

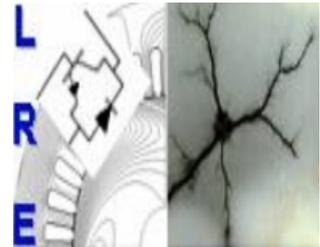
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de Master en Electrotechnique

**Commande DTC-SVM de la machine asynchrone alimentée par
un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux**

BENYAHIA Mohammed

Sous la direction de

PR : MO.MAHMOUDI et PR : EM. Berkouk

Soutenu publiquement le 18/06/2017

Membres du Jury

Président	Mr. A.MEKHALDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mr. E.M. BERKOUK	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr. MO. MAHMOUDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mr. O. TOUHAMI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique

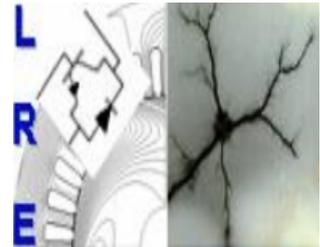
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique



Département d'Electrotechnique

Laboratoire de Recherche en Electrotechnique

Mémoire de Master en Electrotechnique

**Commande DTC-SVM de la machine asynchrone alimentée par
un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux**

BENYAHIA Mohammed

Sous la direction de

PR : MO.MAHMOUDI et PR : EM. Berkouk

Soutenu publiquement le 18/06/2017

Membres du Jury

Président	Mr. A.MEKHALDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Promoteurs	Mr. E.M. BERKOUK	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
	Mr. MO. MAHMOUDI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
Examineur	Mr. O. TOUHAMI	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique

ملخص :

يعتمد العمل المقدم في هذه الأطروحة على الدراسة التحليلية مع المحاكاة في برنامج *Matlab/Simulink* لتطبيق استراتيجية التحكم المباشر بالعزم (*DTC*) 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 (*SVM*). اخيرا قمنا بتطبيق تقنية التحكم المباشر بالعزم باستعمال المعدلات *PI* للجملة المتحكم فيها (محرك لاتزامني) و التي تضمن توفير تردد ثابت للمحول.

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

Abstract :

The work presented in this paper consists of the analytical and simulation study of direct torque 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). Finally, we applied the direct torque control, using PI regulators, to the system, which ensures a constant modulation frequency for the converter.

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

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire consiste en l'étude analytique et par simulation dans un environnement Matlab /Simulink, de la stratégies de commande directe du couple 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). En dernier lieu, nous avons appliqué la commande directe du couple , en utilisant des régulateurs PI, au système à commander (moteur asynchrone). cette commande 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 directe du couple.

Remerciement

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

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

*“je remercie aussi vivement **Mr Ben Achour Ali** qui a consacré beaucoup de son temps pour m’aider et qui a considérablement facilité mon travail avec ses conseils.”*

“j’adresse ma chaleur remerciement aux membres du jury qui ont bien voulu juger mon travail et me honorer avec leur participation. ”

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

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	9
1 Stratégie de commande SVM du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux	11
1.1 Introduction	11
1.2 Convertisseur matriciel indirect trois niveau IMC3n	12
1.3 Etat de l'art sur la stratégie de commande (SVM)	13
1.4 SVM pour le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux	13
1.4.1 Modulation du vecteur spatial	13
1.4.2 Etage redresseur	13
1.4.3 Etage onduleur	17
1.4.4 Modulation complète du l'IMC3n	19
1.5 Résultats de simulation	19
1.5.1 Les caractéristiques de l'IMC3n commandé par le SVM	19
1.5.1.1 Etude des performances de l'association du filtre d'entrée	21
1.6 Conclusion	22
2 Commande DTC à fréquence de commutation constante	23
2.1 Introduction	23
2.2 Etat de l'art sur la commande directe du couple DTC	24
2.3 Commande 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI	25
2.3.1 Estimation du flux statorique	25
2.3.2 Estimation du couple électromagnétique	26
2.3.3 Modèle de la machine en vue de la commande	26
2.3.4 Contrôle du flux statorique	28
2.3.5 Contrôle du couple électromagnétique	28
2.4 Résultats de simulation	30
2.4.1 Test de robustesse	32
2.5 Conclusion	34
Conclusion Générale	35
Bibliographie	36
Annexe	38

Table des figures

1.1	Topologie du convertisseur matricielle indirect à trois niveau(IMC3n)	12
1.2	Représentation de l'hexagone de commutation des courants.	14
1.3	Synthèse de vecteur courant de référence dans un secteur donnée	15
1.4	La forme de la tension intermédiaire V_{pn} en éliminant le vecteur nul	16
1.5	Les tensions de liaison DC, V_{po} et V_{on} , fourni par le redresseur	16
1.6	Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux [14].	17
1.7	Synthétisation du vecteur de tension de référence dans le secteur I.	18
1.8	Modèles de commutation de l'IMC3n [16]	19
1.9	Représentation de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique	20
1.10	Courant du réseau avant l'ajout de filtre et son spectre d'harmonique	21
1.11	Courant d'entrée du convertisseur filtré	21
2.1	Représentation vectorielle de la stratégie de l'orientation de flux statorique	26
2.2	Schéma bloc simplifié de la machine asynchrone dans le repère (x,y) [21]	27
2.3	Boucles de contrôle avec deux régulateurs PI et le schéma simplifié du MAS [21]	27
2.4	Schéma bloc de la régulation du flux statorique	28
2.5	Schéma bloc de la régulation du couple électromagnétique [21]	28
2.6	Schéma de la commande 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI	29
2.7	Les résultats de simulation de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI	31
2.8	Les résultats de simulation de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI	33

Liste des tableaux

1.1 Etats des interrupteurs et vecteurs de commutation du redresseur	14
1.2 Les rapports cycliques pour V_{ref} dans le secteur I.	18

Abreviations et symboles

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

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

ϕ_s : Flux statoriques,

$\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$: Flux statorique suivant l'axe α/β

Γ_e : Couple électromagnétique.

Γ_r : couple résistant.

ω_s : Pulsation électrique statorique.

Ω : Vitesse mécanique du rotor

V_{pn} : Tension du bus continu.

I_{red} : Courant du bus continu.

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

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

V_{ref} : vecteur de la tension de sortie (référence).

I_{in} : vecteur du courant d'entrée (référence).

f_c : fréquence de commutation.

f_s : fréquence de sortie.

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

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

IMC3n : convertisseur matriciel indirect à trois niveaux.

Introduction générale

Dans les milieux industriels et particulièrement en traction électrique, on exige que les actionneurs électriques possèdent des performances dynamiques et statiques très élevées.

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). Plus qu'elle peut fonctionner dans des milieux critiques (e.g., poussière), elle est disponible sur une large gamme de puissance.

La commande d'une machine asynchrone est particulièrement à cage et 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, de plus les grandeurs rotoriques ne sont pas accessibles.

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, les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) des machines asynchrones sont apparues à la fin des années 1980, concurrençant les méthodes de commande à flux orienté. L'estimation du flux statorique et du couple est alors réalisée sans capteur.

Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine. Cependant, elle présente des limitations (ondulations du couple, non maîtrise de la fréquence de commutation,...etc). L'émergence de cette méthode a donné lieu à divers travaux dont l'objectif est de montrer ses performances, ou d'apporter des solutions à ses limitations.

Les performances de 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 communs au niveau industriel, puisque elle génère moins de pertes par conduction par rapport aux autres topologies.

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 proposée en 1976 par Guygyi - Pelly[3]. 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.

