diphasée suivie d'une rotation, elle permet de passer du repère 'abc' vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère 'd-q'. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe au repère 'abc', par contre le repère 'd-q' est mobile [19,21].

Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, et aussi de conserver la puissance instantanée. Elle est définie par sa matrice de transformation $[P(\theta)]$. Elle s'exprime comme suit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Le changement de variable est défini par l'expression suivante :

$$[X_{d,q}] = P(\theta)[X_{a,b,c}] \quad (2.6)$$

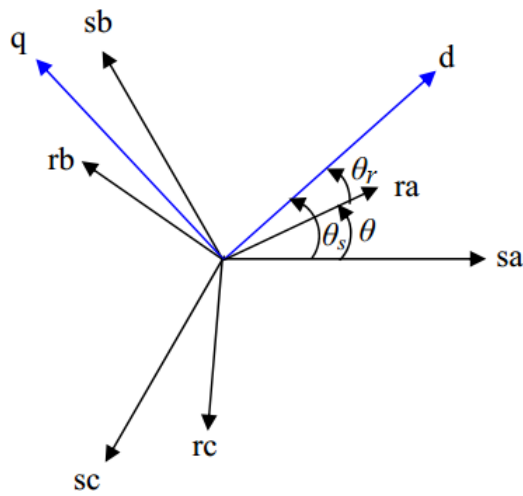


FIGURE 2.2: Position des axes d-q par rapport aux axes de la machine

Par la suite, on applique la transformation de Park d'angle θ_s aux grandeurs statoriques (courants, tensions et flux) et la transformation de Park d'angle θ_r aux grandeurs rotoriques.

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

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (2.7)$$

On désigne par :

- θ : L'angle entre l'axe sa et ra ;
- θ_r : L'angle du rotor entre l'axe ra et d ;
- θ_s : L'angle du stator entre sa et d ;
- ω_a : La pulsation du système d'axe (d,q) ;
- ω_r, ω_s : La pulsation rotorique, statorique respectivement.

2.3.2 Equations de la machine dans le repère de Park

- Equations de la tension

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} + \omega_s \phi_{sd} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\begin{cases} 0 = V_{rd} = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_a) \phi_{rq} \\ 0 = V_{rq} = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega_a) \phi_{rd} \end{cases} \quad (2.9)$$

- Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \phi_{sq} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \phi_{rd} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \phi_{rq} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (2.10)$$

L_s, L_r, L_m : Sont des inductances cycliques et ont pour expression :

- $L_s = l_s - m_s$, $L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique statorique, rotorique ;
- $L_m = \frac{3}{2} \cdot m_{sr}$: Inductance mutuelle cyclique entre rotor et stator ;

On remarque que la transformation de Park a réduit les coefficients de la matrice inductances, et que ces derniers sont devenus indépendants du temps

- Equation du couple

$$\Gamma_e = p L_m (I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \quad (2.11)$$

2.3.3 Choix du référentiel

Il existe trois choix importants, le repère d-q peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, selon l'objectif de l'application [19] :

- Repère lié au stator ou repère stationnaire ($\theta_s = 0$)

$$\frac{d}{dt} \theta_s = 0 \text{ et } \omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r = -\omega_a \quad (2.12)$$

Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s .

- Repère lié au rotor ($\theta_r = 0$)

$$\frac{d}{dt}\theta_s = \omega_a \text{ et } \omega_r = \frac{d}{dt}\theta_r = 0 \quad (2.13)$$

Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_r , elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).

- Repère lié au champ tournant

$$\frac{d}{dt}\theta_s = \omega_s \text{ et } \omega_r = \frac{d}{dt}\theta_r = g\omega_s \quad (2.14)$$

Tel que : g est le glissement.

Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuës. Cette méthode est souvent utilisée dans de la commande vectorielle.

2.3.4 Modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant

Le modèle de représentation de la machine exprimé dans le repère d-q lié au champ tournant est dédié au développement des stratégies de commandes vectorielles par orientation du flux rotorique du fait que les composantes dans ce repère sont continuës.

La figure 2.3 montre les deux bobines statoriques (S_d, S_q) substituées au bobinage triphasé du stator et les deux bobines (R_d, R_q) substituées au bobinage triphasé du rotor.

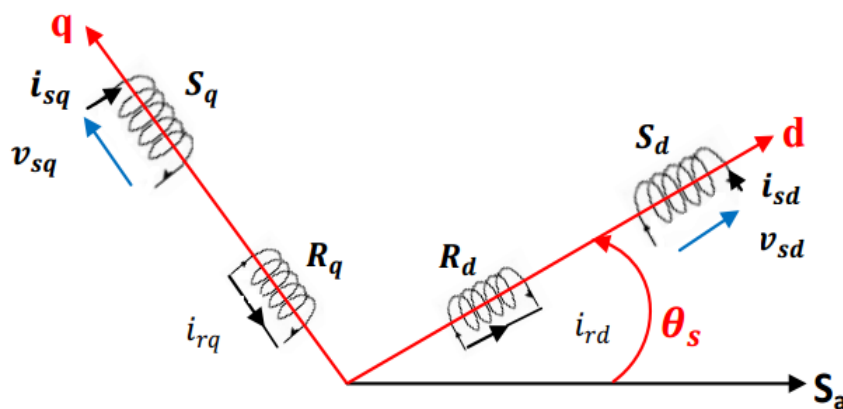


FIGURE 2.3: Modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant

- Mise sous forme d'équation d'état

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

D'abord, nous remplaçons les courants rotoriques et les flux statorique à partir de l'équations précédentes (2.10).

Pour les courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{1}{L_r} \phi_{rd} + \frac{L_m}{L_r} I_{sd} \\ I_{rq} = \frac{1}{L_r} \phi_{rq} + \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (2.15)$$

Pour les flux statoriques :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} = \left(L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \right) I_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (2.16)$$

En rapportant ces dernières relations dans (2.15) et (2.16), on aboutira aux systèmes d'équations d'états sous la forme suivante :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (2.17)$$

$X = (I_{sd}, I_{sq}, \phi_{rd}, \phi_{rq})^t$: Vecteur d'état ;

$U = (V_{sd}, V_{sq})^t$: Vecteur d'entrée ;

A : La matrice dynamique du système, B : La matrice d'application de commande ;

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} \omega \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega \left(\frac{L_m}{L_r} \right) & \frac{1}{\sigma L_s} \frac{1}{T_r} \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega_a) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega_a) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constante de temps rotorique, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: constante de temps statorique.

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

2.3.5 Modèle de la machine exprimé dans le repère α - β lié au stator

Le modèle de représentation de la machine exprimé dans le repère α - β lié au stator est dédié au développement des stratégies de commande directe du couple.

Dans cette partie, nous allons exprimer les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux dans le repère α - β lié au stator, ainsi que l'expression du couple électromagnétique. La figure 2.4 montre les deux bobines statoriques (S_α, S_β) substituées au bobinage triphasé du stator et les deux bobines (R_α, R_β) substituées au bobinage triphasé du rotor.

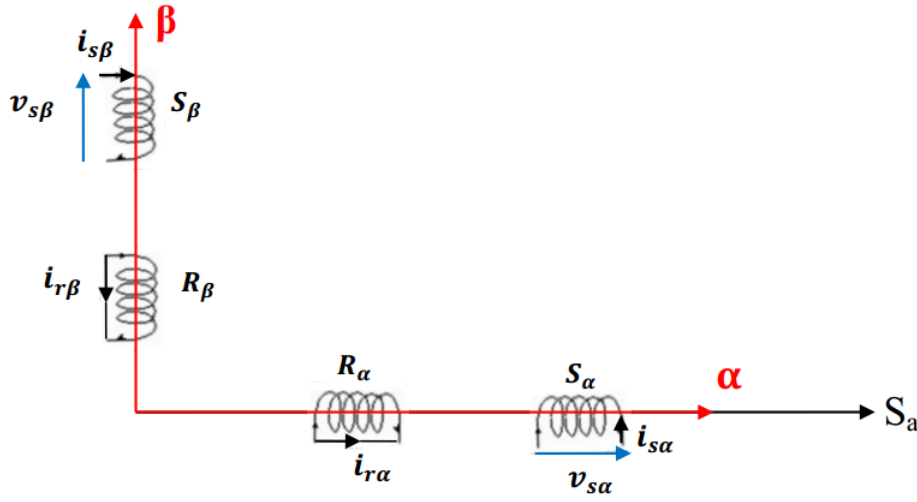


FIGURE 2.4: Modèle de la machine dans le repère α - β lié au stator

Cette transformation est appelée transformation de Concordia (Co), qui est en fait un cas particulier de la transformation de Park, elle est obtenue quand le repère d-q est confondu avec le repère α - β (figure 2.4), c.-à-d. en prenant $\theta_s = 0$, la transformation directe se fait alors comme suit :

$$C_o = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

A partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (2.18)$$

$$\begin{cases} 0 = V_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega_a \phi_{s\beta} \\ 0 = V_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega_a \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (2.19)$$

Equations des flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s\alpha} = L_s I_{s\alpha} + L_m I_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = L_s I_{s\beta} + L_m I_{r\beta} \\ \phi_{r\alpha} = L_r I_{r\alpha} + L_m I_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = L_r I_{r\beta} + L_m I_{s\beta} \end{array} \right. \quad (2.20)$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent, afin d'écrire le système d'équations sous la forme :

$$\dot{X} = AX + BU$$

On aura :

$$A = \begin{bmatrix} a_0 \cdot R_s \cdot L_r & -a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_m^2 & -a_0 \cdot R_r \cdot L_m & -a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_r \cdot L_m \\ a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_m^2 & a_0 \cdot R_s \cdot L_r & a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_r \cdot L_m & -a_0 \cdot R_r \cdot L_m \\ -a_0 \cdot R_s \cdot L_m & a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_s \cdot L_m & a_0 \cdot R_r \cdot L_s & a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_s \cdot L_r \\ -a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_s \cdot L_m & -a_0 \cdot R_s \cdot L_m & -a_0 \cdot p \cdot \omega_r \cdot L_s \cdot L_r & a_0 \cdot R_r \cdot L_s \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} -L_r \cdot a_0 & 0 \\ 0 & -L_r \cdot a_0 \\ L_m \cdot a_0 & 0 \\ 0 & L_m \cdot a_0 \end{bmatrix} \quad X = (I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta})^t; \quad U = (V_{s\alpha}, V_{s\beta})^t; \quad a_0 = \frac{1}{L_m^2 - L_r \cdot L_s}$$

2.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons pu établir un modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. En appliquant la transformation de Park qui permet de passer du système triphasé vers le système biphasé de Park, dans un référentiel lié au champ tournant et un autre lié au stator, cette transformation a pour effet de réduire le nombre d'équations et d'inconnues et de rendre les coefficients du système constants.

Chapitre 3

Stratégie de commande SVM du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

3.1 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.

3.2 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) est présentée dans [6,12]. La source de tension à l'entrée est connectée à un filtre qui engendre une source de tension de nature capacitive sur l'entrée [22,24]. 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 3.1.

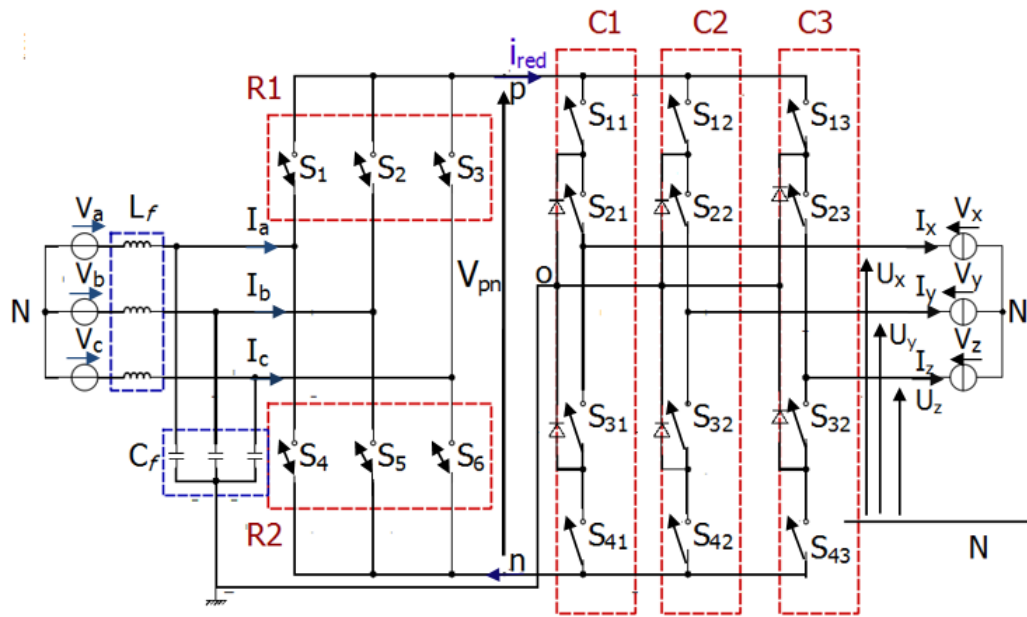


FIGURE 3.1: Topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

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 3.2) 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 [26].

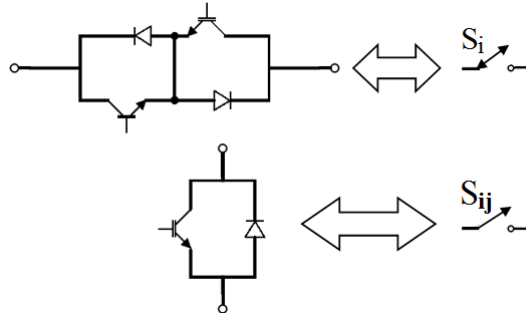


FIGURE 3.2: Interrupteur bidirectionnel équivalent

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.

3.2.1 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 .

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

Le redresseur du convertisseur matriciel est composé de deux cellules de commutation, nommée R_1, R_2 , figure 3.1, 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 :

$$\begin{cases} f_1 + f_2 + f_3 = 1 \\ f_4 + f_5 + f_6 = 1 \end{cases} \quad (3.1)$$

La matrice de connexion du redresseur est décrite par :

$$[F_{red}] = \begin{bmatrix} f_1 & f_2 & f_3 \\ f_4 & f_5 & f_6 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{po} \\ V_{no} \end{bmatrix} = [F_{red}] \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

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

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = [F_{red}]^T \begin{bmatrix} i_{red} \\ -i_{red} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

3.2.2 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 C_1, C_2, C_3 . pour chaque interrupteur S_{ij} ($i=1,2,3,4$ & $j=1,2,3$), ou 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 [24] :

$$\begin{cases} f_{ij} = 1 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est fermé} \\ f_{ij} = 0 & \text{si l'interrupteur } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux :

$$f_{ij} = 1 - f_{(i-2)j} \quad (i=3,4 \ j=1,2,3) \quad (3.5)$$

• **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 3.3 :

- **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 $V_{no} = -V_{po}$.

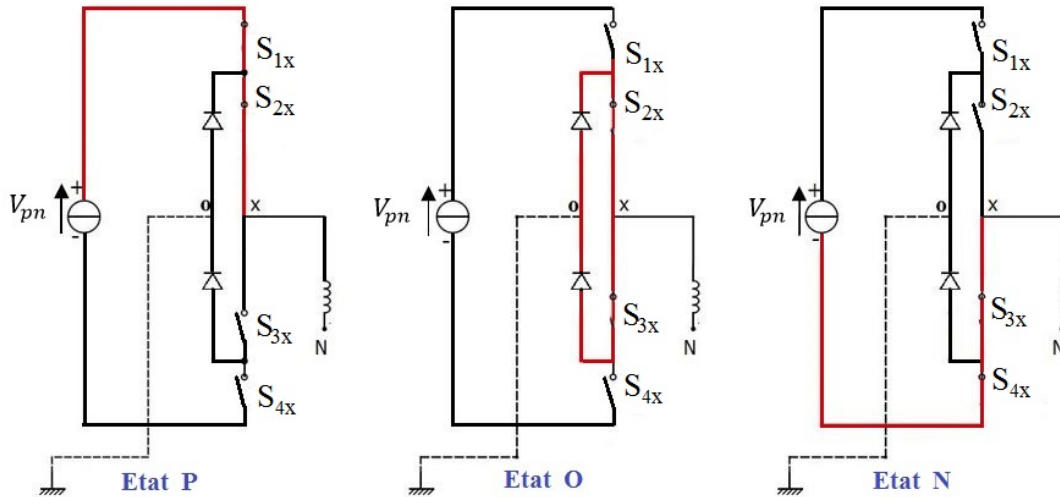


FIGURE 3.3: Etats d'un bras de l'onduleur à trois niveaux [24]

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras [24] :

$$\begin{cases} F_{c1j} = f_{1j} \cdot f_{2j} \\ F_{c2j} = f_{2j} \cdot f_{3j} \\ F_{c3j} = f_{3j} \cdot f_{4j} \end{cases} \quad j=1,2,3 \quad (3.6)$$

Les tensions de sortie par rapport au point neutre de la source continue (o) sont exprimées par [24] :

$$\begin{pmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c21} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c22} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c23} & F_{c33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{po} \\ 0 \\ V_{no} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} F_{c11} & F_{c31} \\ F_{c12} & F_{c32} \\ F_{c13} & F_{c33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} V_{po} \\ V_{no} \end{pmatrix} \quad (3.7)$$

3.3 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 [27]. 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 [6]. 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.

3.3.1 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 :

$$X_{ref} = \frac{2}{3}(X_1 + X_2 e^{j\frac{2}{3}\pi} + X_3 e^{-j\frac{2}{3}\pi}) = X_\alpha + jX_\beta \quad (3.8)$$

- X_α, X_β : Les composantes du vecteur X_{ref} dans le plan α - β ;
- X_1, X_2 et X_3 : Les variables représentent des tensions de sortie ou des courants d'entrée.