On présente dans ce travail un nouveau type de convertisseur. Il s'agit du convertisseur matriciel indirect multi-niveaux commandé par la stratégie de commande MLI vectorielle (SVM). Dont l'objectif est d'effectuer un développement complet d'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 multi-niveaux.

Le 1^{er} chapitre traite la topologie de l'IMC3n, ensuite un algorithme de commande SVM est exposée et analysée. De plus, pour l'étude de performance de la commande nous allons simuler l'association du filtre-IMC3n-MAS.

Dans le 2^{ème} chapitre, nous développerons le principe de la commande DTC, ensuite nous exposerons une nouvelle stratégie de la commande DTC dans un objectif de minimiser les ondulations du couple et de maîtriser la fréquence de commutation de convertisseur. Cette stratégie est nommée DTC-SVM. Et nous présenterons des résultats de simulation montrant les performances et la robustesse de cette structure.

Chapitre 1

Stratégie de commande SVM du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

1.1 Introduction

Ce chapitre traite l'association d'un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux avec une machine asynchrone triphasée et un filtre d'entrée.

Dans la première partie nous allons présenter le modèle du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux et ses principes de fonctionnement. La deuxième partie traite la méthode de modulation vectorielle SVM avec des simulations montrant la capacité de cette commande sur l'IMC3n pour générer les formes d'onde d'entrée et de sortie souhaitées. Et on voit aussi l'effet de filtre d'entrée.

1.2 Convertisseur matriciel indirect trois niveau IMC3n

La topologie du convertisseur matriciel indirect à trois niveaux (IMC3n) est présentée dans [1, 2]. En général il est composé d'un redresseur commandé en courant côté entrée et d'un onduleur trois niveaux à structure NPC [3, 4] commandé en tension côté sortie qui sont reliés directement par l'intermédiaire d'une liaison DC fictif. La source de tension à l'entrée est connectée à un filtre qui engendre une source de tension de nature capacitive sur l'entrée. La tension continue intermédiaire V_{pn} délivrée par l'étage redresseur est subdivisée en deux niveaux de tensions V_{po} et V_{on} , en appuyant sur le point neutre (o) des condensateurs montés en étoiles connectés à l'entrée du convertisseur comme le montre la figure 1.1.

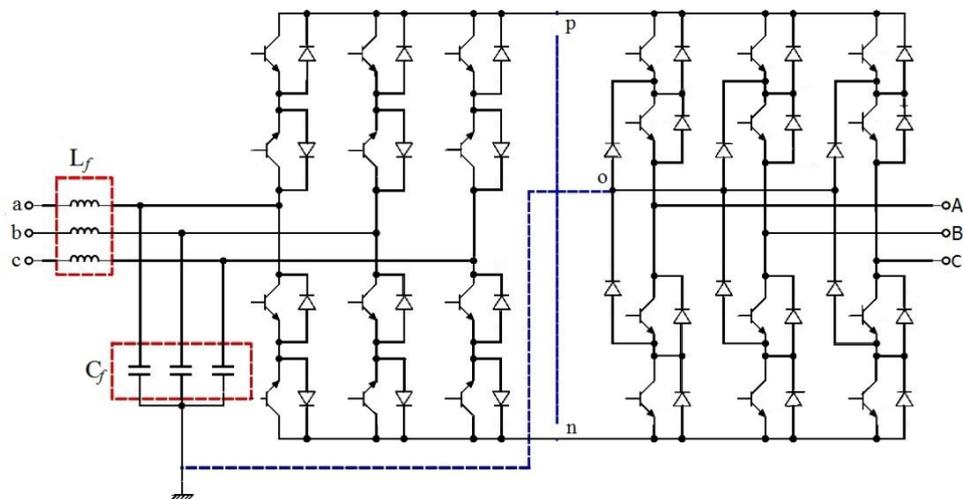


FIGURE 1.1: Topologie du convertisseur matricielle indirect à trois niveau(IMC3n)

Le redresseur est composé de six interrupteurs à collecteur commun bidirectionnel en courant et en tension. Et pour le coté onduleur, on utilise un interrupteur à trois segments à transistors et diodes en antiparallèles bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension (figure 1.1).

Dans notre étude, nous supposons que chaque interrupteur est totalement commandable. Et aussi la commutation des interrupteurs est parfaite. Cette structure présente les avantages suivants :

- L'IMC3n génère des formes d'ondes presque sinusoïdale, avec seulement des harmoniques d'ordre élevé dans le courant d'entrée et la tension de sortie [5, 6, 9] ;
- Tous les interrupteurs commutent à courant nul[3,7] ;
- Ne nécessite pas d'éléments supplémentaires de stockage d'énergie, sauf le filtre d'entrée ;
- Le facteur de puissance à la sortie peut varier librement en fonction du point de fonctionnement de la charge [8] ;
- Le facteur de puissance à l'entrée peut être unitaire, de plus il peut être imposé par la commande.

Mais ce convertisseur a l'inconvénient de limiter le rapport de tension à 86.867 % pour un signal sinusoïdal et exiger plus de semi-conducteurs par rapport convertisseur traditionnelle [5].

1.3 Etat de l'art sur la stratégie de commande (SVM)

La modulation vectorielle spatiale SVM est peut être facilement implantée sur un microcontrôleur ou DSP et elle offre l'avantage de permettre un traitement entièrement numérique, et permet aussi la visualisation spatiale et temporelle des tensions appliquées à la charge et des courants prélevés du réseau d'entrée. La qualité de celle-ci réside dans la possibilité d'obtenir une fréquence élevée de modulation, c'est-à-dire d'avoir un nombre élevé d'intervalles d'échantillonnage T_e par période [11], et le contrôle du facteur de puissance d'entrée indépendamment de facteur de sortie.

Le principal intérêt de ce type de modulation est de s'insérer naturellement dans un organe de contrôle fonctionnant dans un repère diphasé, comme c'est le cas dans la plupart des commandes modernes des machines alternatives.

1.4 SVM pour le convertisseur matriciel indirect à trois niveaux

La modulation SVM est proposé pour moduler l'IMC3n pour générer les courants d'entrée et les tensions de sortie désirés séparément. Pour chaque étape, la SVM est utilisé pour produire une combinaison de vecteurs pour synthétiser le vecteur de référence. Le vecteur de courant d'entrée I_{in} est le vecteur de référence pour l'étape de rectification, tandis que le vecteur de tension de sortie V_{out} est la référence pour l'étape d'inversion [2, 6, 12, 13].

1.4.1 Modulation du vecteur spatial

La modulation SVM utilise le concept des vecteurs spatiaux pour calculer les rapports cycliques des commutateurs. Pour implémenter cette stratégie sur l'IMC3n, les tensions de phase de sortie et les courants d'entrée générées par les états de commutation du l'IMC3n doivent être converties en vecteurs spatiaux en utilisant la transformation suivante :

$$X_{ref} = \frac{2}{3}(X_1 + X_2 \exp(j\frac{2}{3}\pi) + X_3 \exp(-j\frac{2}{3}\pi)) = X_\alpha + jX_\beta \quad (1.1)$$

- X_α, X_β : les composantes du vecteur X_{ref} dans le plan $\alpha - \beta$;
- X_1, X_2 et X_3 : des variables qui représentent les tensions de sortie ou les courants d'entrée.

1.4.2 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 1.2 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 1.1. 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 :

$$I_{in} = \frac{2}{3}(I_a + aI_b + a^2I_c) \quad \text{avec} \quad a = e^{j\frac{2}{3}\pi} \quad (1.2)$$

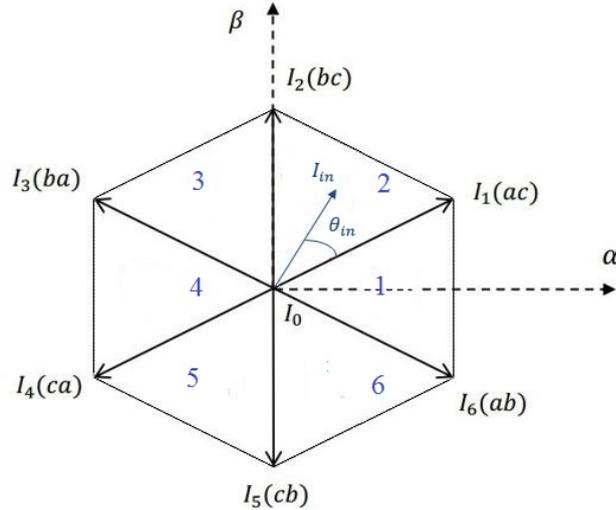


FIGURE 1.2: Représentation de l'hexagone de commutation des courants.

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

Tableau 1.1 : 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 1.2, 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 1.3 montre le vecteur de référence de courant I_{in} dans un secteur de l'hexagone de courant.

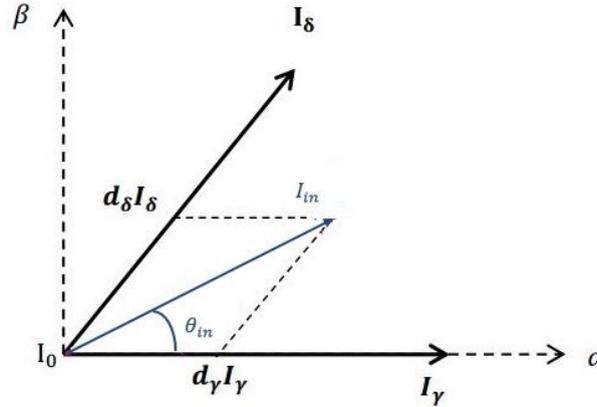


FIGURE 1.3: Synthèse de vecteur courant de référence dans un secteur donnée

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

$$I_{in} = d_\gamma \cdot I_\gamma + d_\delta \cdot I_\delta \quad (1.3)$$

Les rapports cycliques de I_δ, I_γ et I_0 sont donnés par la relation (1.4), 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.

$$\begin{cases} d_\gamma = m_I \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}\right) = \frac{T_\gamma}{T_s} \\ d_\delta = m_I \sin(\theta_{in}) = \frac{T_\delta}{T_s} \\ d_0 = 1 - d_\delta - d_\gamma \\ 0 \leq m_I = \frac{|I_{in}|}{|I_{red}|} \leq 1 \end{cases} \quad (1.4)$$

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 (1.4), les cycles de fonctionnement de l'étage redresseur ajustée sont déterminés avec la relation (1.5), où l'indice de modulation $m_I = 1$.

$$d_\gamma^R = \frac{d_\gamma}{d_\gamma + d_\delta}, \quad d_\delta^R = \frac{d_\delta}{d_\gamma + d_\delta} \quad (1.5)$$

La forme de la tension intermédiaire sur une période en éliminant le vecteur nul est représentée ci- dessous (figure 1.4).

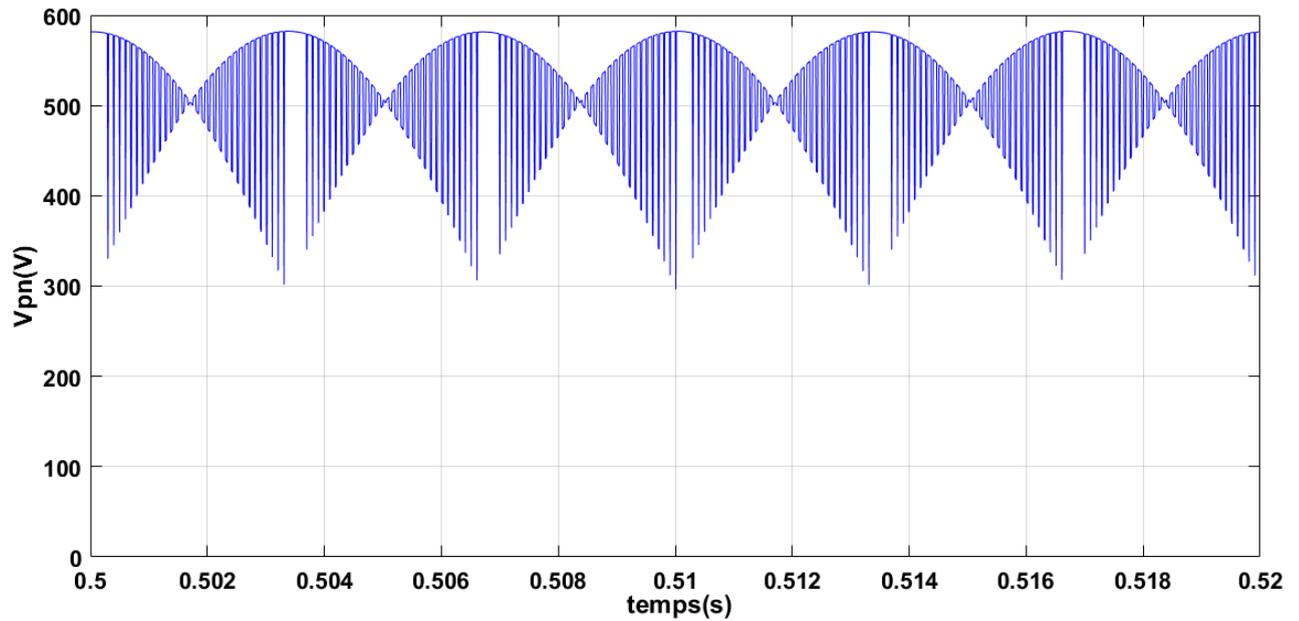


FIGURE 1.4: La forme de la tension intermédiaire V_{pn} en éliminant le vecteur nul

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 (1.5), de sorte que sa valeur peut être utilisée pour compenser l'indice de modulation de l'étage onduleur m_u .

$$V_{dc-moy} = d_{\gamma}^R V_{l\gamma} + d_{\delta}^R V_{l\delta} \text{ et } m_u = \frac{\sqrt{3}|V_{ref}|}{V_{dc-moy}} \quad (1.6)$$

L'étage onduleur est modulée en fonction des tensions de liaison DC, V_{po} et V_{on} montré sur la figure 1.5.