3.3.2 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 3.4 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 3.1. 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 :

$$I_{in} = \frac{2}{3}(I_a + aI_b + a^2I_c) \quad \text{avec} \quad a = e^{j\frac{2}{3}\pi} \quad (3.9)$$

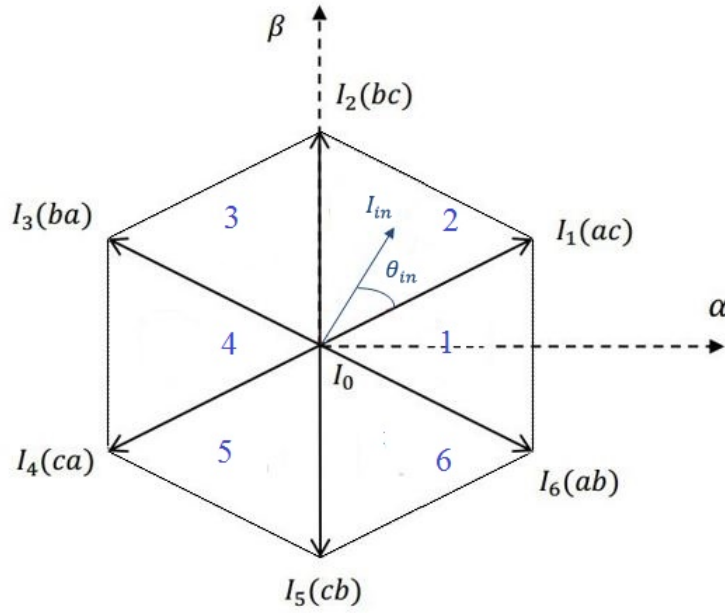


FIGURE 3.4: Représentation de l'hexagone de commutation des courants.

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 3.1 résume les états possibles des interrupteurs et les vecteurs de courant qui leur correspondent.

Tableau 3.1 : Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur.

Vecteurs	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_6 \end{bmatrix}^t$	I_a	I_b	I_c	$I_{in,\alpha}$	$I_{in,\beta}$	$\angle I_{in}$	V_{dc}
$I_1[ab]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	I_{dcp}	I_{dcn}	0	1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{6}$	$V_a - V_b$
$I_2[ac]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	I_{dcp}	0	I_{dcn}	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	$V_a - V_c$
$I_3[bc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	I_{dcp}	I_{dcn}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	$V_b - V_c$
$I_4[ba]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	I_{dcn}	I_{dcp}	0	-1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	$V_b - V_a$
$I_5[ca]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	I_{dcn}	0	I_{dcp}	-1	$-\frac{1}{\sqrt{3}}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$V_c - V_a$
$I_6[cb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	I_{dcn}	I_{dcp}	0	$-\frac{2}{\sqrt{3}}$	$-\frac{\pi}{2}$	$V_c - V_b$
$I_0[aa]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0	0	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

Le diagramme des vecteurs spatiaux du redresseur, montré dans la figure 3.4, est divisé en six secteurs. Pour synthétiser I_{in} deux vecteurs de courants adjacents I_δ, I_γ avec les rapports cycliques d_δ, d_γ et un vecteur à courant nul (I_0) sont sélectionnés en fonction du secteur qui se trouve (dans le secteur 1 $I_\gamma = I_1, I_\delta = I_2$). 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 3.5 montre le vecteur de référence de courant I_{in} dans un secteur de l'hexagone de courant.

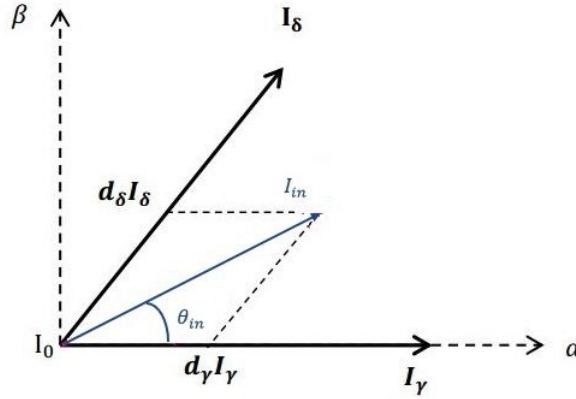


FIGURE 3.5: Synthèse de vecteur courant de référence dans un secteur donnée

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

$$I_{in} = d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta \quad (3.10)$$

Les rapports cycliques de I_δ, I_γ et I_0 sont donnés par la relation (3.11), 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.

$$\begin{cases} d_\gamma = m_I \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right) = \frac{T_\gamma}{T_s} \\ d_\delta = m_I \sin(\theta_{in}) = \frac{T_\delta}{T_s} \\ d_0 = 1 - d_\delta - d_\gamma \\ 0 \leq m_I = \frac{|I_{in}|}{|I_{red}|} \leq 1 \end{cases} \quad (3.11)$$

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 (3.11), les cycles de fonctionnement de l'étage redresseur ajustée sont déterminés avec la relation (3.12), où l'indice de modulation $m_I = 1$.

$$d_\gamma^R = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta}, \quad d_\delta^R = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} \quad (3.12)$$

La forme de la tension intermédiaire sur une période en éliminant le vecteur nul est représentée ci- dessous (figure 3.6).

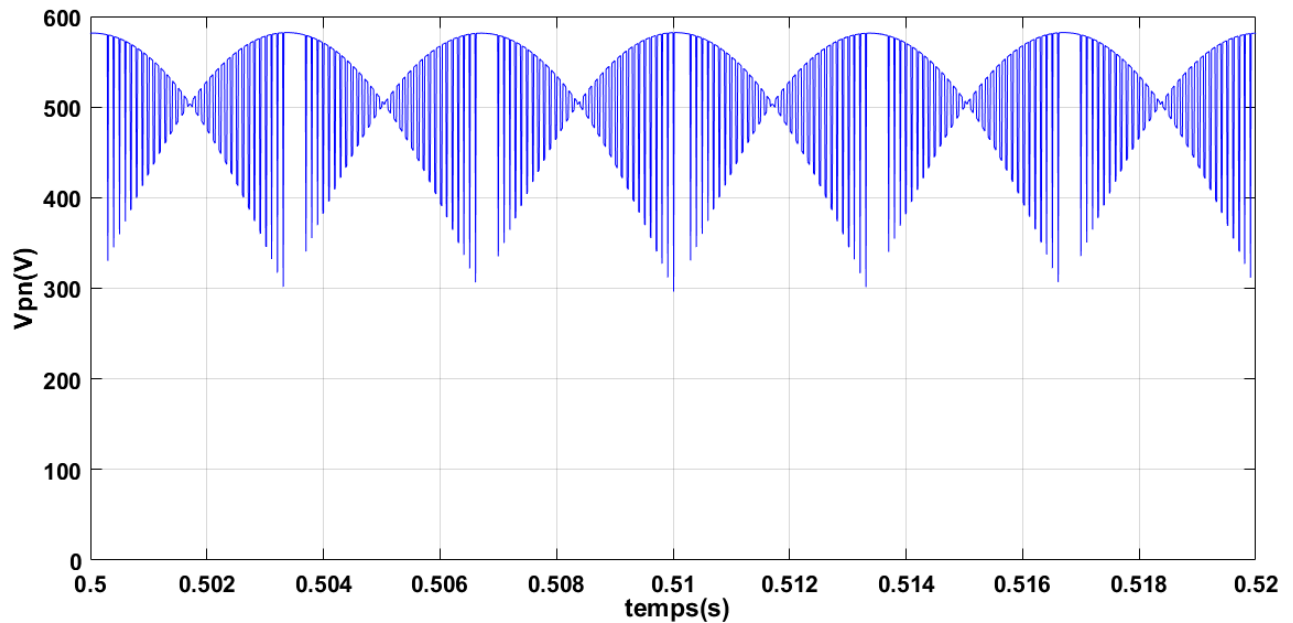


FIGURE 3.6: La forme de la tension intermédiaire V_{pn} en éliminant le vecteur nul

En raison de l'annulation du vecteur à courant zéro, la tension moyenne de la liaison DC n'est plus constante et doit être recalculée (3.13), de sorte que sa valeur peut être utilisée pour compenser l'indice de modulation de l'étage onduleur m_u .

$$V_{dc-moy} = d_{\gamma}^R V_{l\gamma} + d_{\delta}^R V_{l\delta} \text{ et } m_u = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{dc-moy}} \quad (3.13)$$

L'étage onduleur est modulée en fonction des tensions de liaison DC, V_{po} et V_{on} montré sur la figure 3.7.

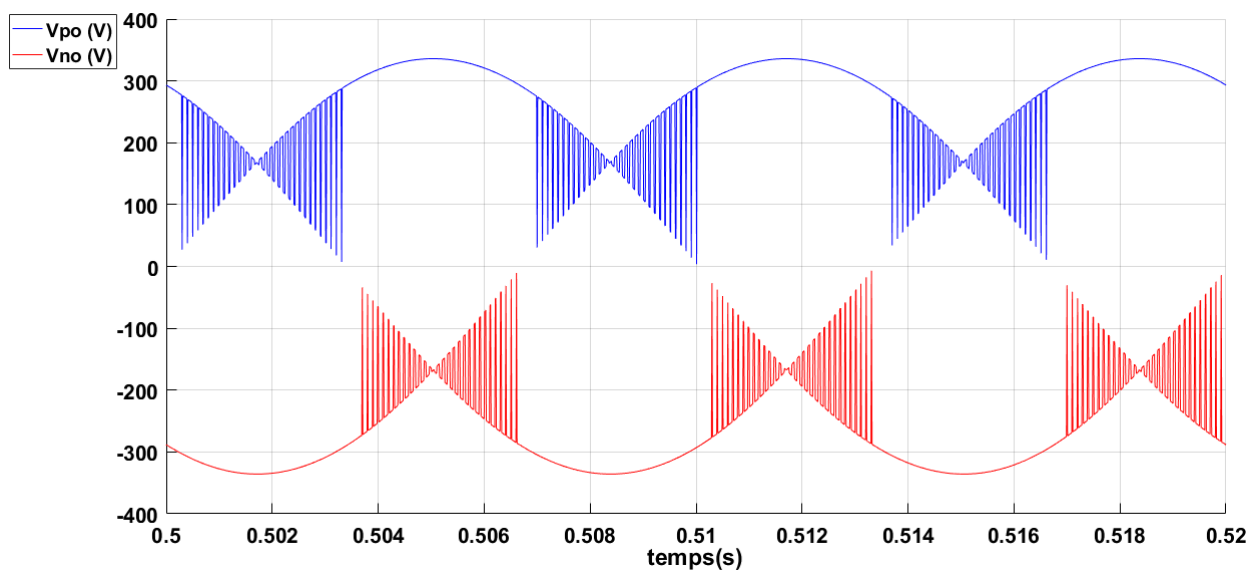


FIGURE 3.7: Les tensions de liaison DC, V_{po} et V_{on} , fourni par le redresseur

3.3.3 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 [22] :

- 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 (V_7 à V_{12}) pour chaque vecteur, on a un état de commutation alors cette famille a 6 états (V_7 [1 0 1], V_8 [0 1 -1], V_9 [-1 1 0], V_{10} [-1 0 1], V_{11} [1 -1 1], V_{12} [1 -1 0]), tous ayant une grandeur $\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$;
- Grands vecteurs (V_{13} à V_{18}) pour chaque vecteur, on a un état de commutation alors le nombre des états dans cette famille a 6 états (V_{13} [1 -1 -1], V_{14} [1 1 -1], V_{15} [-1 1 -1], V_{16} [-1 1 1], V_{17} [-1 -1 1], V_{18} [1 -1 1]), tous ayant une grandeur $\frac{2}{3}V_{dc}$;

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 3.8).

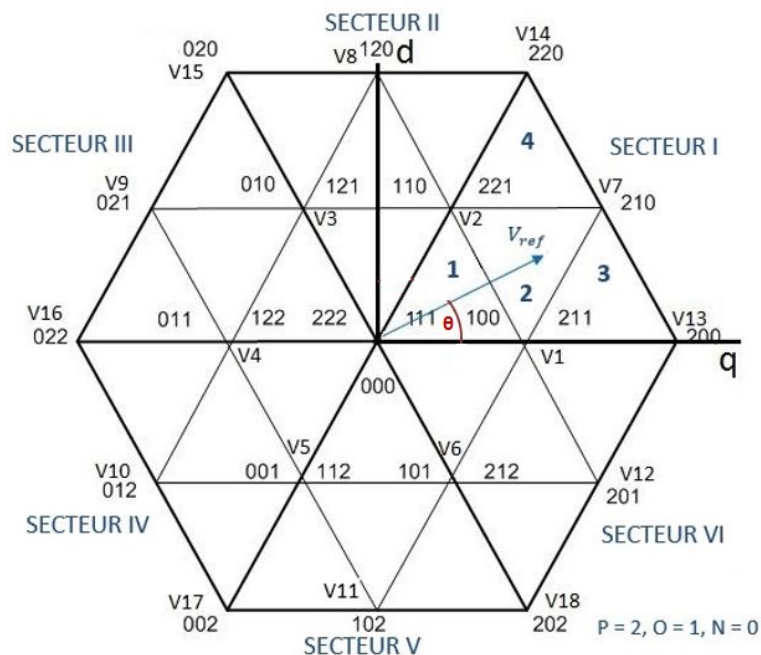


FIGURE 3.8: Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux [22].

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 [24].

• 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 :

$$V_{ref} = |V_{ref}|e^{i\theta} = \frac{T_x V_x + T_y V_y + T_z V_z}{T_s} = d_x V_x + d_y V_y + d_z V_z \quad (3.14)$$

- 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 :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ et } d_x + d_y + d_z = 1 \quad (3.15)$$

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 (3.9).

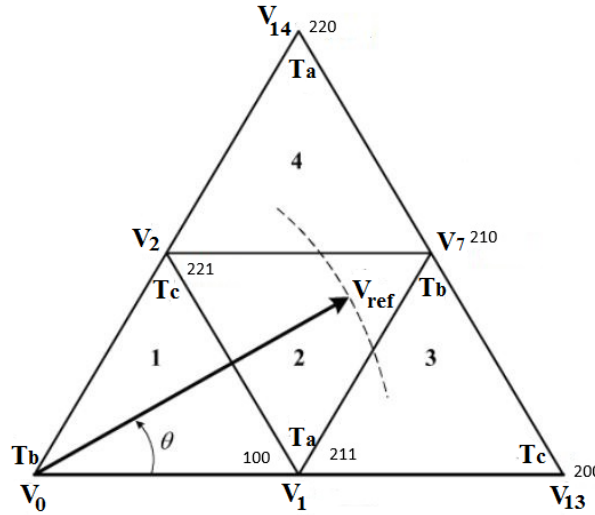


FIGURE 3.9: Synthétisation du vecteur de tension de référence dans le secteur I.

D'après [22], nous avons déduit du tableau 3.2 définie ci-dessous, les rapports cycliques pour V_{ref} dans le secteur I :

Tableau 3.2 : Les rapports cycliques pour V_{ref} dans le secteur I.

Région	d_x	d_y	d_z
1	$2.m_u \sin(\pi/3 - \theta)$	$1 - 2.m_u \sin(\pi/3 + \theta)$	$2.m_u \sin(\theta)$
2	$1 - 2.m_u \sin(\theta)$	$-1 + 2.m_u \sin(\pi/3 + \theta)$	$1 - 2.m_u \sin(\pi/3 - \theta)$
3	$2 - 2.m_u \sin(\pi/3 + \theta)$	$2.m_u \sin(\theta)$	$-1 + 2.m_u \sin(\pi/3 - \theta)$
4	$2.m_u \sin(\theta) - 1$	$2.m_u \sin(\pi/3 - \theta)$	$2 - 2.m_u \sin(\pi/3 + \theta)$

Les rapports cycliques peuvent être calculés pour les secteurs (II à VI) en utilisant les équations du tableau 3.2 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 $\pi/3$.

3.3.4 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 2^{ème} 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 3.10.

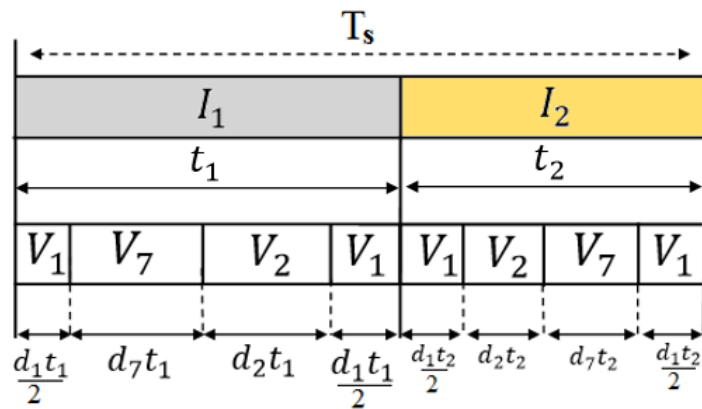


FIGURE 3.10: Modèles de commutation de l'IMC3n [34]

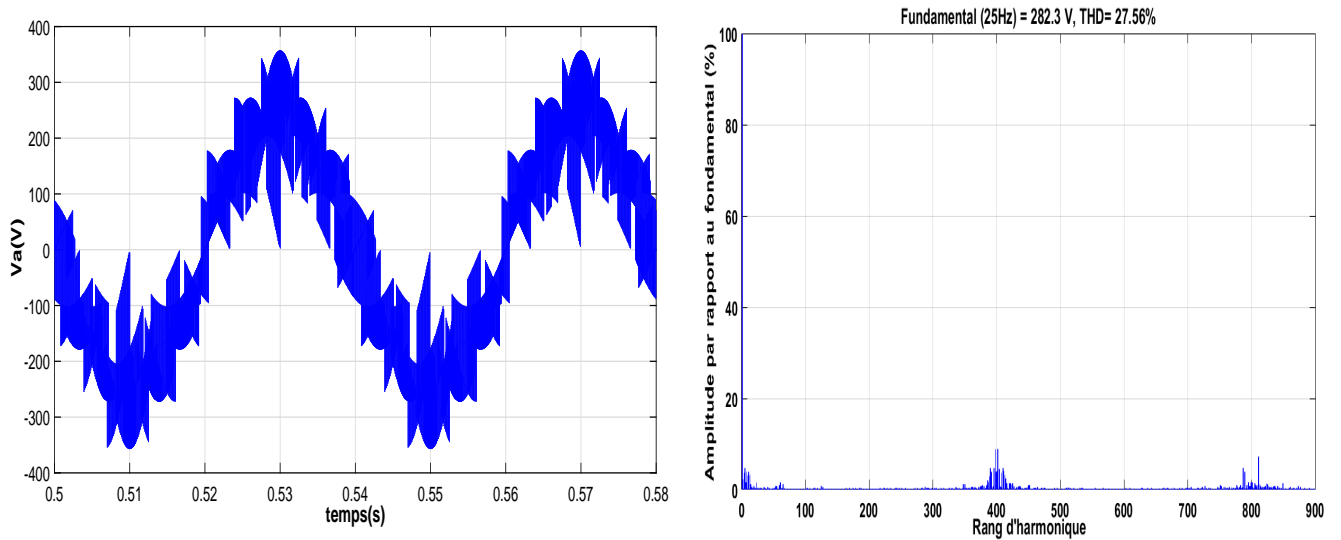
3.4 Résultats de simulation

3.4.1 Les caractéristiques de l'IMC3n commandé par le SVM

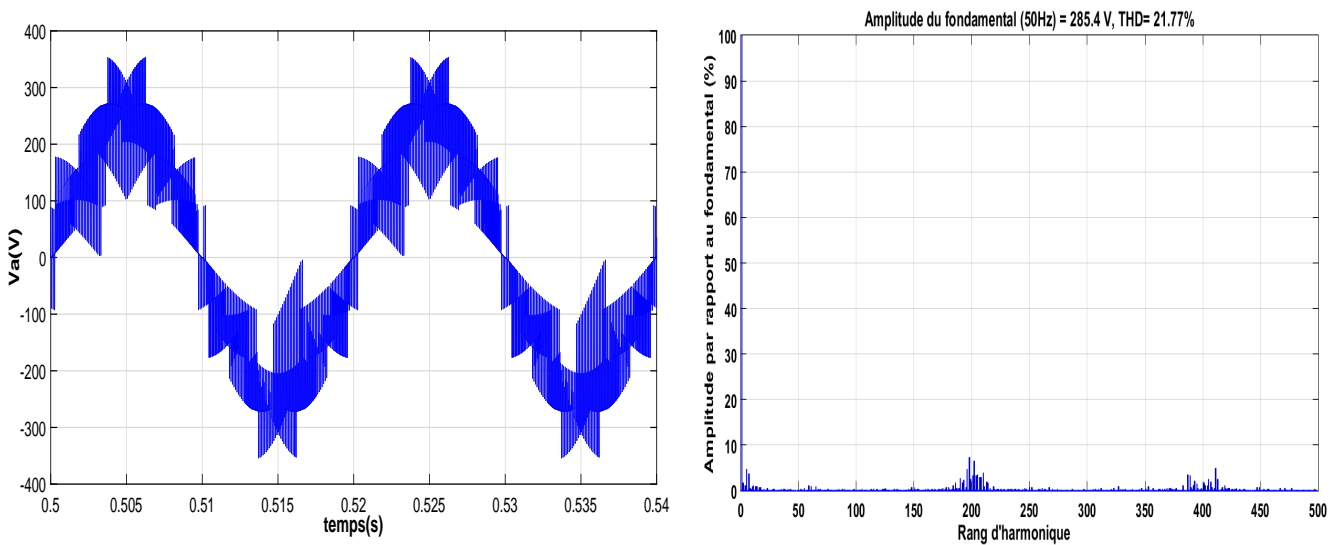
Dans cette partie, nous présenterons l'allure de la tension simple de sortie V_x (tensions par rapport au neutre de la charge $R = 9\Omega$) et son spectre harmonique :