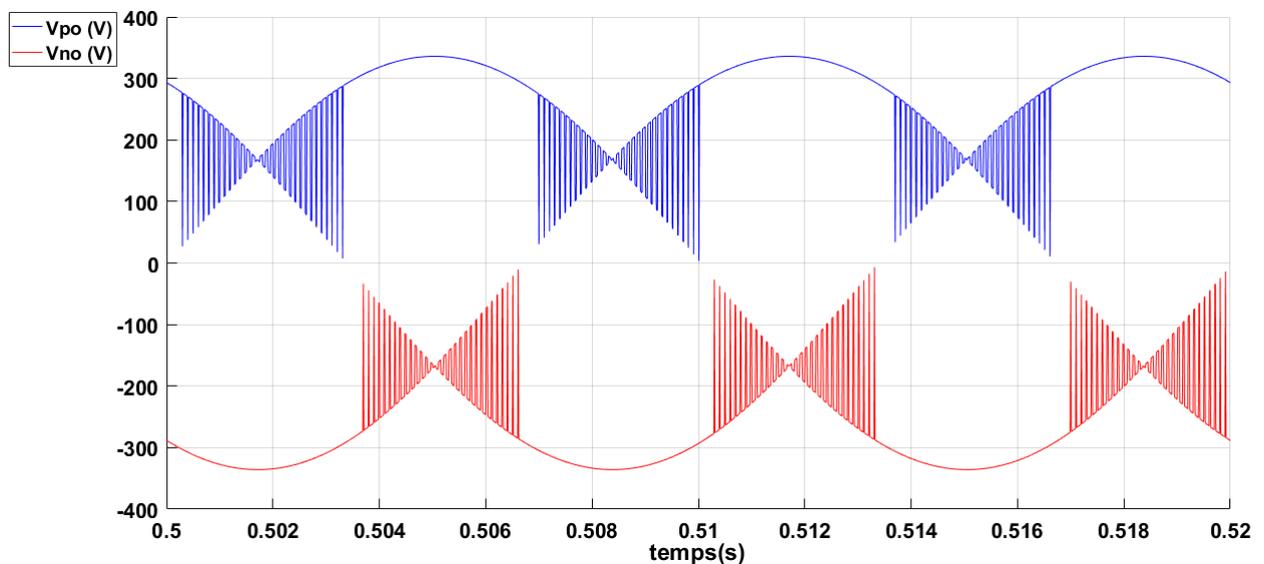


FIGURE 1.5: Les tensions de liaison DC, V_{po} et V_{on} , fourni par le redresseur

• 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 :

$$V_{ref} = |V_{ref}|e^{i\theta} = \frac{T_x V_x + T_y V_y + T_z V_z}{T_s} = d_x V_x + d_y V_y + d_z V_z \quad (1.7)$$

- 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 :

$$T_x + T_y + T_z = T_s \text{ et } d_x + d_y + d_z = 1 \quad (1.8)$$

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 (1.7) suivante :

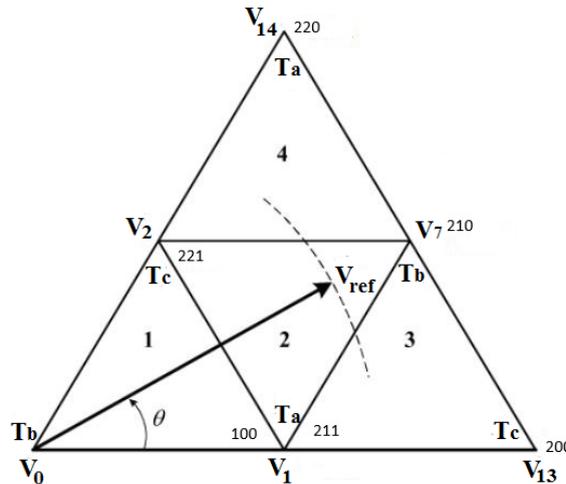


FIGURE 1.7: Synthétisation du vecteur de tension de référence dans le secteur I.

D'après [14], nous avons déduit du tableau 1.2 définie ci-dessous, les rapports cycliques pour V_{ref} dans le secteur I :

Tableau 1.2 : 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 1.2 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 $\pi/3$.

1.4.4 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 1.8.

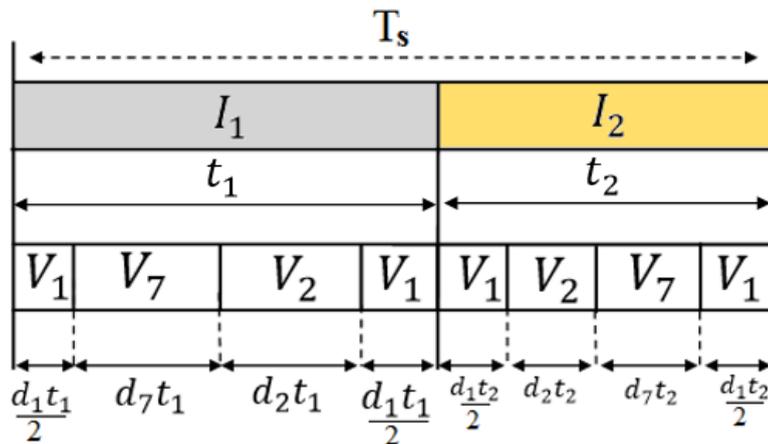


FIGURE 1.8: Modèles de commutation de l'IMC3n [16]

1.5 Résultats de simulation

1.5.1 Les caractéristiques de l'IMC3n commandé par le SVM

Nous avons étudié l'IMC3n commandé par le SVM, on présentons la tension simple de sortie V_x ainsi que son spectre harmonique. Et pour la simulation, on a fixé le taux de modulation $q = q_{max} = 0.867$ et la fréquence de sortie à 50Hz. Et pour la fréquence de commutation, nous avons pris $f_c = 10kHz, f_c = 5kHz$. Les résultats de simulation sont présentées dans la figure 1.9.

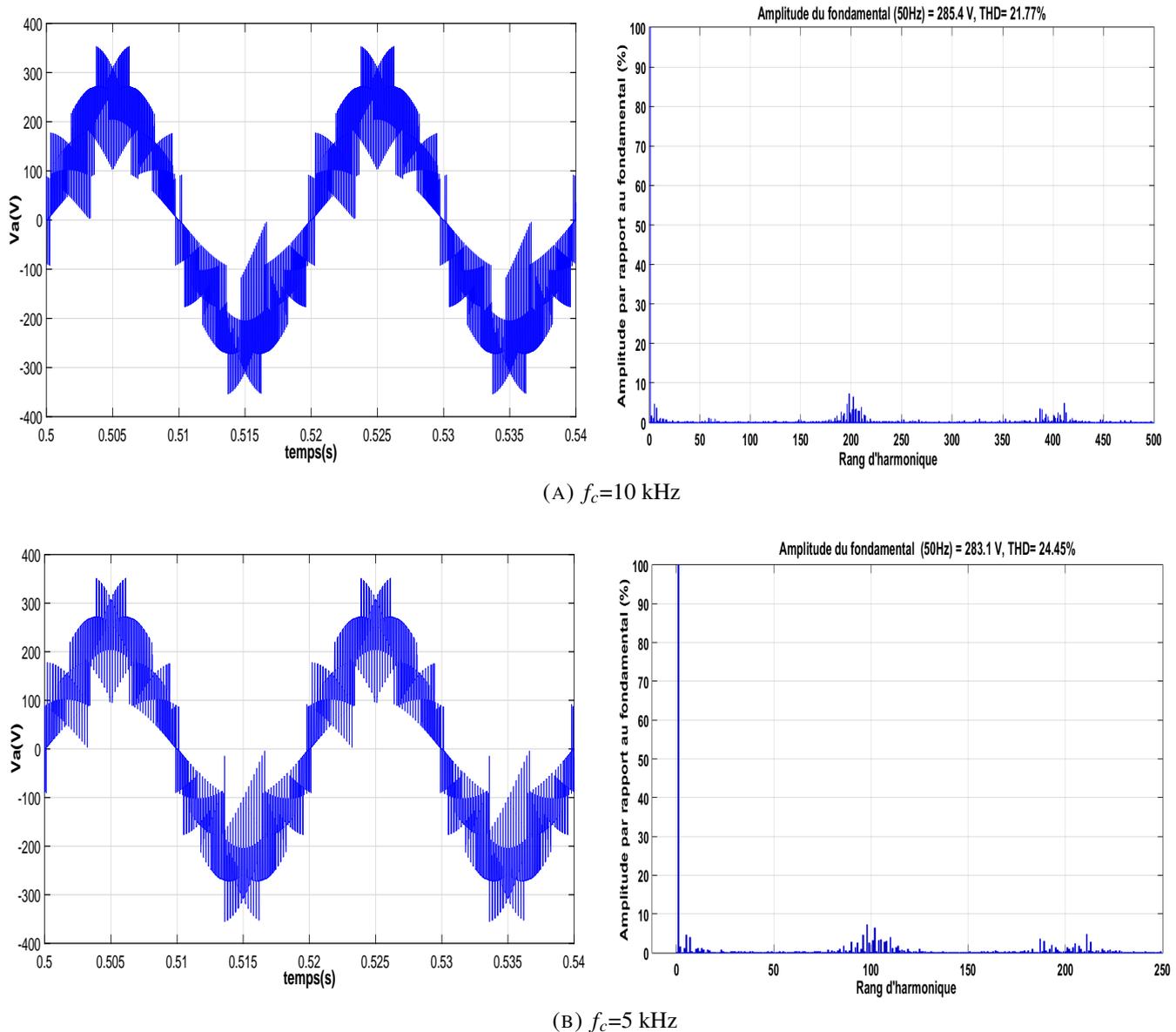


FIGURE 1.9: Représentation de la tension simple de sortie et son spectre d'harmonique