- D'abord en fixant le taux de modulation $q = q_{max} = 0.867$, et la fréquence de commutation $f_c = 10kHz$, et en variant la fréquences de sortie $f_s = 25Hz, f_s = 50Hz$ et $f_s = 100Hz$;
- Puis en variant le taux de modulation à une valeur de $q=0.5$, en fixant $f_s=50Hz$ et $f_c = 10kHz$;
- Enfin, en fixant tous les paramètres, $q = q_{max} = 0.867$ et $f_s=50Hz$ et en variant la fréquence de commutation à une valeur $f_c = 5kHz$.

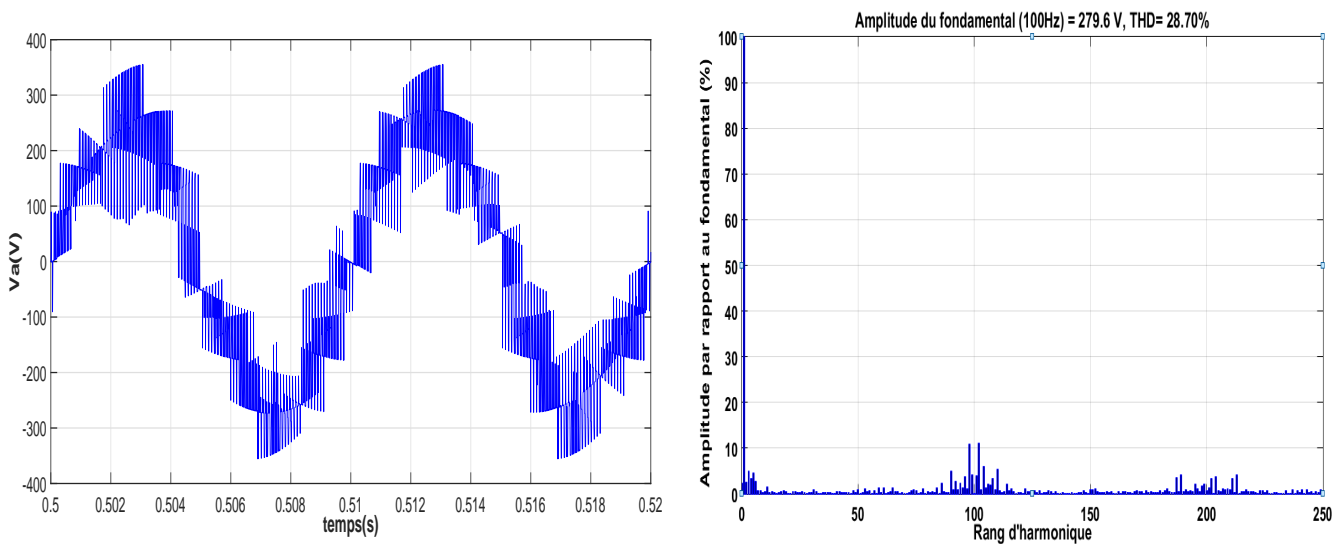
Nous tracerons ensuite le taux d'harmonique THD et la caractéristique de réglage (amplitude du fondamental en pu) en fonction du taux de modulation q (rapport de tension de référence/tension d'entrée).



(A) $f_s=25$ Hz

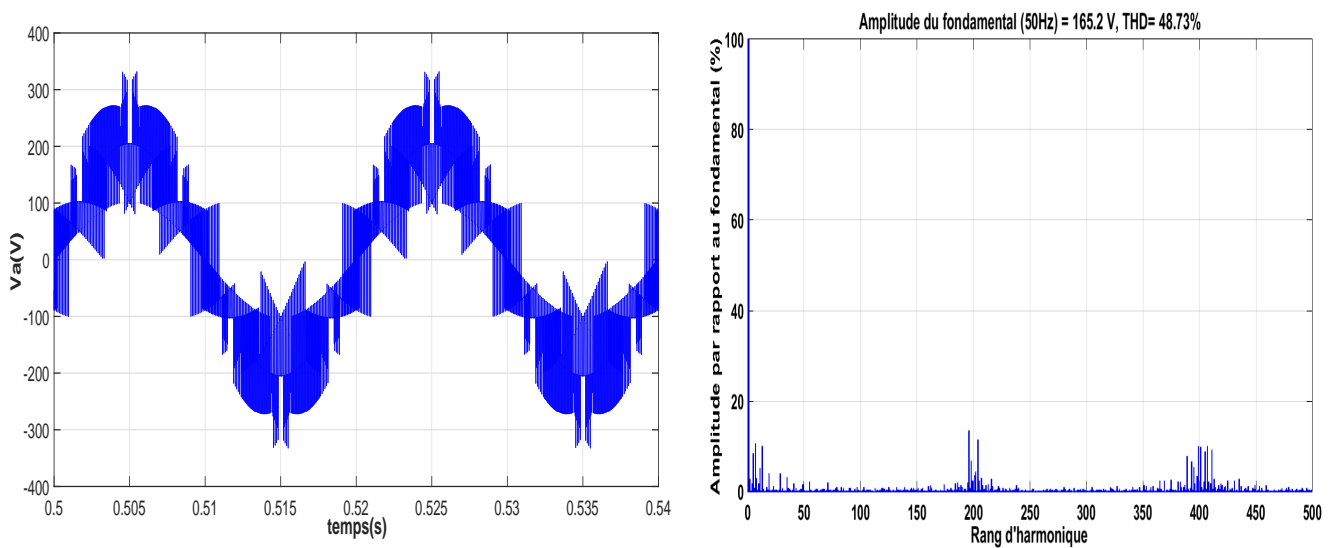


(B) $f_s=50$ Hz

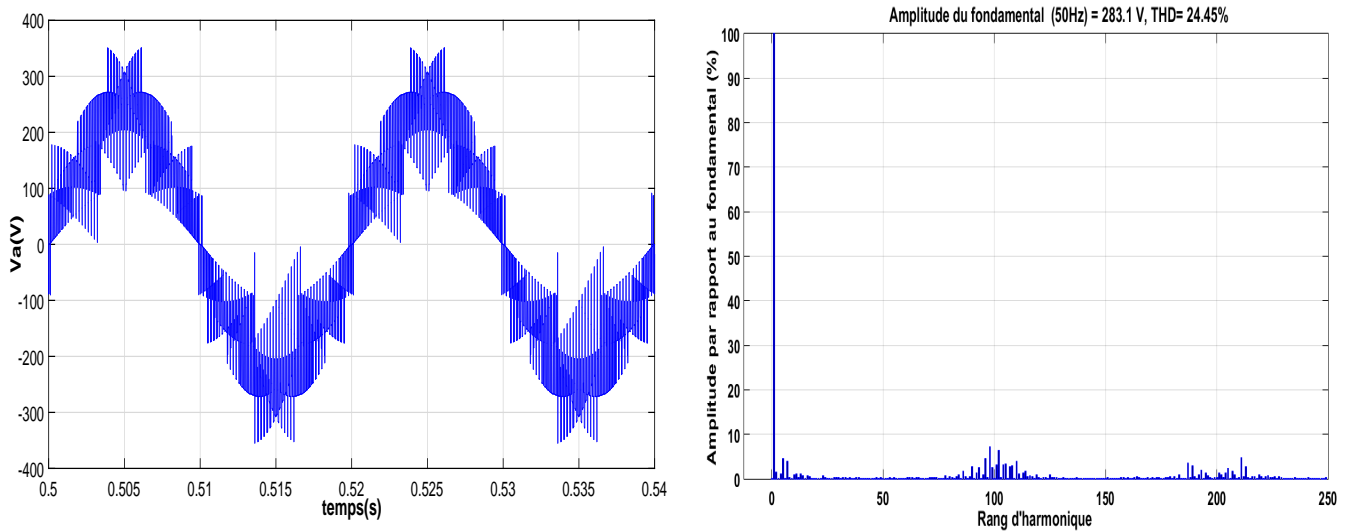


(C) $f_s=100$ Hz

FIGURE 3.11: Représentation de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique ($f_c = 10kHz$, $q = q_{max} = 0.867$)



(A) $f_s=50$ Hz , $f_c = 10kHz$, $q=0.5$



(B) $f_s=50$ Hz , $f_c = 5kHz$, $q=0.867$

FIGURE 3.12: Représentations de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique

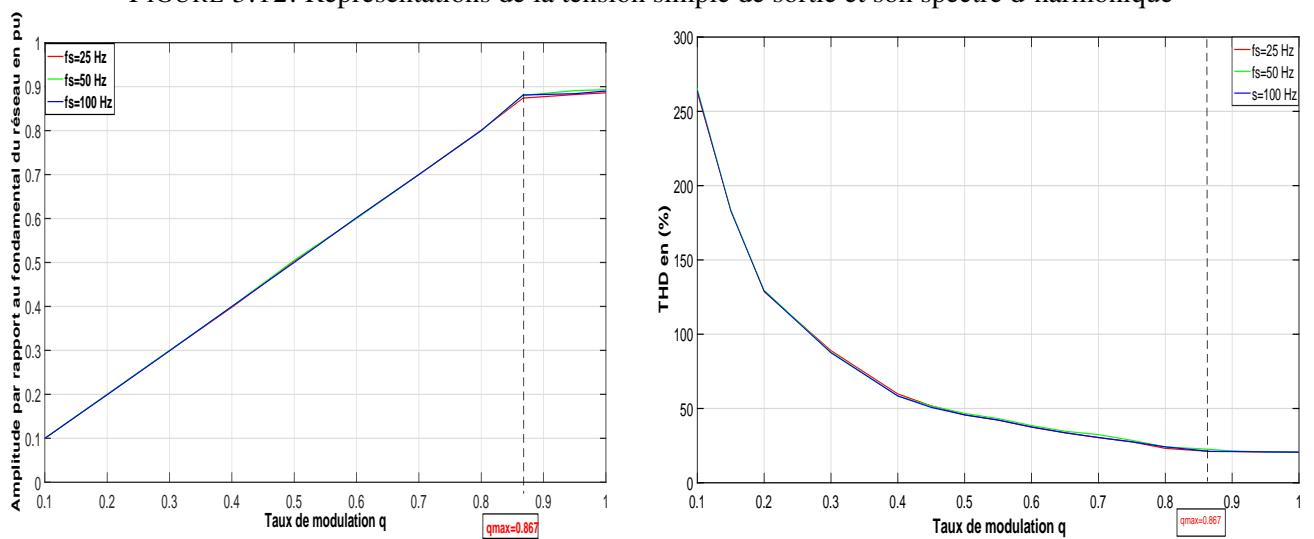


FIGURE 3.13: Caractéristiques de réglage et THD en fonction de q

Interprétation des résultats

En utilisant la modulation SVM, on peut régler le facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel, dans notre cas nous l'avons imposé unitaire. A partir des résultats présentés précédemment, on peut noter que :

- Pour une fréquence de sortie égale à celle d'entrée, le THD sera minimum et la tension de sortie est meilleur. En s'éloignant de cette fréquence le THD va augmenter légèrement ;
- Les harmoniques de tensions se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de celle de commutation ;
- L'harmonique qui a une amplitude importante est celle de la première famille centrée autour de la fréquence ($f_c = m f_s$) ;
- Le taux de modulation q , permet un réglage linéaire de l'amplitude du fondamental dans la zone de commandabilité ($q=0$ à $q=0.867$) ;
- Lorsque le taux de modulation q augmente jusqu'à 0.867, le taux d'harmonique diminue, et l'amplitude de fondamental augmente ;
- L'augmentation de la fréquence de commutation du convertisseur permet de réduire au maximum les harmoniques des tensions de sortie du l'IMC3n, et pousser les harmoniques vers des fréquences élevées.

3.4.2 Etude des performances de l'association convertisseur matriciel -machine asynchrone

Dans cette partie, on va étudier les performances de l'association de l'IMC3n avec la machine asynchrone. Le convertisseur est commandé par la commande SVM pour le rapport de tension $q = 0.867$, et pour la fréquence de sortie égale à $f_s = 50Hz$ et les fréquences de commutation ($f_c = 10KHz$ et $f_c = 1kHz$), on simule les grandeurs suivantes :

- Le couple électromagnétique de la machine asynchrone ;
- Le courant statorique I_x de la phase X alimentant la machine asynchrone ;
- La vitesse de rotation de la machine asynchrone.

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

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

La machine est démarrée à vide puis entre $t_1 = 1s$ et $t_2 = 1.5s$ elle est chargée avec un couple résistant nominal $\Gamma_r = 10N.m$.

Interprétation des résultats

Le comportement de la machine asynchrone placée à la sortie du convertisseur matriciel est identique à celui de la machine quand elle est branchée directement au réseau équilibre :

- **Le couple électromagnétique**

Lors du démarrage de la machine asynchrone, on constate un régime transitoire avec un couple de démarrage très fort qui atteint la valeur de 45 N.m, à cause de l'inertie importante que la machine doit vaincre pour démarrer. Après 0.27s, la machine atteint le régime permanent et le couple électromagnétique se stabilise à environ 0.2 N.m, car la machine maintenant ne doit vaincre que les contraintes mécaniques. En charge, le couple électromagnétique suit le couple résistant mais il est ondulé, ces ondulations superposent au couple fondamental, elles sont dues à la présence des harmoniques au niveau de la tension, qui sont générés par la commutation (figures 3.14(A), 3.15(A)).

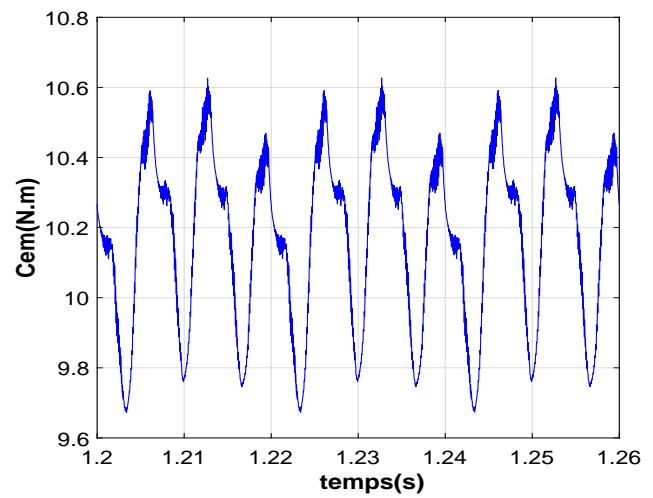
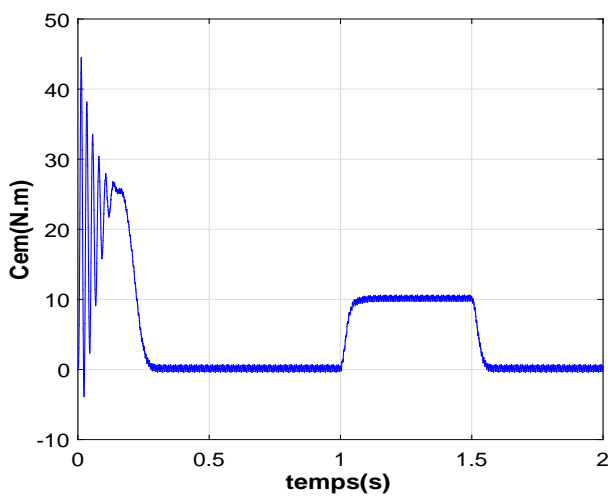
- **Le courant statorique**

Au démarrage le courant statorique atteint une valeur crête de 27A, cela est dû au fort appel du courant de démarrage afin de générer un couple suffisant, il tendra après le régime transitoire vers une amplitude constante de 4 A, puis il est augmenté après l'insertion de la charge vers une valeur de 5.5 avec une forme presque sinusoïdale (figures 3.14(B), 3.15(B));