Interprétation des résultats

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

- 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 ($f_c = m f_s$) ;
- 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.

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

Le filtre d'entrée L-C a pour rôle de réduire les harmoniques du courant d'entrée. Pour mettre l'importance de l'utilisation du filtre d'entrée, 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

Pour la simulation, on prend le rapport de tension maximal $q = 0.867$, et la fréquence de sortie égale à $f_s = 50\text{Hz}$, la fréquence de commutation ($f_c = 10\text{KHz}$). Les paramètres de filtre sont donnés dans l'annexe.

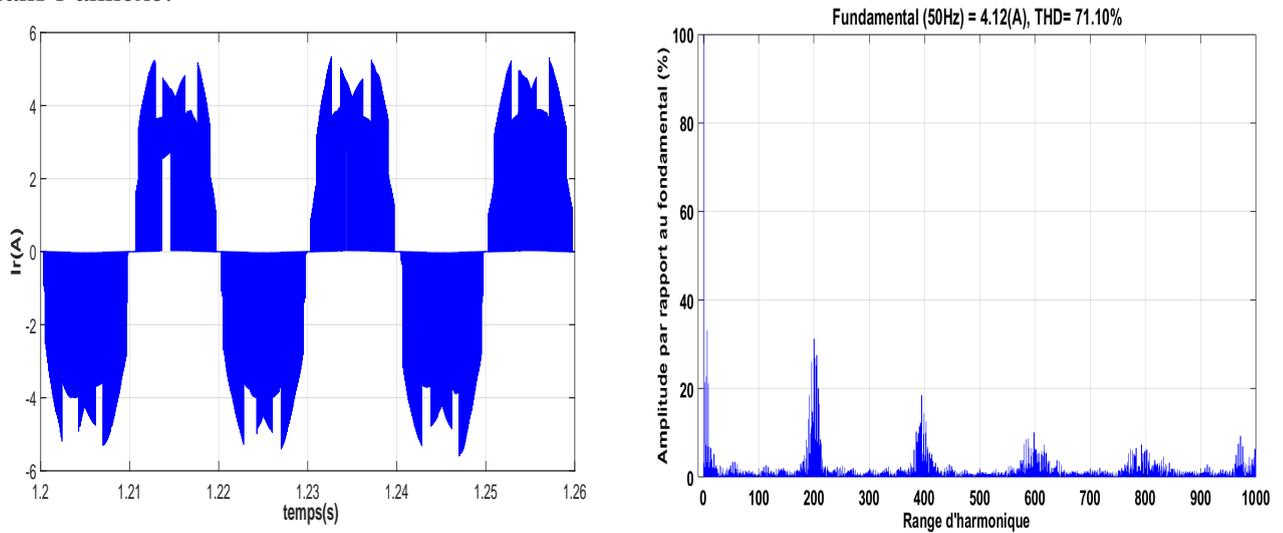


FIGURE 1.10: Courant du réseau avant l'ajout de filtre et son spectre d'harmonique

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

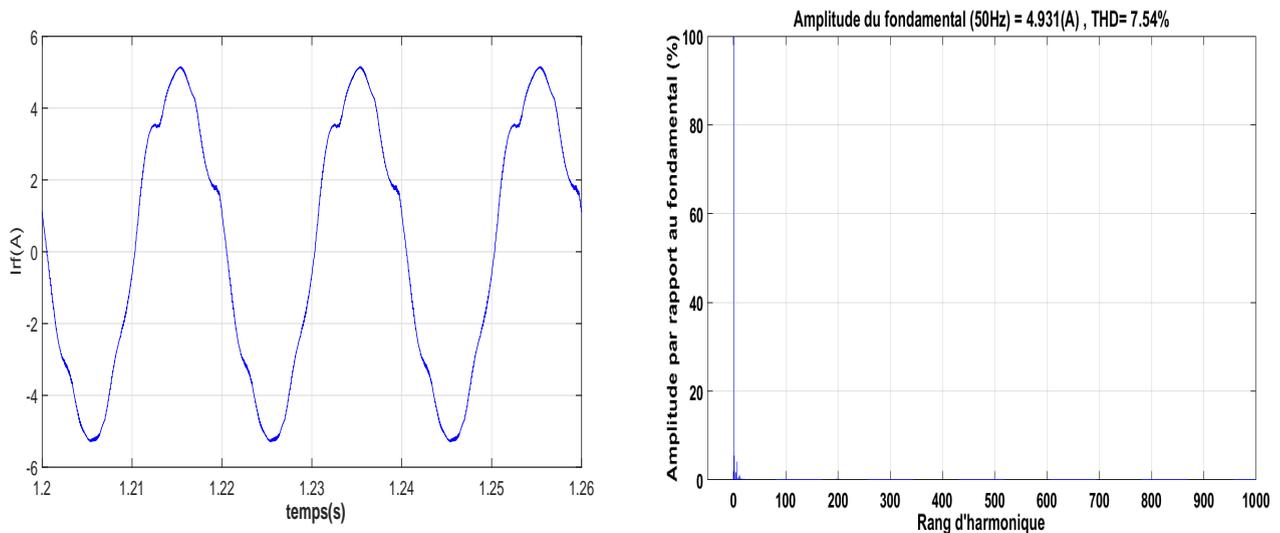


FIGURE 1.11: Courant d'entrée du convertisseur filtré

La figure 1.11 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 dont la majorité des harmoniques ont été filtrés, et elle est presque sinusoïdale. Ce spectre harmonique du courant justifie la bonne qualité d'onde du courant absorbé par l'IMC3n.

1.6 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 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 de commutation, ainsi que les simulations montrant l'effet de filtre d'entrée.

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 2

Commande DTC à fréquence de commutation constante

2.1 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 [17].

Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple et du flux statorique, les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine [17,18].

Les travaux dans ce chapitre sont orientés vers une structure évoluée de la commande directe du couple classique appelée DTC- SVM. Au début, nous présenterons un état de l'art sur la commande DTC, puis la description du principe de la commande DTC- SVM. Ainsi, nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique et la procédure d'estimation de ces deux grandeurs. Enfin, nous présentons des résultats de simulation pour évaluer la performance de la méthode proposée.

2.2 Etat de l'art sur la commande directe du couple DTC

En 1985, une stratégie de commande nommée commande directe du couple (DTC) a été proposée par Takahashi et Depenbrock [18]. 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 a base des comparateurs à hystérésis.[19]. La commande DTC présente les avantages suivant :

- Une structure simple et un très bon comportement dynamique ;
- Réduction du temps de réponse du couple ;
- Amélioration de la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques ;
- Contrôle des amplitudes de modulation du couple et du flux ;

Mais cette structure classique présente plusieurs inconvénients, dont le plus important est la fréquence de commutation variable, qui engendre [20] :

- Non-maîtrise de la fréquence de modulation de l'onduleur ;
- L'existence d'oscillations du couple et du flux statorique ;
- L'existence des problèmes en basses vitesses.