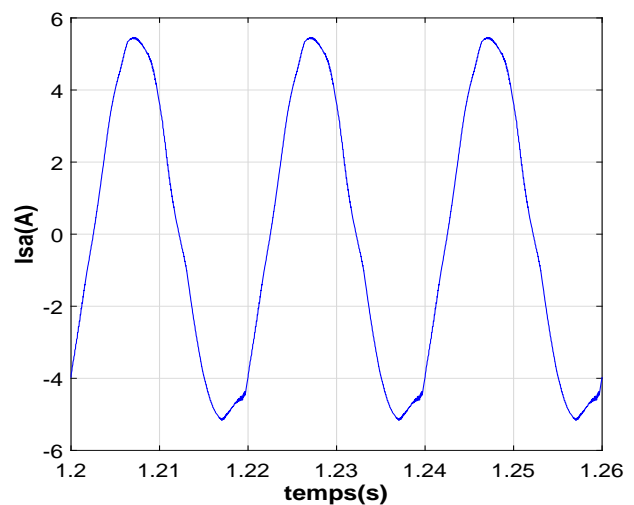
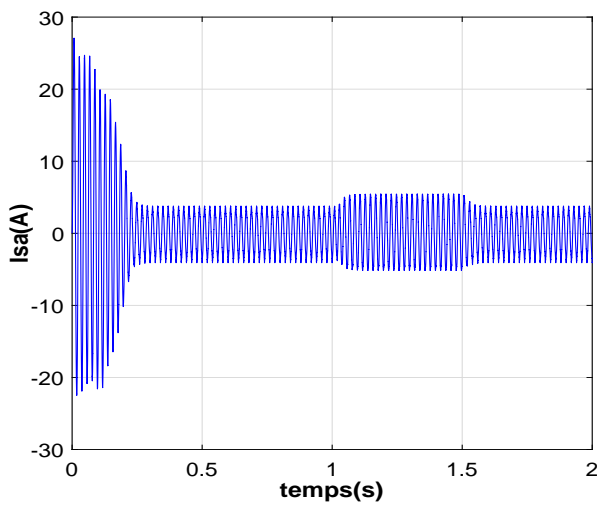
- **La vitesse**

Pendant le régime transitoire la vitesse croît d'une manière quasi linéaire, après 0.27s la machine atteint son régime permanent et la vitesse se stabilise au voisinage de la vitesse de synchronisme (1500 tr/mn), puis elle est chutée et se stabilise à 1420 tr/mn lors de l'application de la charge (figures 3.14(C), 3.15(C));

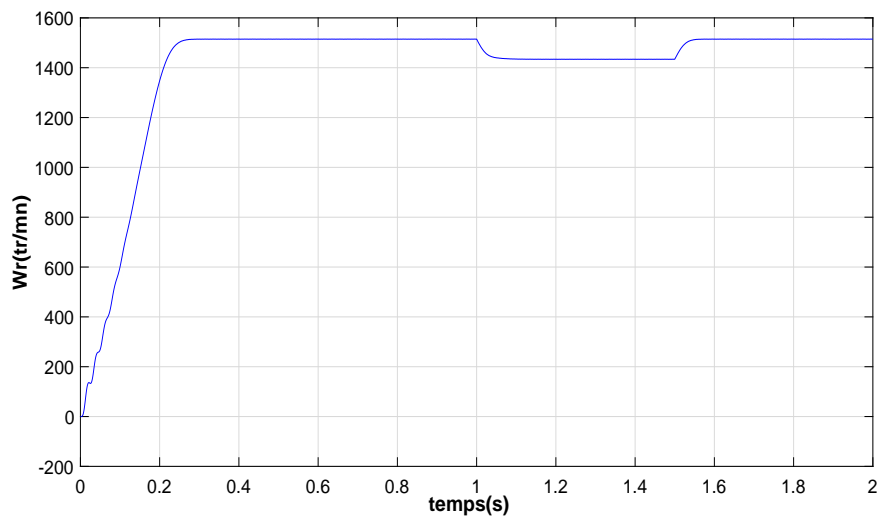
Nous notons également que lorsque la fréquence de commutation f_c augmente les ondulations de courant et de couple de la machine diminuent.



(A) Le couple électromagnétique

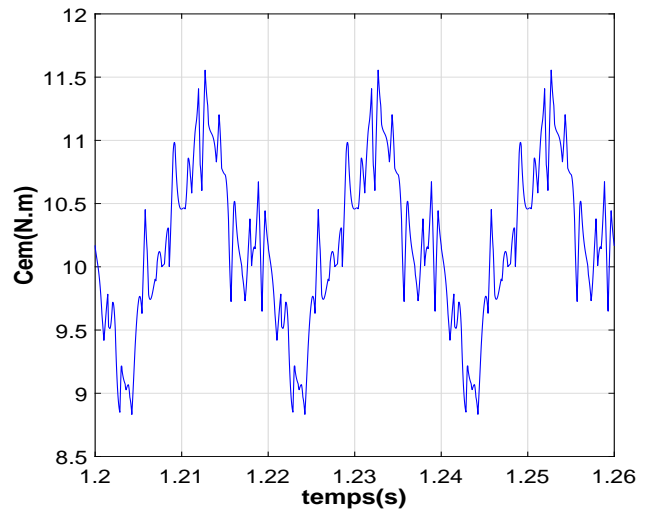
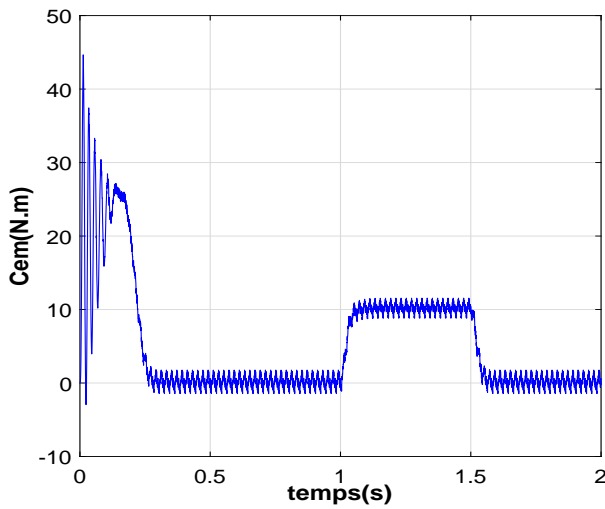


(B) Le courant statorique

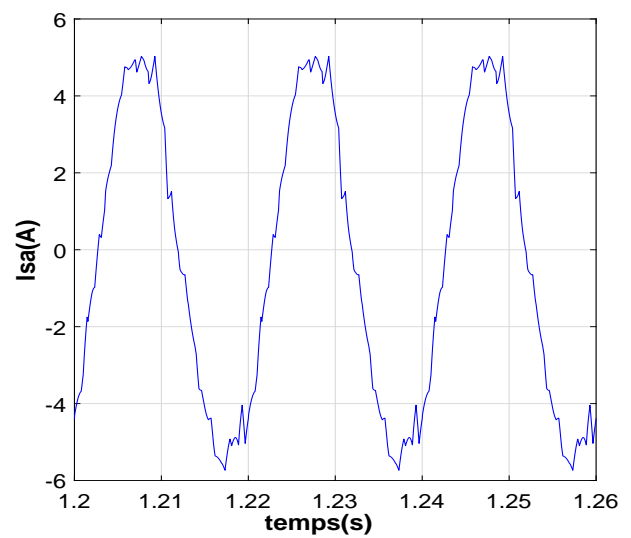
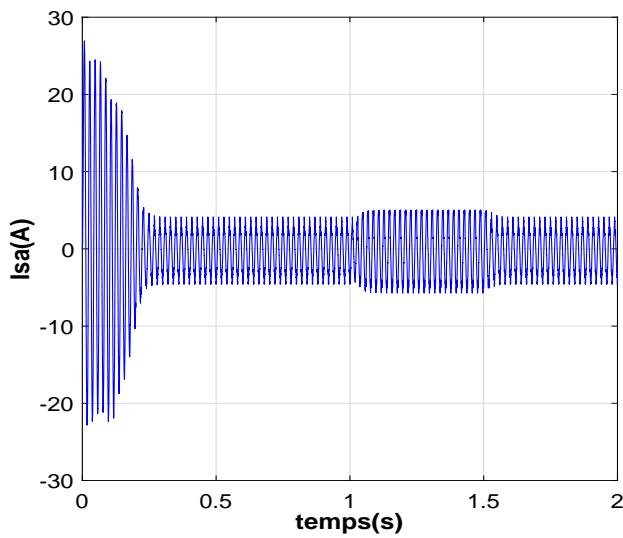


(C) La vitesse

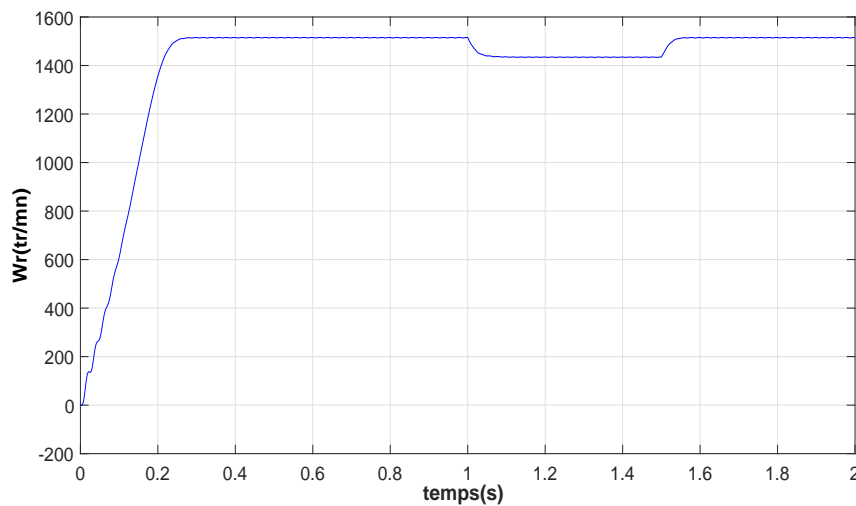
FIGURE 3.14: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s = 50Hz$, $f_c = 10kHz$)



(A) Le couple électromagnétique



(B) Le courant statorique



(C) La vitesse

FIGURE 3.15: L'association convertisseur matriciel – machine asynchrone triphasée avec la modulation vectorielle ($f_s = 50Hz$ $f_c = 1kHz$)

3.4.3 Etude des performances de l'association du filtre d'entrée

Pour simuler l'effet de filtre d'entrée, on prend le rapport de tension $q = 0.867$, et la fréquence de sortie égale à $f_s = 50\text{Hz}$, la fréquence de commutation ($f_c = 10\text{KHz}$). nous allons visualiser :

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

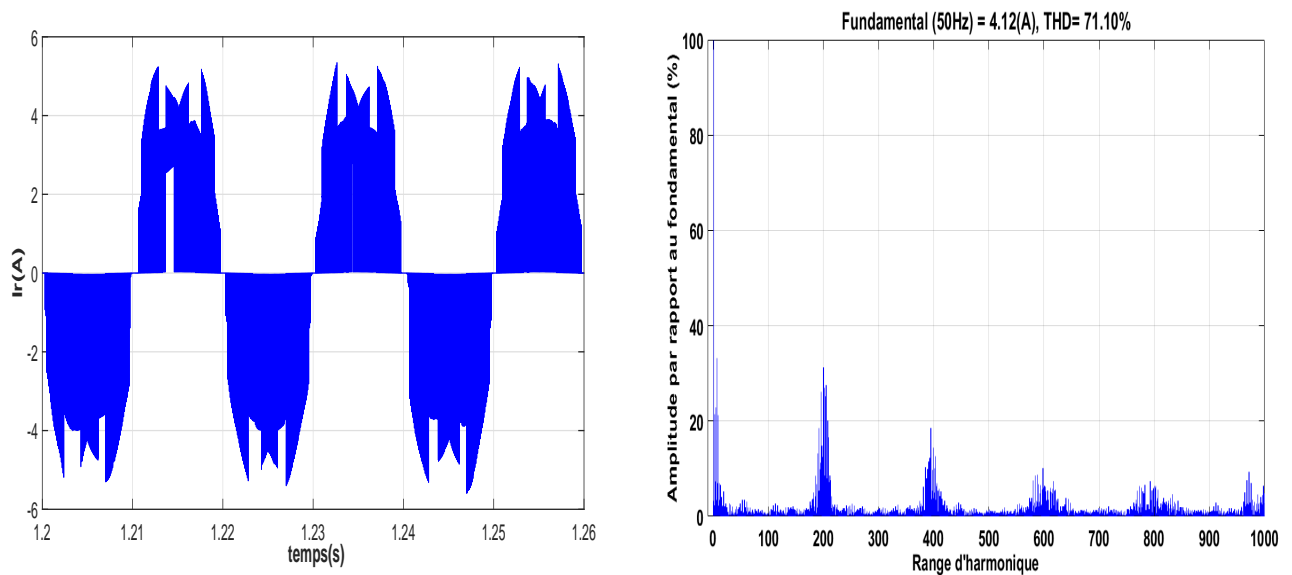


FIGURE 3.16: Courant du réseau avant l'ajout de filtre et son spectre d'harmonique

Le courant d'entrée contient beaucoup d'harmoniques, ceci peut expliquer sa forme non sinusoïdale, les harmoniques les plus importantes sont des multiples de f_c , le THD est élevé et a pour valeur 71.1 %, on peut déduire la nécessité du filtre d'entrée afin de réduire ces harmoniques.

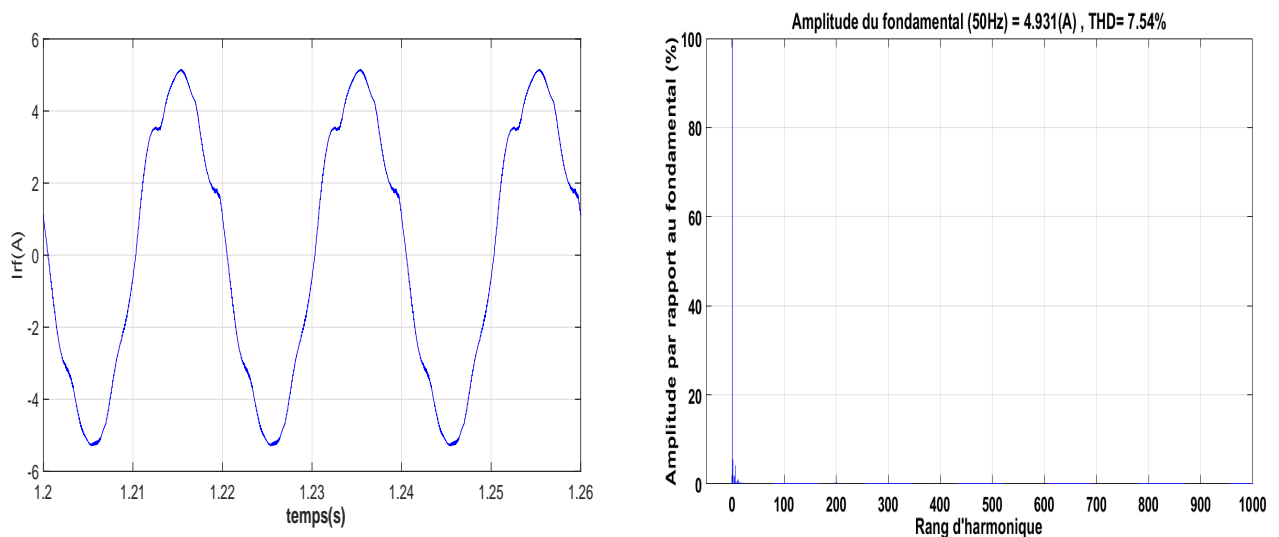


FIGURE 3.17: Courant d'entrée du convertisseur filtré

La figure 3.17 montre le courant d'une phase absorbé par le filtre passe bas LC et son spectre d'harmonique. On remarque que ce courant filtré contient essentiellement le courant fondamental à 50Hz et la majorité des harmoniques ont été filtrés, et il est presque sinusoïdale. Ce spectre d'harmonique du courant justifie la bonne qualité d'onde du courant absorbé par l'IMC3n.

L'un des avantages de la structure de l'IMC3n est le contrôle du facteur de déplacement. En effet, la modulation vectorielle (SVM) permet de construire l'entrée d'un courant dont le fondamental est presque en phase avec la tension d'entrée. Cependant, l'introduction du filtre d'entrée cité ci-dessous, essentiellement de nature capacitive, introduit un déphasage du courant par rapport à la tension. Ce déphasage peut être corrigé par l'IMC3n en imposant un courant de référence convenable comme le montre la figure 3.18. Les paramètres de filtre sont donnés dans l'annexe.

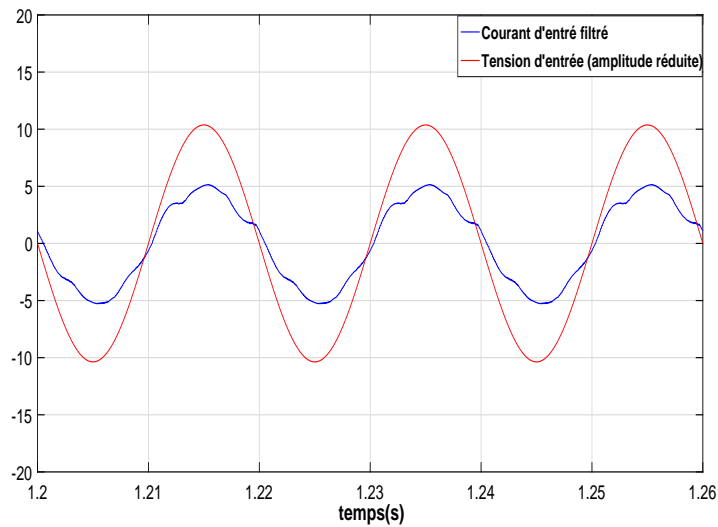


FIGURE 3.18: Courant d'entrée filtré et tension du réseau avec une amplitude réduite $V_m' = V_m/30$

On présente ainsi que les deux courants d'entrée filtrés et non filtrés du l'IMC3n dans la figure 3.19, et on remarque que le fondamental des deux courants est presque en phase.

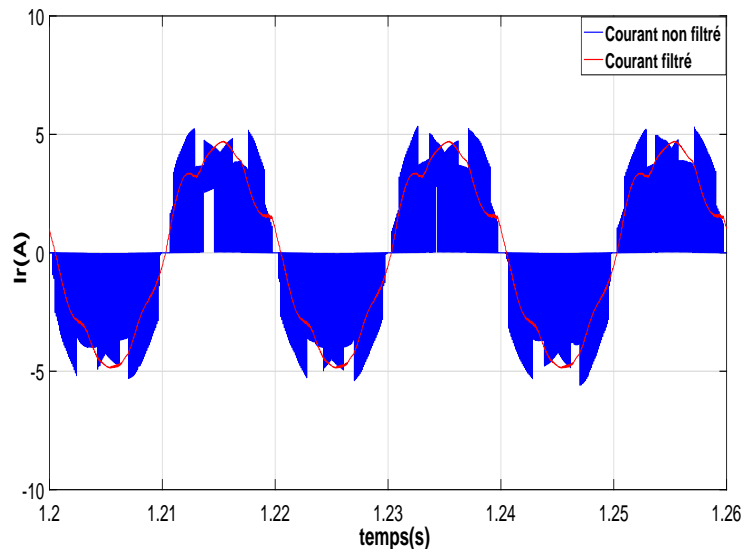


FIGURE 3.19: Courant d'entrée filtré et non filtré

3.5 Conclusion

Ce chapitre fournit une analyse complète du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux, également connu sous le nom convertisseur matriciel multi-niveaux. Les performances de l'IMC3n ont été expliquées et améliorées en employant un système de modulation vectorielle (SVM).

D'abord, on a décrit le principe de commutation des interrupteurs bidirectionnels pour chaque étage du redresseur et de l'onduleur en définissant les différentes configurations possibles qui répondent aux conditions de fonctionnement. Puis, on a introduit la modulation vectorielle (SVM) qui consiste à déterminer les secteurs dans lesquels appartiennent les vecteurs de référence courant d'entrée et tension de sortie. Ensuite, on a trouvé les configurations adéquates et leurs rapports cycliques. En dernier lieu, nous avons simulé les tensions de sorties avec leurs spectres d'harmonique pour différentes fréquences d'échantillonnage et différentes fréquences de sortie.

Enfin, pour l'étude de performance de la modulation vectorielle (SVM), on a associé l'IMC3n avec une machine asynchrone triphasée en représentant le couple électromagnétique, le courant statorique et la vitesse de rotation de la machine. Les résultats sont très proches à ceux de la machine quand elle est branchée directement au réseau équilibrée (alimentation parfaite).

La modulation vectorielle proposée permet un réglage du facteur de puissance à l'entrée du convertisseur matriciel ainsi que la réduction des commutations des interrupteurs, en plus, elle permet le réglage du rapport tension jusqu'à un maximum de 0,867 naturellement.

Chapitre 4

Commande vectorielle de la machine asynchrone

4.1 Introduction

Dans les machines électriques, le couple électromagnétique s'exprime par un produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Pour une machine à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont naturellement orthogonaux. Ainsi, le couple est maximal ce qui donne aux machines à courant continu des performances remarquables en commande. Au contraire, une machine asynchrone présente un fort couplage entre toutes ses grandeurs, d'où la nécessité d'appliquer un traitement mathématique pour aboutir à un contrôle semblable à celui de la machine à courant continu, cela est devenu possible grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de signal, un de ces traitements mathématiques est la commande vectorielle à flux rotorique orienté [30,31].

L'objectif de la commande vectorielle à flux rotorique orienté des machines asynchrones est d'améliorer leur comportement dynamique et statique, en assurant un découplage entre le flux et le couple. L'orientation du vecteur flux passe d'abord par sa détermination. A cet effet, deux méthodes de commande vectorielle à flux orienté sont utilisées pour avoir la position du flux[32] :

- Commande à flux rotorique orienté indirect IRFOC ;
- Commande à flux rotorique orienté direct DRFOC.

Ce chapitre est organisé de la manière suivante : dans la première partie, nous allons nous limiter à l'étude de la version indirecte de la commande vectorielle, ainsi que sa structure générale et les différents éléments qui la composent. Enfin, la dernière partie de ce chapitre sera consacrée à la présentation des résultats de simulation.

4.2 Principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

Le principe de la commande IRFOC est de contrôler les deux composants (i_{sd}, i_{sq}) du courant statorique à l'aide d'une alimentation commandée en tension, et ceci en imposant des tensions de référence adaptées à la régulation des courants [33]. Pour assurer un découplage entre flux et couple, et un contrôle dynamique des deux grandeurs, vitesse et flux :

- La composante d'axe 'd' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine ;
- la composante d'axe 'q' du courant statorique joue le rôle du courant induit et permet de contrôler le couple.

L'implantation effective de la commande vectorielle nécessite la réalisation d'une structure de contrôle des courants, elle permet à partir des consignes de flux et de couple d'imposer une amplitude et une orientation correctes du courant dans le référentiel fixe.

4.3 Mise en équation de la commande IRFOC

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes d-q, tel que l'axe 'd' soit confondu avec la direction de ϕ_r (figure 4.1).

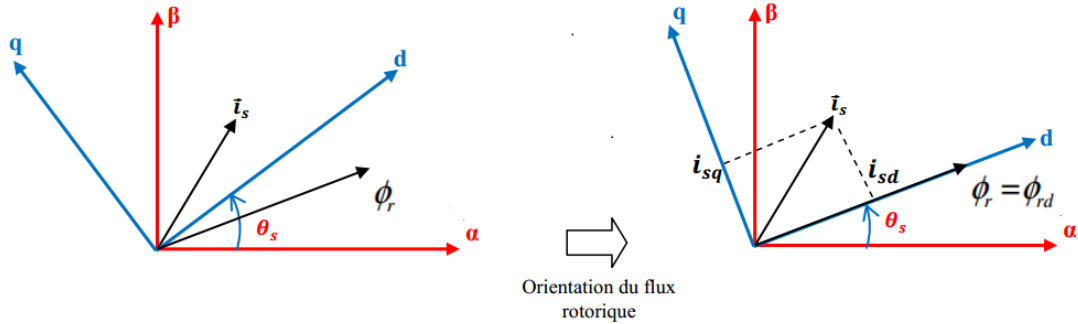


FIGURE 4.1: Représentation de l'orientation du flux rotorique dans le repère d-q

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

Les équations des tensions rotoriques et celles des flux présentées dans le chapitre 2 deviennent alors :

$$\begin{cases} R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} = 0 \\ R_r I_{rq} + \omega_s \phi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

$$\begin{cases} L_s \sigma I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} = \phi_{sd} \\ L_s \sigma I_{sq} = \phi_{sq} \end{cases} \quad (4.3)$$

On remplace l'équation (4.3) dans les équations des tensions statoriques présentes dans le chapitre 2, nous obtiendrons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s L_s \sigma I_{sd} \end{cases} \quad (4.4)$$

- **Estimation de ω_s et de θ_s**

Dans la commande IRFOC la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [35] :

$$\omega_{sl} = \frac{L_m I_{sq}}{T_r \phi_{rd}} \quad (4.5)$$

Donc :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \phi_{rd}} \quad (4.6)$$

La position θ_s est déterminée ensuite par l'intégration de ω_s .

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (4.7)$$

- **Estimation du couple électromagnétique**

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (2.11) la nouvelle relation suivante :

$$\Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \phi_{rd} \quad (4.8)$$

Les équations de la machine sont résumées dans (4.9) :

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(R_s - \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} d\phi_{rd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq} = \left(R_s - \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sq} + L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + p\Omega \frac{L_m}{L_r^2} d\phi_{rd} + \omega_s L_s \sigma I_{sd} \\ \omega_s = p\Omega + \frac{L_m I_{sq}}{T_r \phi_{rd}} \\ \Gamma_e = p \frac{L_m}{L_r} I_{sq} \phi_{rd} \\ J \frac{d\Omega_r}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - f\omega \\ T_r \frac{d\phi_{rd}}{dt} + \phi_{rd} = L_r I_{sq} \end{cases} \quad (4.9)$$

On remarque dans ces équations que (V_{sd}, V_{sq}) dépendent à la fois des courants (I_{sd}, I_{sq}) donc, ils influent sur le flux et le couple [31 , 32].

4.4 Découplage par compensation

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou le découplage par compensation[31]. Cet dernier a pour but de découpler les axes d-q, et d'écrire les équations de la machine, et du régulation d'une manière simple [30].

En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse ($\frac{d\phi_{rd}}{dt} = 0$) par rapport aux courants, alors les équations de tensions sont réécrites de la manière suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_s + sL_s\sigma)I_{sd} - \omega_s L_s \sigma I_{sq} \\ V_{sq} = (R_s + sL_s\sigma)I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s L_s \sigma I_{sd} \end{cases} \quad (4.10)$$

En ajoutant des termes de compensation e_{sd} et e_{sq} les nouvelles variables de commande V_{sd}^*, V_{sq}^* s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd}^* = (R_s + sL_s\sigma)I_{sd} = V_{sd} + (\omega_s L_s \sigma I_{sq}) = V_{sd} + e_{sd} \\ V_{sq}^* = (R_s + sL_s\sigma)I_{sq} = V_{sq} - (\omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_{rd} + \omega_s L_s \sigma I_{sd}) = V_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (4.11)$$

Avec : (*) désignant la variable de commande ou de référence.

Ainsi les actions sur les axes d et q sont découplées comme représenté dans le schéma de la figure 4.2.

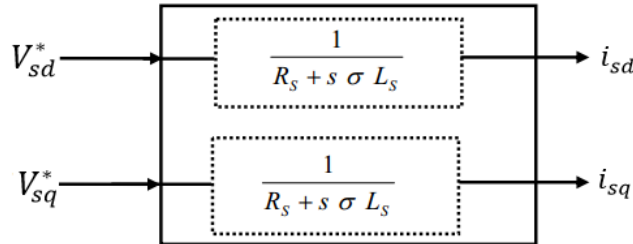


FIGURE 4.2: Les nouvelles commandes obtenues

Les tensions V_{sd}, V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd}^*, V_{sq}^* (figure 4.3).

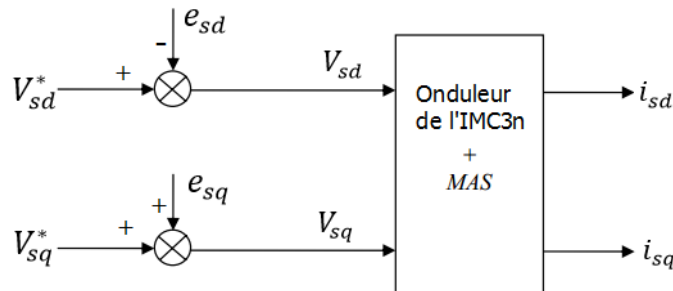


FIGURE 4.3: Reconstitution des tensions V_{sd}, V_{sq}

4.6.1 Boucles de régulations des courants

Le contrôle du couple et du flux de la machine nécessite la mise en œuvre de boucles de régulation des courants statoriques d'axes d et q [35]. Pour effectuer la synthèse des régulateurs, nous allons utiliser le système d'équations statoriques issues du modèle de la machine.

- **Régulateur du courant i_{sd}**

Le régulateur du courant i_{sd} fourni la tension V_{sd}^* de référence d'après l'équation (4.11) sur le nouveau système découplé. La boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure (4.5).

La fonction transfert du régulateur PI est donnée par :

$$C_i(s) = K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \quad (4.13)$$

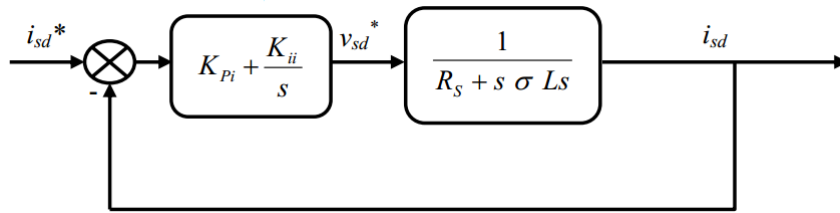


FIGURE 4.5: Boucle de régulation du courant i_{sd}

La fonction de transfert en boucle ouverte du système est donc :

$$G_0 = K_{pi} \left(s + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (4.14)$$

Par compensation de pôle : $\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$

On obtient alors :

$$G_0 = \frac{K_{pi}}{s} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (4.15)$$

En boucle fermée :

$$G_F = \frac{\frac{K_{pi}}{s \sigma L_s}}{\frac{K_{pi}}{s \sigma L_s} + 1} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{pi}} s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (4.16)$$

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

Les valeurs des régulateurs K_{pi}, K_{ii} dans l'équation (4.17) sont déterminées pour un temps de réponse pour le mode électrique choisi à $\tau = 0.001s$.

$$\begin{cases} K_{pi} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \\ K_{ii} = K_{pi} \frac{R_s}{\sigma L_s} \end{cases} \quad (4.17)$$

- **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_{sq}^* . Le schéma de régulation du courant i_{sq} est représenté sur la figure.4.6, on remarque que c'est la même que pour le courant i_{sd} .

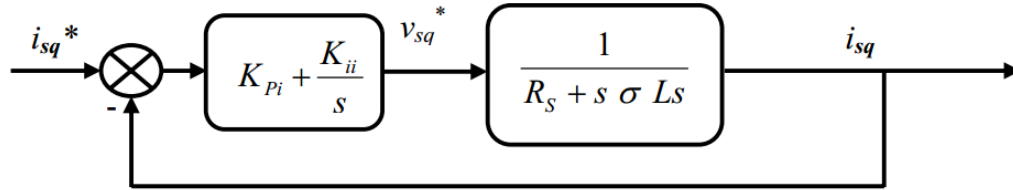


FIGURE 4.6: Boucle de régulation du courant i_{sq}

4.6.2 Boucle de régulation de la vitesse

- **Régulateur PI**

Pour calculer un régulateur PI, nous considérons les équations de la machine, en supposant que le flux est parfaitement régulé. Comme le temps de réponse de la boucle de courant est très faible par rapport à la dynamique de la boucle de vitesse, nous considérons que la réponse des courants (I_{sd}, I_{sq}) est quasi-instantanée par rapport à la partie mécanique.

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré dans la figure.4.7, tel que la fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$C_{\Omega}(s) = K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \quad (4.18)$$

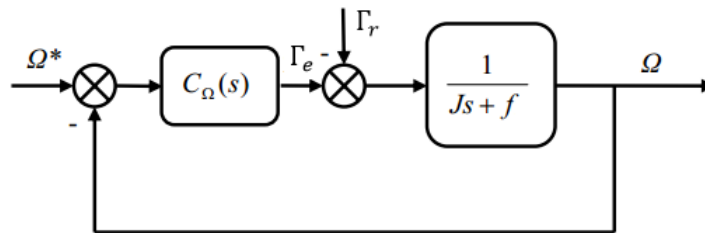


FIGURE 4.7: Boucle de régulation de vitesse

D'après l'équation mécanique et le schéma du régulation de la vitesse, alors l'expression de Ω devient :

$$\Omega = \frac{1}{Js+f} \left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js+f} \Gamma_r \quad (4.19)$$

En considérant le couple de charge comme perturbation $\Gamma_r = 0$, la relation (4.19) devient :

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s + 1}{\frac{J}{K_{i\Omega}}s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} \right)s + 1} \Omega^* \quad (4.20)$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation (4.20) à la forme canonique suivante :

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)s + 1} \quad (4.21)$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (4.22)$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ($\xi = 1$), et un temps de réponse du système à 5% ($t_{rep}5\%$). Nous aurons donc une relation qui lie ω_n au temps de réponse en vitesse ($t_{rep}5\%$) voulu, ce qui permet de fixer librement la dynamique. Cette relation s'écrit :

$$\omega_n = \frac{4.8}{t_{rep}5\%} \quad (4.23)$$

Ayant déjà choisi convenablement l'amortissement et le temps de réponse et par la suite ω_n , on peut calculer les coefficients du régulateur d'après l'équation (4.22), par simple identification.

• **Régulateur IP**

Dans ce régulateur seul l'erreur est intégrée, la partie proportionnelle est introduite à la sortie comme présentée sur la figure 4.8.

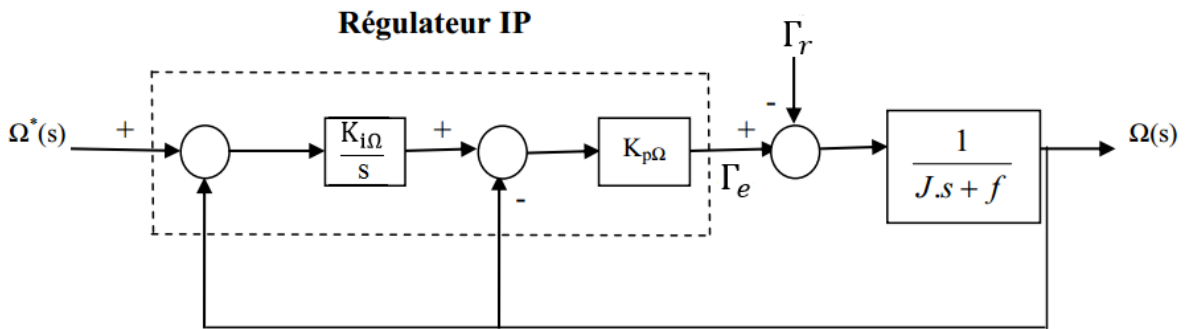


FIGURE 4.8: Diagramme bloc du régulateur IP

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 [35]. En considérant le couple de charge comme perturbation $\Gamma_r = 0$, l'équation de la vitesse en boucle fermé devient :

$$\Omega = \frac{1}{\frac{J}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f}{K_{i\Omega}K_{p\Omega}}\right)s + 1} \Omega^* \quad (4.24)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est caractérisée par :

$$G(s) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2}s^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_n}\right)s + 1} \quad (4.25)$$

Par l'identification de l'expression (4.24) par l'expression (4.25), nous obtenons :

$$\begin{cases} K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \\ K_{i\Omega} = \frac{\omega_n^2 J}{K_{p\Omega}} \end{cases} \quad (4.26)$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence de dépassement. Cette technique concerne d'imposer des valeurs de la constante d'amortissement [33] ($\xi = 1$) et de la pulsation naturelle ($\omega_n = 8$) pour déterminer les coefficients $K_{i\Omega}$, $K_{p\Omega}$.

La rapidité des boucles internes de mode électrique par rapport aux boucles externes du flux et de vitesse, impose le choix de la dynamique de vitesse à $\omega_n = 8$, pour que la machine ait le temps de se magnétiser et d'atteindre donc la référence du flux [32].

La figure 4.9 représente la comparaison de l'évolution de la vitesse dans le cas du régulateur PI et le cas du IP. La machine est alimentée par l'IMC3n, on impose une consigne de la vitesse égale à 110 rad/s suivie d'une application du couple résistant nominal 10Nm à $t = 1.1s$. Les valeurs des régulateurs PI et IP sont données dans l'annexe.