Cependant, l'utilisation des comparateurs à hystérésis discrets dans la structure classique de la commande directe du couple entraîne la génération des dépassements, hors les bandes d'hystérésis des comparateurs provoquent ainsi de grandes ondulations du couple électromagnétique et génèrent des bruits acoustiques indésirables et une fréquence de commutation variable. En plus, l'implantation pratique d'éléments non linéaires de type hystérésis nécessite une période d'échantillonnage assez faible, et donc une fréquence de calcul importante [20, 21].

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.

A la fin des années 90, on a pu assister au développement de stratégies de commande, dont les régulateurs à hystérésis sont souvent écartés. Une catégorie de ces stratégies utilise la modulation SVM et fait appel au modèle approximatif de la machine. Les oscillations du couple et du flux sont réduites et la fréquence de commutation de l'onduleur est devenue constante [12, 20, 21].

Cette technique de commande permet d'obtenir des bonnes performances en comparaison avec la méthode de contrôle vectoriel basée sur l'orientation du flux rotorique [19]. On note aussi que le seul paramètre de la machine utilisé est la résistance statorique qui figure dans l'estimateur du flux statorique, ceci qualifie ce contrôle comme une méthode de contrôle robuste vis-à-vis des variations des paramètres de la machine autres que la résistance statorique.

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

Le type de la commande ‘DTC-SVM’ dépend de l’algorithme de commande de flux et du couple [22]. A cette effet, il existe différentes structures de la ‘DTC-SVM’. Dans notre travail, nous nous limitons à présenter la structure de commande basée sur de deux régulateurs PI pour contrôler la boucle du flux et du couple dans les coordonnées du flux statorique.

Cette méthode proposée 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 génèrent les tensions de références requises qui seront par la suite injectées dans le bloc de la modulation SVM, cette structure de commande se compose de trois parties distinctes [21] :

- Estimateur de couple et du flux pour déterminer la valeur réelle de flux et du couple ;
- Deux régulateurs PI du couple et du flux pour génère les tensions de référence et un régulateur PI de vitesse pour calculer le couple de référence ;
- La commande SVM pour générer un vecteur de tension spatiale approprié, donc obtenir les impulsions de commande pour l’onduleur de l’IMC3n.

2.3.1 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 [16,23] :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (2.1)$$

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

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (2.2)$$

Avec :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \quad et \quad \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \quad (2.3)$$

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 :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(I_{sa} - \frac{1}{2}(I_{sb} + I_{sc}) \right) \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (2.4)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{sa} - \frac{1}{2}(V_{sb} + V_{sc}) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_{sb} - V_{sc}) \end{cases} \quad (2.5)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (2.6)$$

La position de vecteur flux statorique est donnée par :

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (2.7)$$

2.3.2 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 [23] :

$$\Gamma_e = p \left[\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha} \right] \quad (2.8)$$

2.3.3 Modèle de la machine en vue de la 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 ce repère 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 2.1[4,21,23].

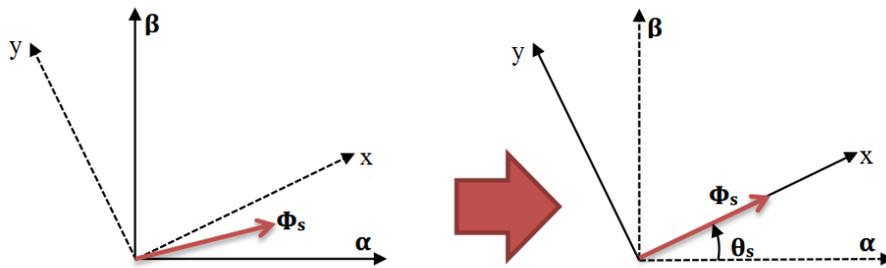


FIGURE 2.1: Représentation vectorielle de la stratégie de l'orientation de flux statorique

Donc on aura :

$$\phi_{sx} = \phi_s \quad \phi_{sy} = 0 \quad (2.9)$$

Alors le modèle de la machine dans ce repère devient :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s I_{sx} + \frac{d\phi_s}{dt} \\ V_{sy} = R_s I_{sy} + \omega_s \phi_s \\ \Gamma_e = p \phi_s I_{sy} \end{cases} \quad (2.10)$$

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 [21] :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_s}{dt} = V_{sx} - R_s I_{sx} \\ \Gamma_e = \frac{3}{2} \frac{p}{R_s} \phi_s \cdot (V_{sy} - \omega_s \phi_s) \end{cases} \quad (2.11)$$

Le schéma fonctionnel simple de la machine asynchrone basé sur l'équation (2.11) est représenté dans la figure 2.2 suivante :

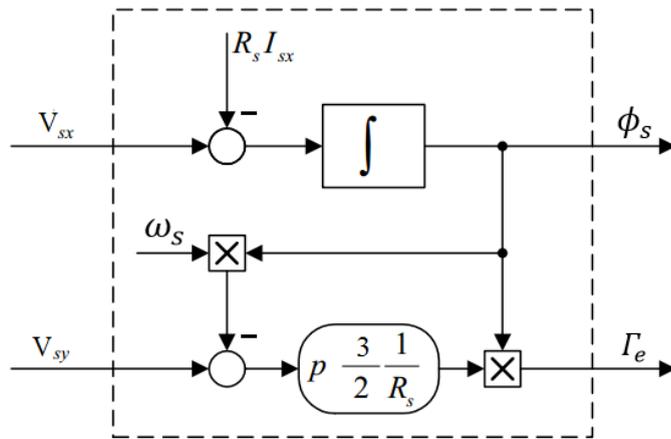


FIGURE 2.2: Schéma bloc simplifié de la machine asynchrone dans le repère (x,y) [21]

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 2.2), avec l'utilisation des deux régulateurs PI pour la régulation de flux et de couple, comme illustre la figure 2.3 :

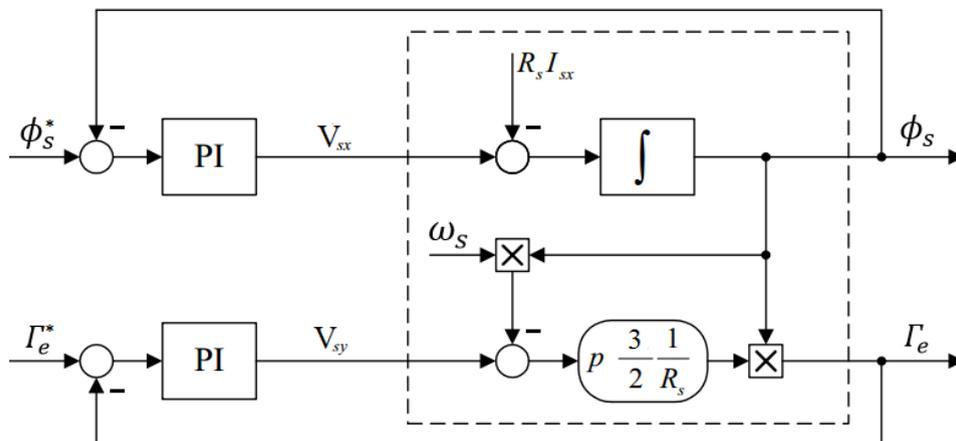


FIGURE 2.3: Boucles de contrôle avec deux régulateurs PI et le schéma simplifié du MAS [21]

2.3.4 Contrôle du flux statorique

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation du flux se trouve dans la figure 2.4. Cette boucle de contrôle est basée sur le modèle présenté dans la figure 2.3.