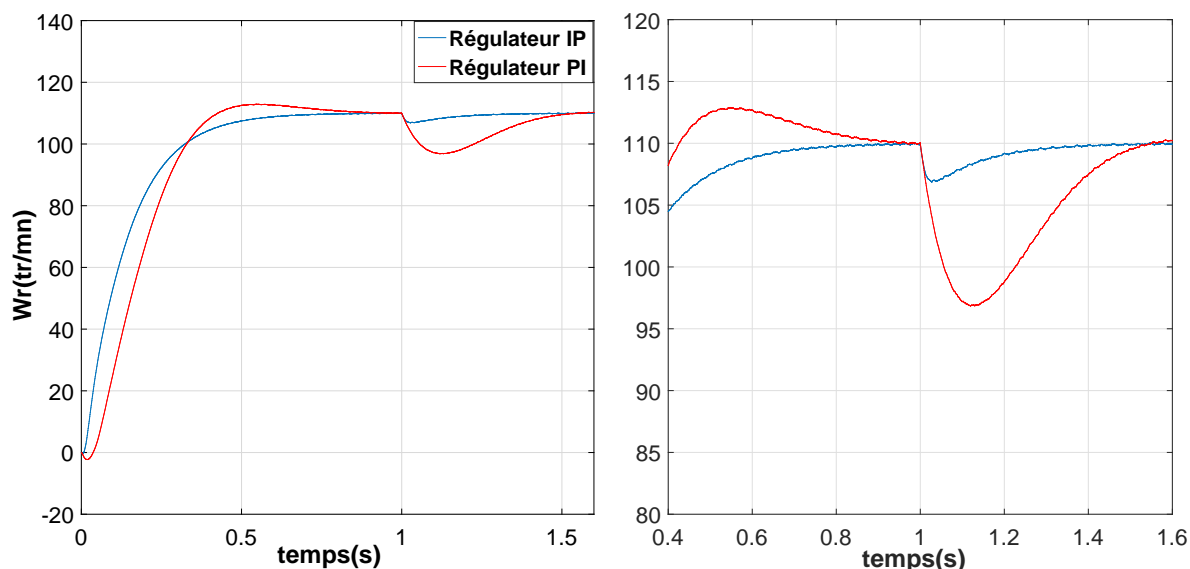


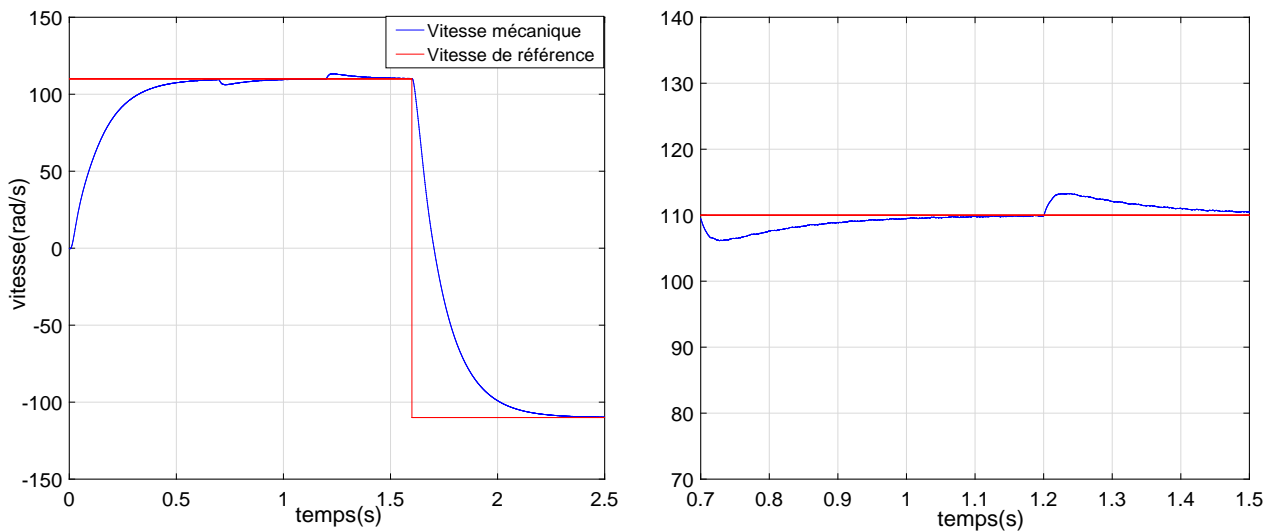
FIGURE 4.9: La réponse de la vitesse dans le cas du régulateur PI et le cas du IP

Nous remarquons une légère et brève diminution de la vitesse au niveau de l'application du couple résistant avec un rétablissement plus rapide dans le cas du régulateur IP par rapport au régulateur PI. Ainsi l'évolution de la vitesse ne présente aucun dépassement de la consigne dans le cas du régulateur IP contrairement au régulateur PI.

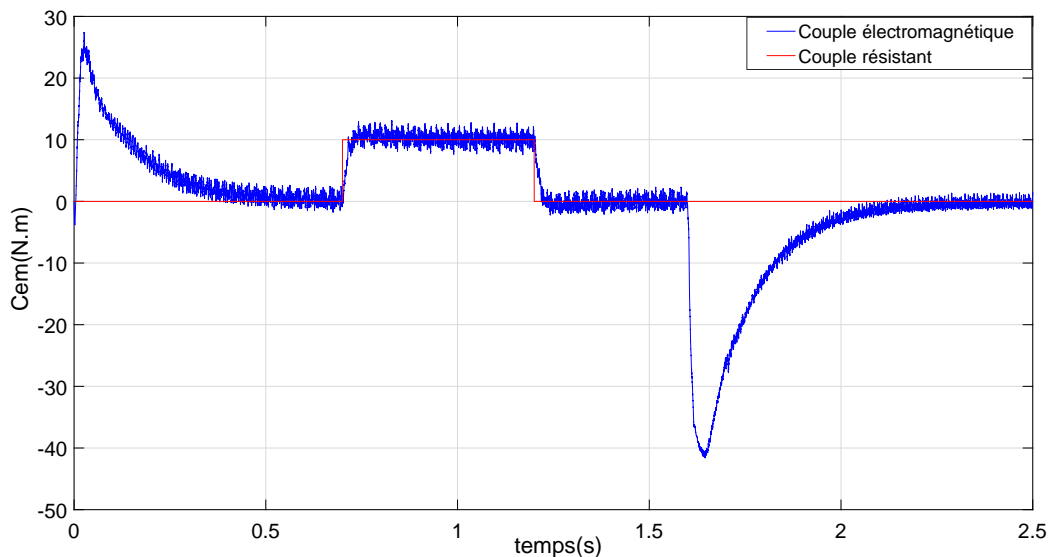
4.7 Résultats de simulation

Nous présenterons dans cette partie les résultats de simulation de la commande par orientation de flux rotorique indirect. Nous avons simulé le système pour une fréquence de commutation ($f_c = 10\text{KHz}$), et une consigne de vitesse de 110rad/s avec une consigne du flux ϕ_{ref} maintenue constante à sa valeur nominale 1.14Wb , sous l'application d'un couple de charge $\Gamma_r = 10\text{Nm}$ entre les instants 0.7 et 1.2 secondes, puis à $t = 1.6\text{s}$, on inverse le sens de la rotation de la machine avec une vitesse de -110rad/s .

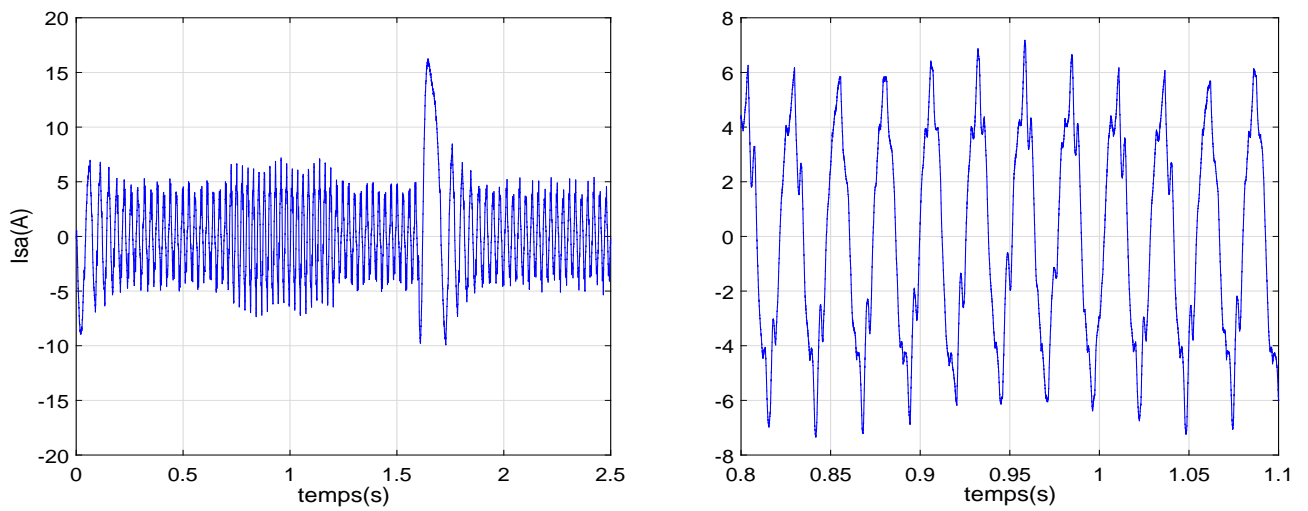
La figure (4.10) résume les résultats obtenus concernant l'évolution de la vitesse de rotation ainsi que du couple développé par la machine. En plus, l'évolution du courant statoriques et le flux direct et en quadrature.



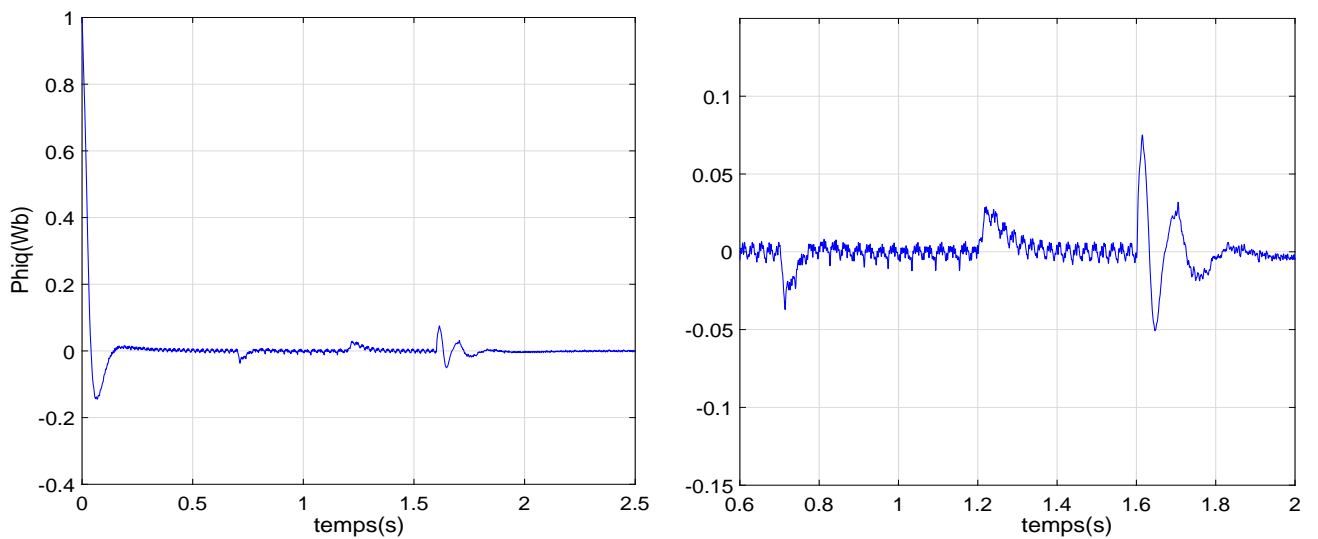
(a) Vitesse Rotorique



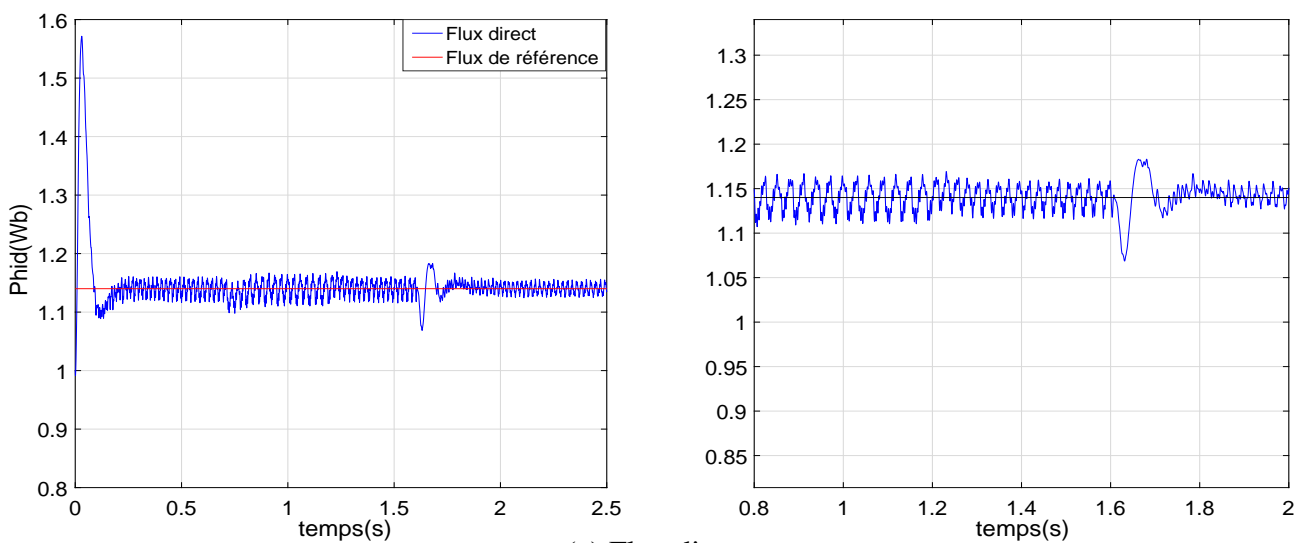
(b) Couple électromagnétique



(c) Courant statorique d'une phase



(d) Flux en quadrature



(e) Flux direct

FIGURE 4.10: Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par l'IMC3n

Interprétation des résultats

- La figure 4.10(a), montre que la machine répond bien à l'échelon de vitesse que ce soit au démarrage, lors de l'inversion du sens ou au long de l'application d'une couple résistant, avec une légère chute dynamique rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence lors de l'application du couple résistant ;
- Dans la figure 4.10(b), nous montrons la réponse en couple électromagnétique suite à la référence imposée. Nous remarquons la bonne performance du couple avec un régime transitoire rapide de 0.4s et un régime permanent portant quelques ondulations autour de la référence.
- On remarque dans la figure 4.10(c) que le courant statorique suite la charge mais sa forme d'onde présentent des ondulations ce qui se répercute directement sur le couple, cependant l'atténuation des ondulations du couple est évidente, mais elles persistent toujours.
- Le principe du flux rotorique orienté est maintenu dans tout le régime de fonctionnement, du fait que sa composante sur l'axe q est égale à zéro et sa composante sur l'axe d est constante (la commande est découplée) figures 4.10 (d) et (e) ;
- Lors de l'inversion de la vitesse, on remarque l'apparition des pics dans le couple et dans les courants statoriques de phases ainsi qu'aux flux rotoriques, puis il y a stabilisation en régime permanent.

4.8 Conclusion

L'application de la commande vectorielle à la machine asynchrone a permis de simplifier le modèle de la machine et d'améliorer ses performances dynamiques et statiques.

Les résultats de simulation confirment le pouvoir de la commande vectorielle à assurer une bonne qualité du découplage entre le flux et le couple.

Le réglage de vitesse par le régulateur IP a donné des résultats intéressants à savoir : un bon comportement dynamique et un rejet de perturbation efficace. Ce qui montre la robustesse de la commande vectorielle face aux variations de la vitesse.

L'intégration de la commande vectorielle avec l'IMC3n commandée par la modulation vectorielle (SVM) réduit les harmoniques des courants statoriques, et améliore en régime permanent le problème d'ondulations du couple, flux et courants.

Toute stratégie de contrôle a des inconvénients, et ceux de la commande vectorielle à flux orienté sont sa complexité d'implantation, et sa sensibilité aux variations des paramètres de la machine.

Dans le chapitre suivant, nous allons proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes vectorielles appliquées à la machine asynchrone, on parle ici de la commande directe du couple(DTC).

Chapitre 5

La commande DTC à fréquence de commutation constante

5.1 Introduction

Dans les années récentes beaucoup d'études ont été développées afin de trouver des solutions pour la commande de la machine asynchrone ayant pour but d'avoir une réponse précise et rapide du couple, et réduire la complexité de la commande vectorielle à flux orienté [37].

La stratégie de commande directe a été proposée par Takahashi et Depenbrock en 1985 [38], 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 statorique, il est possible de commander directement les états de l'onduleur à base des comparateurs à hystérésis[39].

Cependant, l'utilisation des comparateurs à hystérésis discrets dans la structure classique provoque des grandes ondulations du couple électromagnétique et une fréquence de commutation fortement variable [40,41].

De nombreuses méthodes ont été présentées pour remédier à ces problèmes et améliorer certains aspects comme la réduction des ondulations du couple ou de la distorsion du flux statorique, ainsi que la maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur, une catégorie de ces stratégies utilise la modulation SVM [40,41,42].

Les travaux dans ce chapitre sont orientés vers une structure évoluée de la commande directe du couple classique appelée DTC- SVM, basée sur les régulateur PI. Tout d'abord, nous présentons la principe de cette commande. Ensuite, nous expliquerons l'ajustement du flux et du couple électromagnétique à bas des régulateurs PI. Enfin, nous présentons des résultats de simulation pour évaluer la performance de la méthode proposée.

5.2 Méthode de contrôle proposées ‘DTC-SVM’

Les techniques de la commande directe du couple et du flux associées à la modulation vectorielle ‘DTC-SVM’ sont développées pour améliorer la commande directe du couple classique, la plus importante amélioration de ces techniques c’est la constance de la fréquence de commutation, le type de la ‘DTC-SVM’ dépend de l’algorithme de commande de flux et du couple [39].

En principe, les régulateurs calculent les tensions de références requises qui seront par la suite injectées dans le bloc de la modulation vectorielle qui génère par son tour les ordres de commande de l’onduleur[43]. La technique DTC-SVM présentée a également une structure simple et fournit un comportement dynamique performant, et se caractérise par de meilleurs paramètres dans le fonctionnement en régime permanent.

Il existe différentes structures de la ‘DTC-SVM’. Dans notre travail, nous nous limitons à présenter la structure de commande basée sur les régulateurs PI pour contrôler la boucle du flux et du couple dans les coordonnées du flux statorique.

5.3 Commande ‘DTC-SVM’ basée sur les régulateurs PI

Cette méthode conserve l’idée de base de la méthode ‘DTC’, elle permet de contrôler séparément le flux statorique et le couple électromagnétique, pour cela la technique d’orientation du flux statorique est utilisée en intégrant dans chaque grandeur un régulateur PI, qui génère les tensions de référence statorique dans le plan (x, y) , qui seront par la suite représentées dans le plan stationnaire (α, β) et imposées par la technique ‘SVM’, dont le bloc SVM est modélisée au convertisseur matriciel indirecte à trois niveaux, dans le but de générer des vecteurs de tension spatiales approprié et d’obtenir des impulsions de commande pour l’onduleur de l’IMC3n.

5.3.1 Les estimateurs

- Estimation du flux statorique

L’estimation du vecteur flux statorique se fait par les vecteurs de tensions et de courants, l’expression de flux s’écrit [34,41] :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (5.1)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses composantes biphasées sur le référentiel (α, β) , tel que :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (5.2)$$

avec :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad \text{et} \quad \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (5.3)$$

Pour calculer les composantes $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$ et $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ du vecteur de courant et tension statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, déduits des relations suivantes :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(I_{sa} - \frac{1}{2}(I_{sb} + I_{sc}) \right) \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (5.4)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{sa} - \frac{1}{2}(V_{sb} + V_{sc}) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_{sb} - V_{sc}) \end{cases} \quad (5.5)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (5.6)$$

La position de vecteur flux statorique est donnée par :

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (5.7)$$

- **Estimation du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ et des flux estimés $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ comme le montre la relation suivante [41] :

$$\Gamma_e = p \left[\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha} \right] \quad (5.8)$$

5.3.2 Modèle en vue de commande

La commande DTC-SVM est basée sur la régulation séparée du couple et du flux statorique, par des régulateurs PI nécessite un découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique, d'où pour l'appliquer, on utilise le repère des coordonnées du flux statorique (x,y), dans cette repéré le flux statorique est orienté dans le référentiel tournant(x, y) et l'axe « x » sera confondu avec la direction du vecteur de flux statorique, comme le montre la figure 5.1[38,41,43].

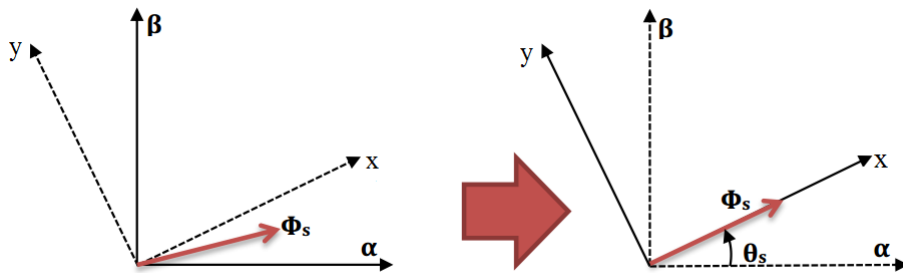


FIGURE 5.1: Représentation vectorielle de la stratégie de l'orientation de flux statorique

Donc on aura :

$$\phi_{sx} = \phi_s \quad \phi_{sy} = 0 \quad (5.9)$$

Alors le modèle de la machine dans ce repère devient :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \omega_s \phi_s \\ \Gamma_e = p \phi_s \cdot I_{sy} \end{cases} \quad (5.10)$$

A partir du modèle obtenu ci dessus, nous pouvons déduire les expressions de flux et de couple que nous utiliserons pour synthétiser notre loi de commande [43] :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_s}{dt} = V_{sx} - R_s I_{sx} \\ \Gamma_e = \frac{3}{2} \frac{p}{R_s} \phi_s \cdot (V_{sy} - \omega_s \phi_s) \end{cases} \quad (5.11)$$

Le schéma fonctionnel simple de la machine asynchrone basé sur l'équation (5.11) est représenté dans la figure 5.2 suivante :

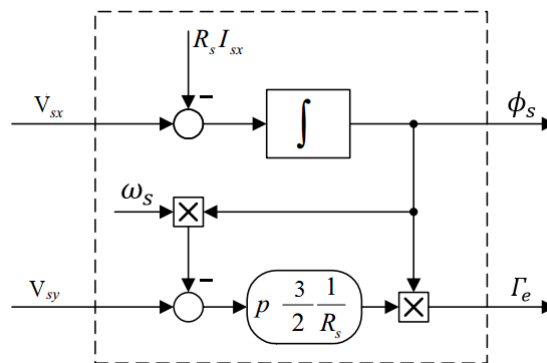


FIGURE 5.2: Schéma bloc simplifié de la machine asynchrone dans le repère (x,y) [43]

Les boucles de contrôle du flux et du couple pour cette méthode de contrôle sont obtenues à base de modèle simple de la machine asynchrone (figure 5.2), avec l'utilisation des deux régulateurs PI pour la régulation de flux et de couple, comme illustre la figure 5.3 :

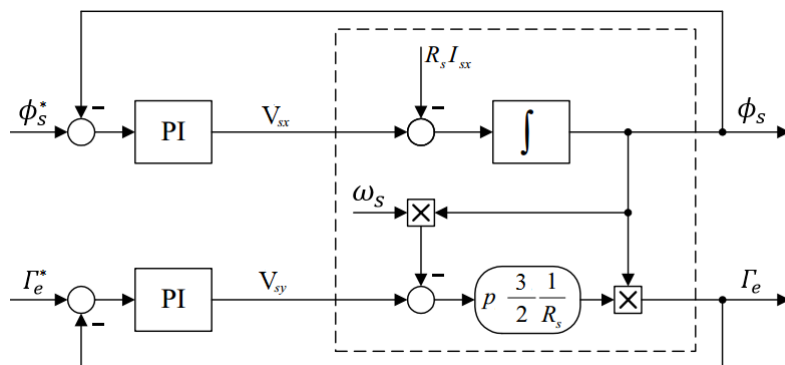


FIGURE 5.3: Boucles de contrôle avec deux régulateurs PI et le schéma simplifié du MAS [43]

5.3.3 Contrôle du flux statorique

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation du flux se trouve dans la figure 5.4. Cette boucle de contrôle est basée sur le modèle présenté dans la figure 5.3.

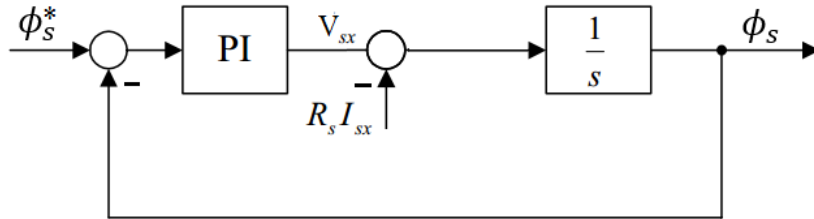


FIGURE 5.4: Schéma bloc de la régulation du flux statorique

Le contrôle du flux statorique dans cette méthode est effectué par le contrôle de la composante « x » de la tension statorique dont la référence est générée par le régulateur PI [34]. Nous savons que pour la période d'échantillonnage de la commande T_e :

$$\Delta\phi_s = \phi_s^* - \phi_s = \frac{V_{sx}}{T_e} \quad (5.12)$$

L'erreur de flux statorique $\Delta\phi_s$ est l'entrée du régulateur PI qui génère la composante « d » de la tension de référence comme suit :

$$V_{sx}^* = \left(K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s}\right)\Delta\phi_s \quad (5.13)$$

D'où : $K_{p\phi}, K_{i\phi}$: Constante proportionnelle et d'intégration du flux de stator.

En comparant les équations (5.12) et (5.13), et en considérant la quantité $R_s I_{sx}$ comme perturbation, nous déduisons que seulement un régulateur proportionnel 'P' permet d'obtenir les performances désirées, et de maintenir le flux à sa valeur de référence avec :

$$K_{p\phi} = \frac{1}{T_e} \quad (5.14)$$

Avec : T_e est la fréquence d'échantillonnage.

5.3.4 Contrôle du couple électromagnétique

Le schéma de la boucle de contrôle du couple est représenté sur la figure 5.5, le même que pour le flux, cette boucle de contrôle est basé sur le modèle présenté dans la figure 5.3, dans le but d'avoir une bonne poursuite du couple de référence, un régulateur PI peut être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le couple à sa valeur de référence Γ_e^* .

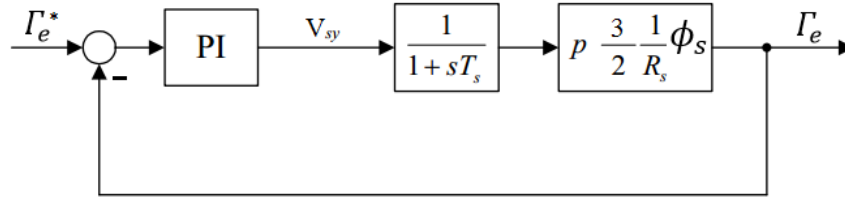


FIGURE 5.5: Schéma bloc de la régulation du couple électromagnétique [43]

$$\begin{cases} V_{sy}^* = (K_{p\Gamma} + K_{i\Gamma})\Delta\Gamma_e \\ \Delta\Gamma_e = \Gamma_e^* - \Gamma_e \end{cases} \quad (5.15)$$

D'où : $K_{p\Gamma}, K_{i\Gamma}$: Constante proportionnelle et d'intégration du couple électromagnétique.

5.3.5 Structure générale de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateur PI

La commande en boucle fermée de la vitesse, nous permettons à travers un régulateur PI de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, d'où le schéma général en boucle fermée de cette structure est présentée dans la figure 5.6 suivant :

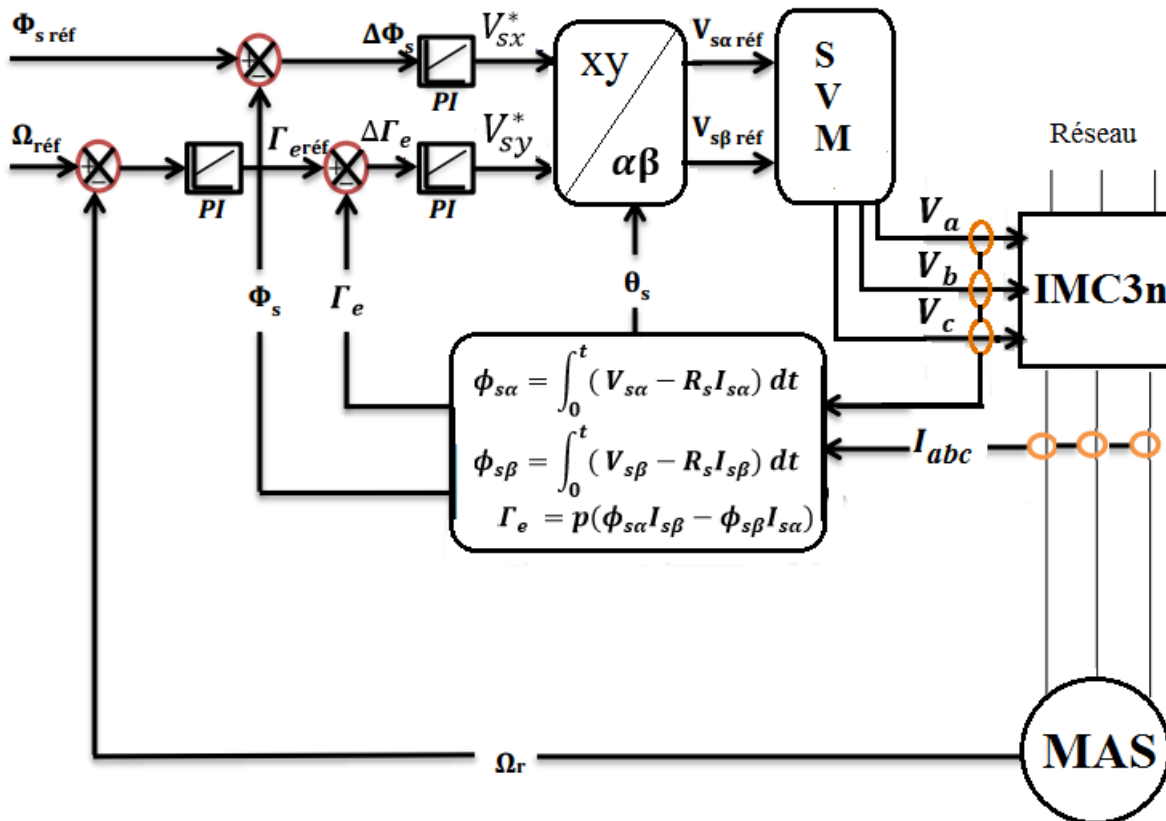


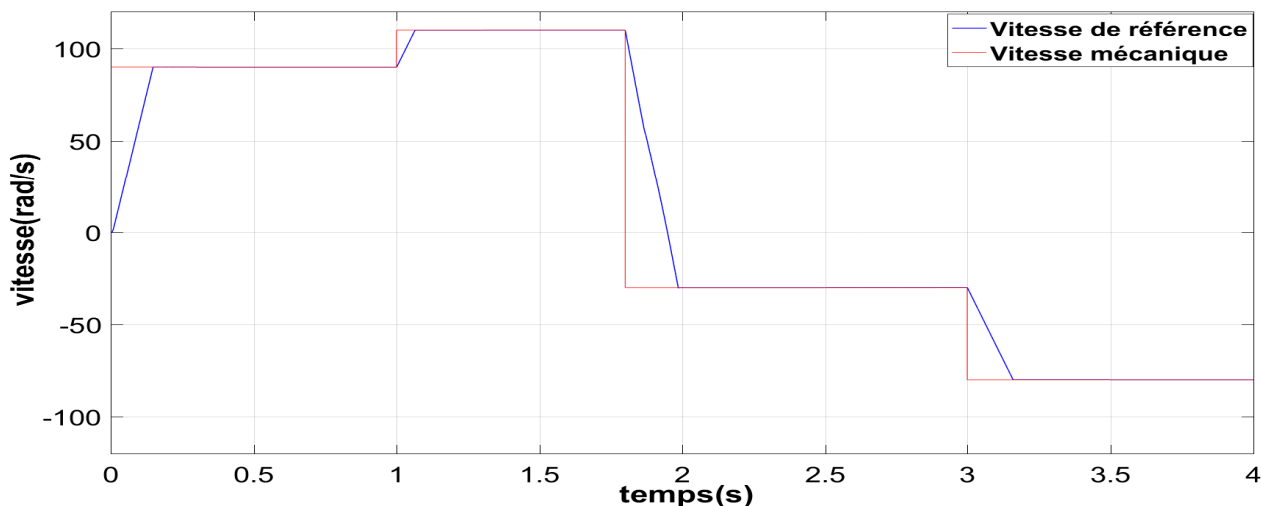
FIGURE 5.6: Schéma de la commande 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI

Les valeurs des régulateurs PI sont données dans l'annexe.

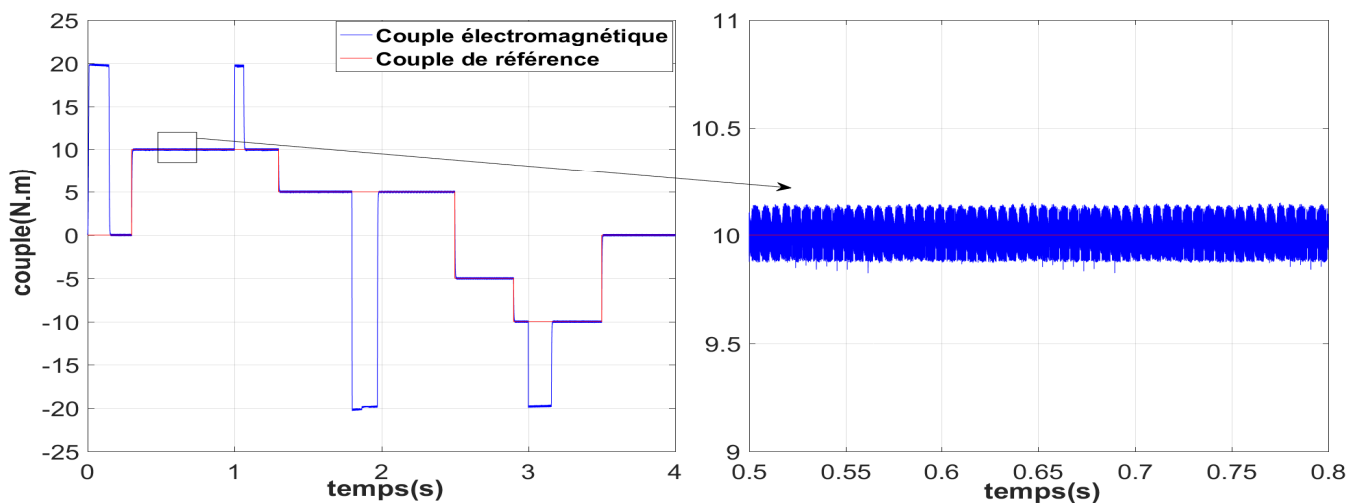
5.4 Résultats de simulation

Pour mettre en évidence la commande proposée, on a simulé le système d'entraînement de la figure 5.6 sous l'environnement Matlab/Simulink, pour la même machine utilisée précédemment, avec une fréquence de commutation ($f_c = 10\text{KHz}$). Les résultats sont présentés dans la figure 5.7. La simulation a été effectuée sur une durée de 4 secondes de la manière suivante :

- un flux de référence constant de 1.14 Wb ;
- Pour la vitesse, à l'instant $t_0 = 0$, on donne une consigne initiale de vitesse égale à 90 rad/s. Puis pendant la durée [1 1.8], on impose une consigne de 110 rad/s. Et à $t=1.8\text{s}$ on inverse le sens de rotation avec une valeur de -30 rad/s puis de -80 rad/s à $t=3\text{s}$;
- Pour le couple de référence, il varie et dérive le cycle suivant : [0.3 1.3] \rightarrow 10N.m, [1.3 2.5] \rightarrow 5N.m, [2.5 2.9] \rightarrow -5N.m, [2.9 3.5] \rightarrow -10N.m.