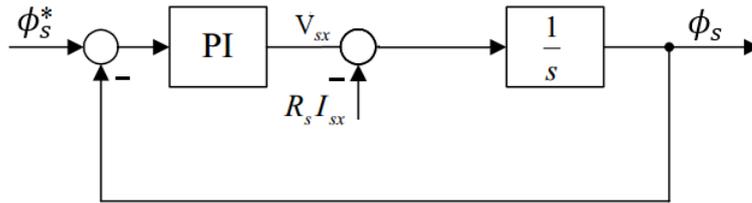


FIGURE 2.4: Schéma bloc de la régulation du flux statorique

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 [16]. Nous savons que pour la période d'échantillonnage de la commande T_e :

$$\Delta\phi_s = \phi_s^* - \phi_s = \frac{V_{sx}}{T_e} \quad (2.12)$$

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 :

$$V_{sx}^* = \left(K_{p\phi} + \frac{K_{i\phi}}{s} \right) \Delta\phi_s \quad (2.13)$$

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

En comparant les équations (2.12) et (2.13), 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 :

$$K_{p\phi} = \frac{1}{T_e} \quad (2.14)$$

Avec : T_e est la fréquence d'échantillonnage.

2.3.5 Contrôle du couple électromagnétique

Le schéma de la boucle de contrôle du couple est représenté sur la figure 2.5, le même que pour le flux, cette boucle de contrôle est basé sur le modèle présenté dans la figure 2.3, 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^* .

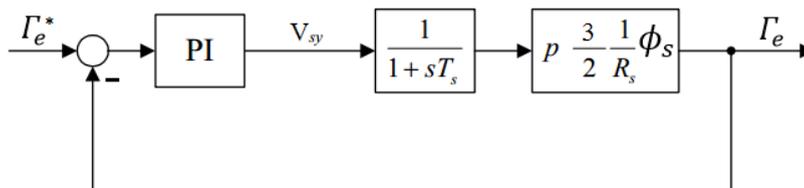


FIGURE 2.5: Schéma bloc de la régulation du couple électromagnétique [21]

$$\begin{cases} V_{sy}^* = (K_{p\Gamma} + K_{i\Gamma})\Delta\Gamma_e \\ \Delta\Gamma_e = \Gamma_e^* - \Gamma_e \end{cases} \quad (2.15)$$

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

La structure générale de la commande 'DTC-SVM' basée sur les régulateur PI est présentée dans la figure suivant :

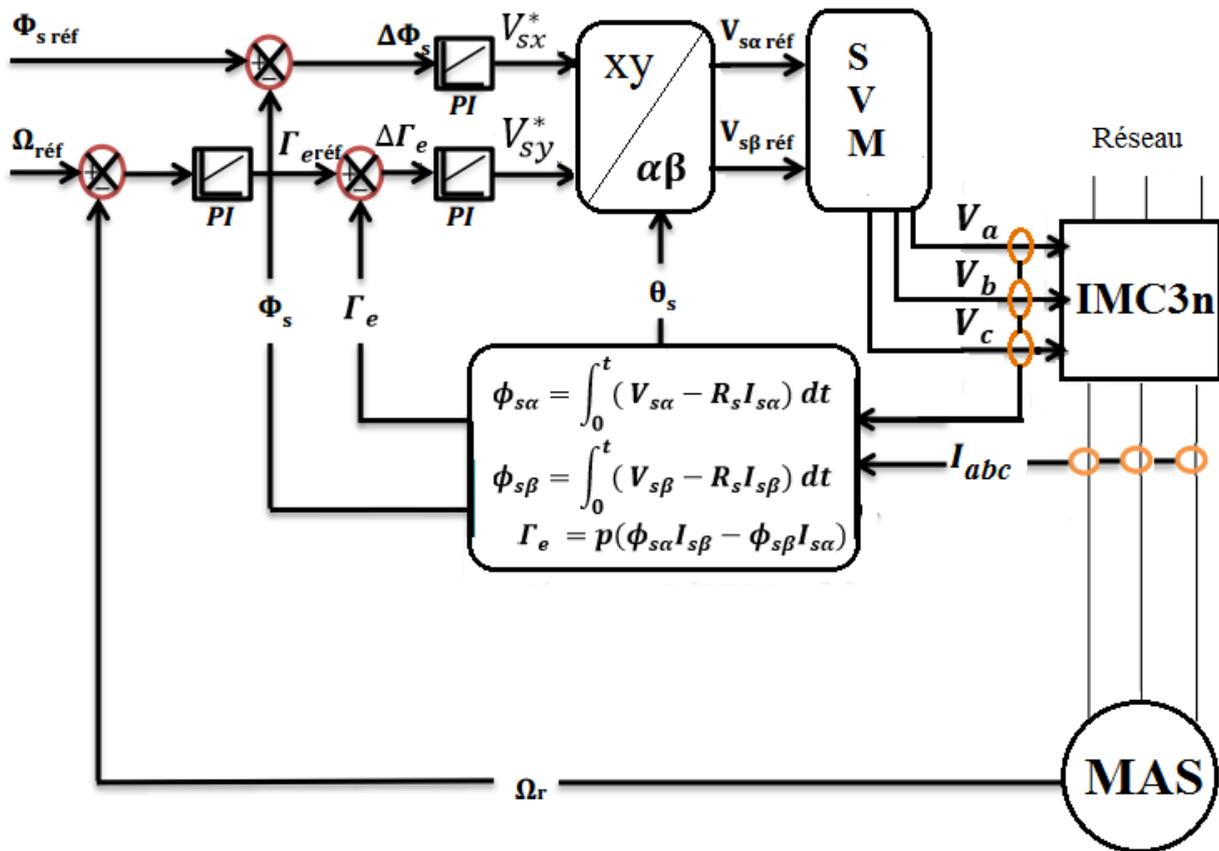


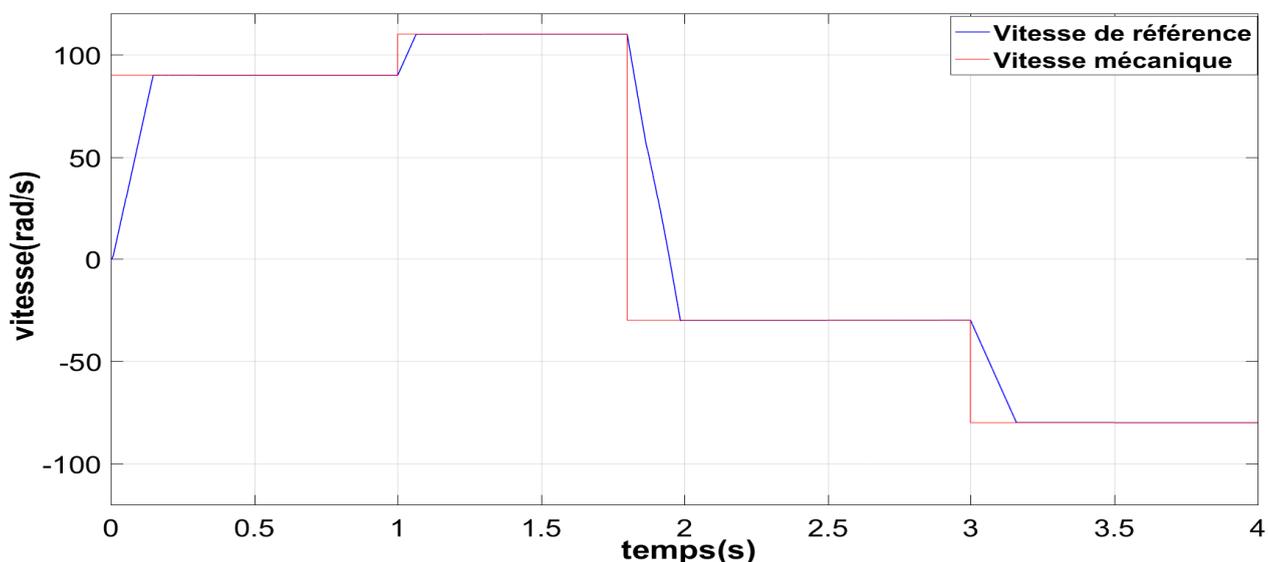
FIGURE 2.6: Schéma de la commande 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI