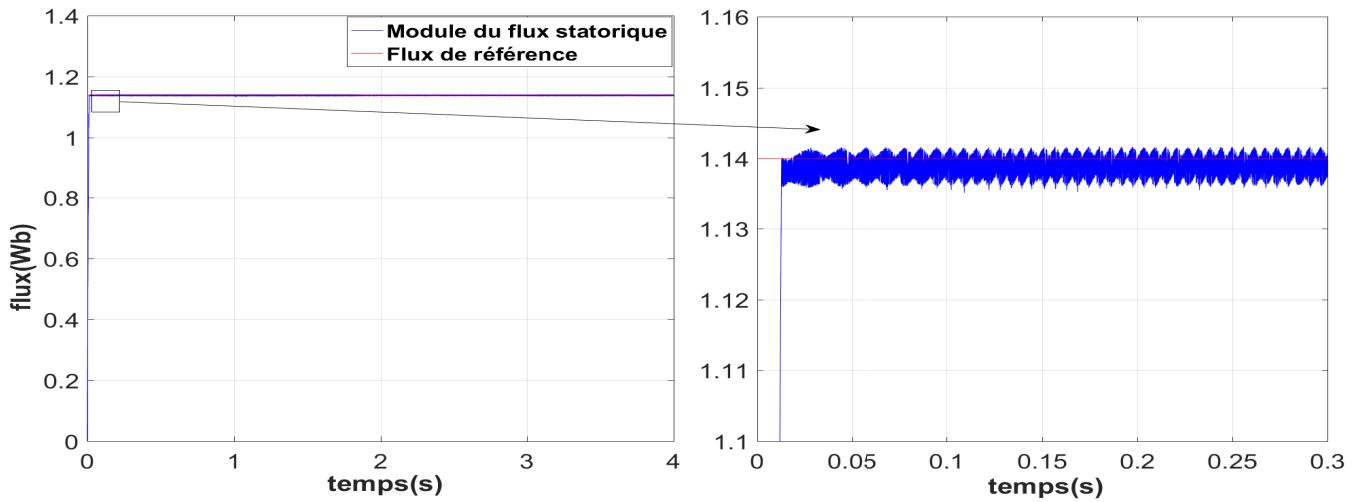


(a) La vitesse

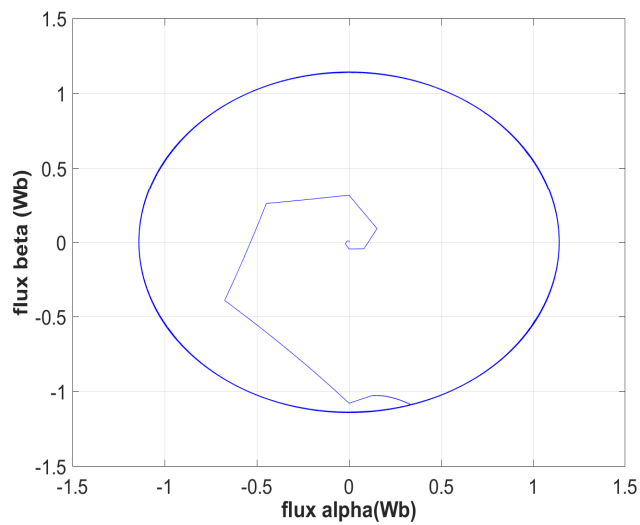


(b) Couple

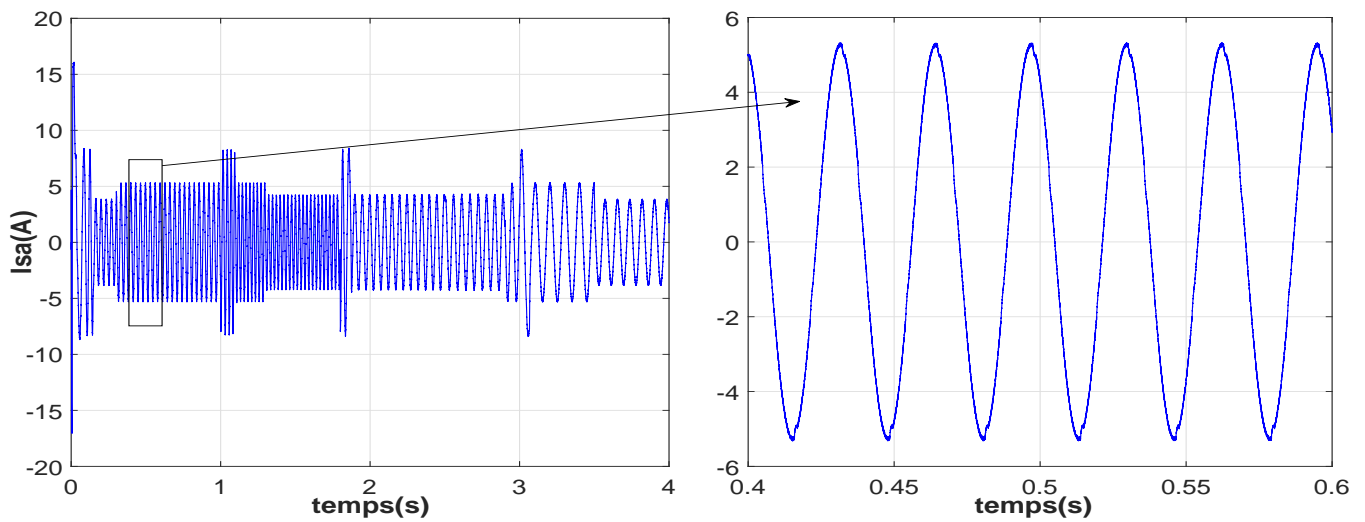
Interprétation des résultats :



(c) Le module du flux statorique.



(d) L'extrémité du flux statorique



(e) Le courant statorique

FIGURE 5.7: Les résultats de simulation de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI

- La vitesse suit sa référence dans les deux directions et avec un couple de charge différent, et le temps de réponse est petit 0,15 s ;
- Nous remarquons une bonne dynamique du couple avec un temps de réponse de 0.15 s, dont la valeur moyenne suit parfaitement les valeurs du couple de référence, mais avec l'apparition de pic lors de changement de vitesse ;
- Nous remarquons aussi que le module du flux statorique présente un régime transitoire très rapide et un régime permanent qui suit parfaitement sa référence ;
- L'évolution de l'extrémité du flux statorique dans le repère $\alpha\text{-}\beta$ ne présente pas d'ondulations au démarrage, puis le flux évolue de façon circulaire ;
- Le courant statorique possède une allure sinusoïdale. L'utilisation du modulateur SVM a entraîné une réduction notable des harmoniques du courant, avec l'apparition de pic 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.

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté un algorithme de contrôle DTC-SVM basé sur les régulateurs PI dans le repère lié au stator et proposé pour contrôler la machine asynchrone alimentée par le convertisseur matriciel IMC3n, puis le tout a été simulé en utilisant Matlab –Simulink

L'utilisation de la technique de commande de modulation de largeur d'impulsion vectorielle a permis de réduire notablement les pulsations du couple et assurer une fréquence de commutation constante, alors l'inconvénient majeur de la commande DTC classique est résolu par la 'DTC-SVM' basée sur les régulateur PI.

Les résultats de simulation confirment le bon fonctionnement de la méthode qui a amélioré le comportement de la commande DTC classique avec de bon performances en mode transitoire et permanent, en plus d'une largeur de bande d'erreur de couple et de flux relativement faible et proportionnels à la fréquence de commutation. Les harmoniques principales du courant d'entrée sont autour de la fréquence de commutation et sont multipliée afin qu'elles soient filtrées par le filtre d'entrée.

Cette technique de commande permet d'obtenir de bonnes performances en ce qui concerne la dynamique du couple de la machine asynchrone en comparaison avec la commande vectorielle basée sur l'orientation du flux rotorique.

Conclusion Générale

L'objectif principal de ce mémoire était l'étude des performances de commande d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un nouveau type de convertisseur AC/DC/AC indirect plus connu sous le nom de convertisseur matriciel indirect à trois niveaux. Pour cela nous avons appliquée la stratégie de commande SVM du convertisseur. Cette machine est commandée par deux stratégies de commande la commande vectorielle à flux orienté indirect et la commande directe du couple à fréquence constant (DTC-SVM).

Nous avons présenté en premier lieu un état de l'art sur les convertisseurs matriciels, et plus particulièrement le convertisseur matriciel à trois niveaux (IMC3n). Puis, nous avons examiné le fonctionnement de base de cette structure ainsi que ses différentes topologies. Par la suite, nous nous sommes consacrés à la modélisation du filtre d'entrée ainsi que une protection du convertisseur matriciel par le circuit clamp.

Puis, vient la deuxième partie où, on a modélisé la machine asynchrone en établissant un modèle de cette dernière dans le repère d-q lié au champ tournant dédié à la commande vectorielle (IRFOC), un autre modèle dans le repère α - β lié au stator a été dédié à la commande DTC-SVM.

Dans le troisième chapitre, nous avons modélisé les interrupteurs du convertisseur matriciel par des commutateurs bidirectionnels considérés parfaits. On a ensuite présenté en détails l'algorithme de la commande SVM pour chaque étage du convertisseur (redresseur et onduleur). Quant à l'étude des performances de la commande SVM, nous avons présenté la tension de sortie avec son spectre d'harmoniques pour différentes fréquences de commutation et différentes fréquences de sortie, puis nous avons présenté le THD et la caractéristique de réglage en fonction du taux de modulation q . Par la suite, pour voir le comportement de la machine asynchrone associée avec le convertisseur IMC3n, nous avons présenté le couple électromagnétique de la machine, le courant statorique et la vitesse de rotation. Ensuite nous avons exposé les résultats de la simulation du filtrage du courant d'entrée du convertisseur.

Dans le quatrième chapitre, nous avons développé la commande à flux rotorique orienté indirecte alimentée par un onduleur de tension du convertisseur, nous avons montré que le découplage existe effectivement entre le flux et le couple comme celui de la machine à courant continue. Ensuite nous avons simulé les performances de la machine alimentée par l'IMC3n. Les résultats ont montré le bon suivi des grandeurs aux références affichées après le régime transitoire. Aussi nous avons remarqué que le découplage se maintient correctement. Néanmoins cette commande présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux incertitudes paramétriques de la machine, mais cet inconvénient est résolu grâce à la 'DTC-SVM'.

A la fin de ce travail, nous avons aussi développé le principe de commande directe du couple, et apporté des solutions aux problèmes d'ondulations du couple et du flux statorique en utilisant

la commande directe du couple associée à un convertisseur matriciel commandé par SVM (DTC-SVM) qui a permis de réduire notablement les pulsations du couple et assurer une fréquence de modulation constante pour le convertisseur.

En effet, les résultats de simulation ont été concluants et ont montré une excellente dynamique de la vitesse et du couple, ainsi qu'une robustesse très satisfaisante.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études, nous conduit à présenter quelques perspectives à ce travail :

- La réalisation pratique du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux et son implantation en temps réel sur un microcontrôleur ou DSP;
- Le développement d'autres topologies d'IMC3n ainsi que leurs stratégies de commande appropriées;
- L'amélioration de la commande SVM du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux par un algorithme de modulation vectorielle des trois vecteurs fictifs les plus proches (NTV SVM);
- La réalisation des montages complet de la commandes vectorielle IRFOC et la commande DTC-SVM, d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux, permettant de comparer les résultats expérimentaux avec ceux théoriques et de vérifier la validité de notre modélisation.

Bibliographie

- [1] P. Grbovic : "Ultra-capacitor based regenerative energy storage and power factor correction device for controlled electric drives", Thèse de Doctorat de l'École Centrale de Lille (L2EP), Juillet 2010 .
- [2] F.Labrique, G. Segulier, R.Bausiere, "Les convertisseur de l'électronique de puissance, Volume 4 : la conversion continu-alternatif", édition TEC et DOC Lavoisier :2nd édition, 1995.
- [3] D.A. Paice "Power electronic converter harmonics : Multipulse methods for clean power", IEEE Press, New York, 1995 .
- [4] E.M. Berkouk "Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasées et triphasées alimentées par des convertisseur directs et indirects. Application aux gradateurs et onduleurs multiniveaux" Thèse de Doctorat, CNAM, Paris 1995.
- [5] Mohan,N. Undeland,T.M. and Robbins, W.P(1995)." Power electronics ; converters, applications, and design", 2nd edition. John Wiley , Sons, New York, USA. 802 p.
- [6] M .Y .Lee "Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology", Thèse De Doctorat, university of Nottingham, March 2009.
- [7] Holmes,D.G. and Lipo,T.A. "Pulse width modulation for power converters". IEEE Press, Piscataway, New Jersey, USA. 724 p.
- [8] S.K. Maddula, J.C. Balda, "Lifetime of Electrolytic Capacitors in Regenerative Induction Motor Drives", dans Proceeding. PESC, pp.153-159, Juin 2005.
- [9] T.B. Soeiro and M.L. Helwein "High Efficiency Indirect Matrix Converter Topologies ", IEEE Transactions on Industry Applications, pp.4856-4861, 2013 .
- [10] K. Ghedamsi "Contribution à la modélisation et la commande d'un convertisseur direct de fréquence Application à la conduite de la machine asynchrone " Thèse de Doctorat à l'école nationale polytechnique, Alger, 2008.
- [11] Mahlein, Jochen, and Michael Braun. "A matrix converter without diode clamped over-voltage protection." Power Electronics and Motion Control Conference, 2000. Proceedings. IPEMC 2000. The Third International. Vol. 2. IEEE, 2000
- [12] 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.
- [13] Kolar, Johann W., et al. "The essence of three-phase AC/AC converter systems." Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th. IEEE, 2008.

- [14] M.Jussila, "Comparison of Space-Vector-Modulated Direct and Indirect Matrix Converters in Low-Power Applications". Thèse de doctorat, Tampere University of technology, 2007.
- [15] 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.
- [16] C. Samira and S. Yasmina, " Etude et commande du convertisseur matriciel indirect alimentant une machine asynchrone", projet fin d'étude, ENP, Alger, 2014.
- [17] A.Schuster, "Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone", thèse de doctorat, EPFL , LAUSANE 1998 .
- [18] Klumpner, C."An indirect matrix converter with a cost effective protection and control". Proc. of the 2005 European Conference on Power Electronics and Applications,EPE 2005, September 11–14, Dresden, Germany, 11 p.
- [19] J. P. Caron, J. P. Hautier "Modélisation et commande de la Machine Asynchrone", Édition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.
- [20] J. Chatelain "Machine électriques", tome I, Édition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8.
- [21] J. Bonal, G. Séguier, "Entraînements électrique à vitesse variable", Volume 2, Editions TEC et DOC, France, 1998.
- [22] Gebreel, Abd Almula GM "Simulation and implementation of two-level and three-level inverters by Matlab and RT-LAB. Diss". Thèse de doctorat. The Ohio State University., 2011.
- [23] K. Mostefa and T.Y. Lokmane " étude et réalisation de la commande MLI vectorielle d'un convertisseur matriciel " projet fin d'étude, ENP, Alger, 2011.
- [24] Djaafer Lalili. "MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux". Thèse de Doctorat, ENP, 2008.
- [25] A. N. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter", IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol.1A-12, Sep./Oct. 1981, pp.518-323.
- [26] 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.
- [27] 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).
- [28] M. Matteini "Control techniques for matrix converter adjustable speed drives", Thèse de Doctorat de l'université de Bologna Italie, 2001.
- [29] P. Wheeler, J.Clare, L. Empringham, M. Bland, M. Apap, "Gate drive level intelligence and current sensing for matrix converter current commutations", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 49, No.2, 2002, pp.382-389.
- [30] M. O. Mahmoudi " la commande de la machine asynchrone alimentée en tension", thèse doctorat à école nationale polytechnique, Alger ,1999.

- [31] 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.
- [32] G. Buche "Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement temps réel Matlab/Simulink ", PFE d'Ingénieur C.N.A.M. Grenoble 2001.
- [33] Dariusz L. Sobczuk "Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives", Ph.D. Thesis, University of Technology Faculty of Electrical Engineering Warsaw 1999.
- [34] Benachour, A., E. M. Berkouk, and M. O. Mahmoudi. "DTC-SVM control of induction machine fed by three level NPC matrix converter." Modelling, Identification and Control (ICMIC), 2016 8th International Conference on IEEE, 2016.
- [35] Alkorta P., Barambones O., Garrido A. J., Garrido I. "SVPWM Variable Structure Control of Induction Motor Drives", Industrial Electronics, ISIE. IEEE International Symposium on Volume, Issue, pp.1195 – 1200, June 2007.
- [36] Mitzova D., Mira C., de Fornel B. "Speed Control of an Asynchronous Motor by Using Variable Structure Control", Systems Engineering in the Service of Humans apos., Conference Proceedings., International Conference on Volume , Issue , vol.4. pp.447 – 452, Oct 1993.
- [37] R.Toufouti, "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse de doctorat d'état en sciences en électrotechnique de l'université Mentouri- Constantine, 02 Juin 2008.
- [38] Belkacem Sebti, "Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction," Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Juin, 2008.
- [39] Idir,A. Kidouche,M. Zelmat,M. Ahriche,A. "A Comparative Study between DTC, SVM-DTC and SVM-DTC with PI Controller of Induction Motor". In International Conference on Electronics Oil, ICEO (Vol. 11, pp. 1-2).
- [40] Yi Wang, Heming Li, Xinchun Shi "Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Induction Motors Fed by Cascaded Multilevel Inverters", IEEE Industrial Electronics, 32nd Ann. Conf. pp. 1575 – 1579, Nov. 2006.
- [41] Marcin Zelechowski, "Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC – SVM) Inverter – Fed Induction Motor Drive," Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Warsaw, Pologne, 2005.
- [42] Tian-Jun Fu, Wen-Fang Xie "A novel sliding-mode control of induction motor using space vector modulation technique", The Instrumentation, Systems, and Automation Society (ISA) Transactions 44. pp. 481–490, 2005.
- [43] M. Zelechowski, M.P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg, "Controller Design for Direct Torque Controlled Space Vector Modulated (DTC-SVM) Induction Motor Drives," IEEE ISIE 2005, Dubrovnik, Croatia, 20-23 Juin 2005.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone à cage d'écureuil :

Puissance nominale	1.5kW
Nombre de paires de pôles	2
Vitesse nominale	1420tr/mn
Tension	220/380V
Intensité nominale	6.7/3.7A
Inductances propres de fuites statorique	0,274H
Inductances propres de fuites rotorique	0,274H
Inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor	0,258H
Résistance statorique	4,85Ω
Résistance rotorique	3,805Ω
Moment d'inertie	0.031Kg.m ²
Coefficient de frottement	0.001136Kg.m ² /s

Paramètres du filtre d'entrée :

Fréquence de coupure	169Hz
L_f	2.19 mH
C_f	0.81 mF
R_f	0.036 Ω

Paramètres des régulateurs de la commande vectorielle (IRFOC) :

Régulateur de courant I_{sd} et I_{sq}	Les valeurs
K_i	1.443e + 04
K_p	29.91

Régulateur de vitesse PI	Les valeurs
K_i	4.91
K_p	0.17

Régulateur de vitesse IP	Les valeurs
K_i	7.18
K_p	1.22

Paramètre de régulateur de la DTC-SVM :

Régulateurs PI	Les valeurs
$K_{i\Gamma} = K_{i\Omega}$	3.6291
$K_{p\Gamma} = K_{p\Omega}$	20.9457
$K_{i\phi}$	36e - 04
$K_{p\phi}$	1.11e + 03