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

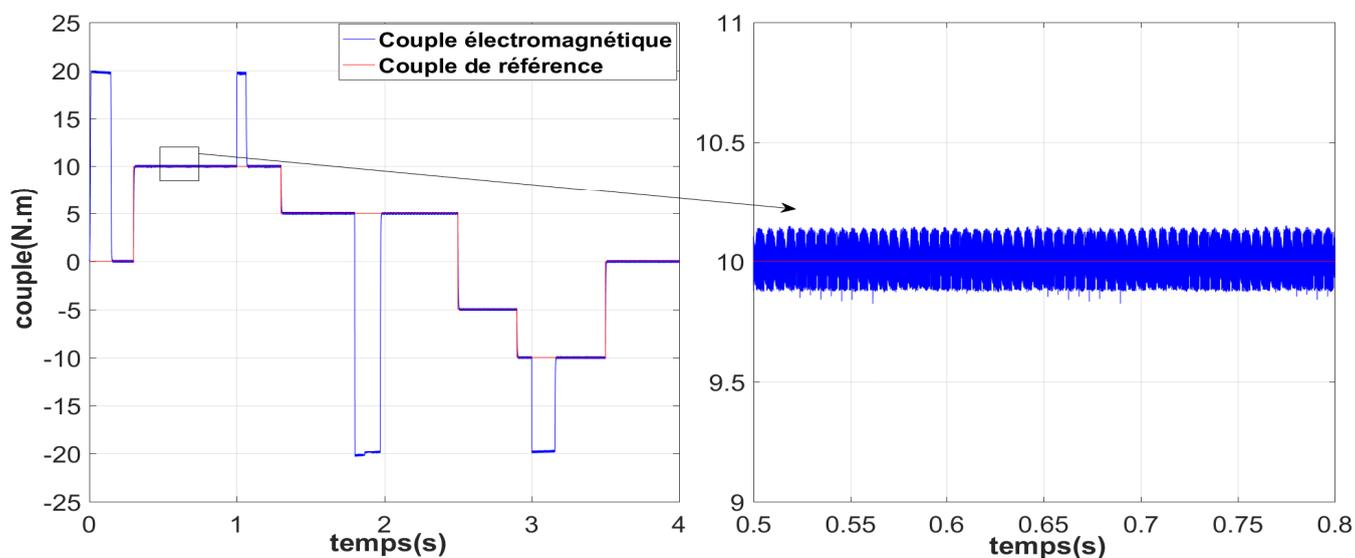
2.4 Résultats de simulation

Pour mettre en évidence la commande proposée, on a simulé le système d'entraînement de la figure 2.6 sous l'environnement Matlab/Simulink, pour une fréquence de commutation ($f_c = 10\text{KHz}$). Les résultats sont présentés dans la figure 2.7. La simulation a été effectuée sur une durée de 4 secondes de la manière suivante :

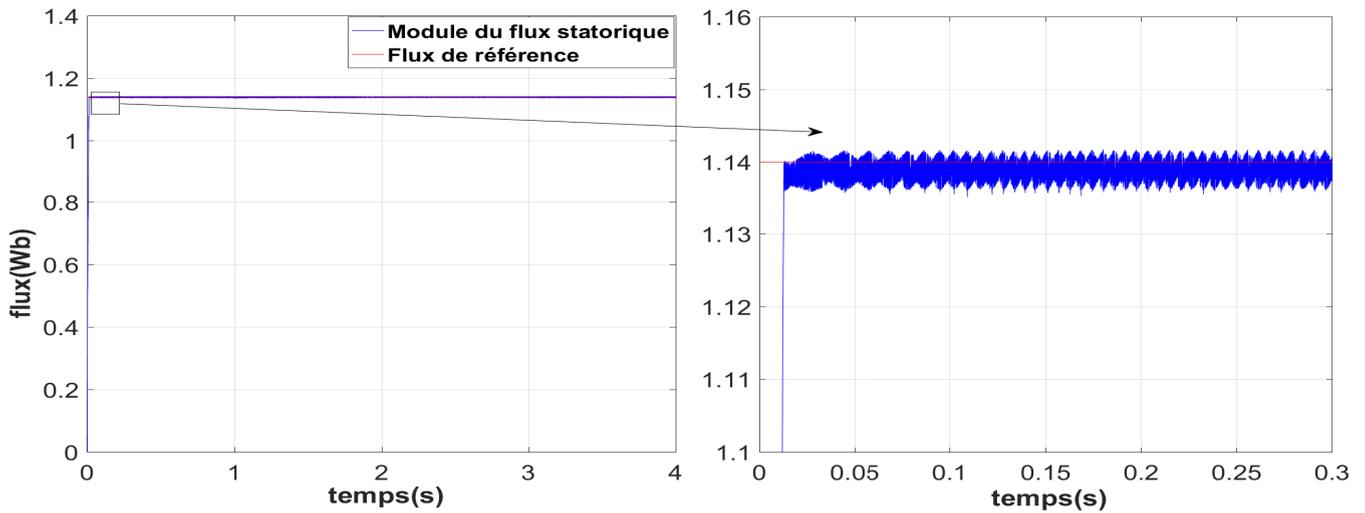
- Un flux de référence constant de 1.14 Wb;
- Pour la vitesse, à l'instant $t_0 = 0$, on donne une consigne initiale de vitesse égale à 90 rad/s. Puis pendant la durée [1 1.8], on impose une consigne de 110 rad/s. Et à $t=1.8\text{s}$ on inverse le sens de rotation avec une valeur de -30 rad/s puis de -80 rad/s à $t=3\text{s}$;
- Pour le couple de référence, il varie et dérivant 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.



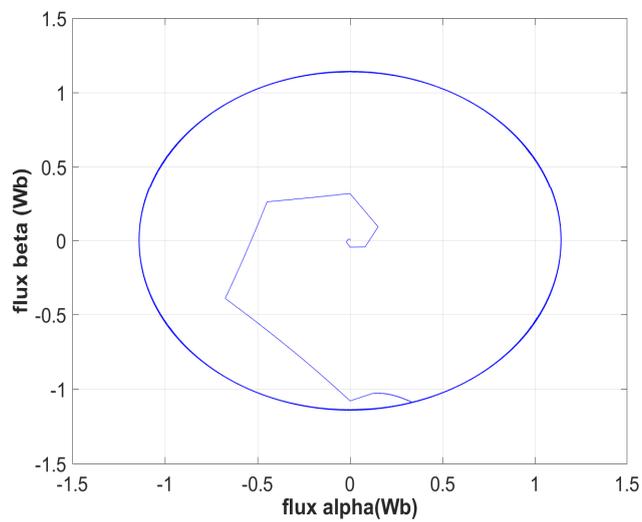
(a) La vitesse



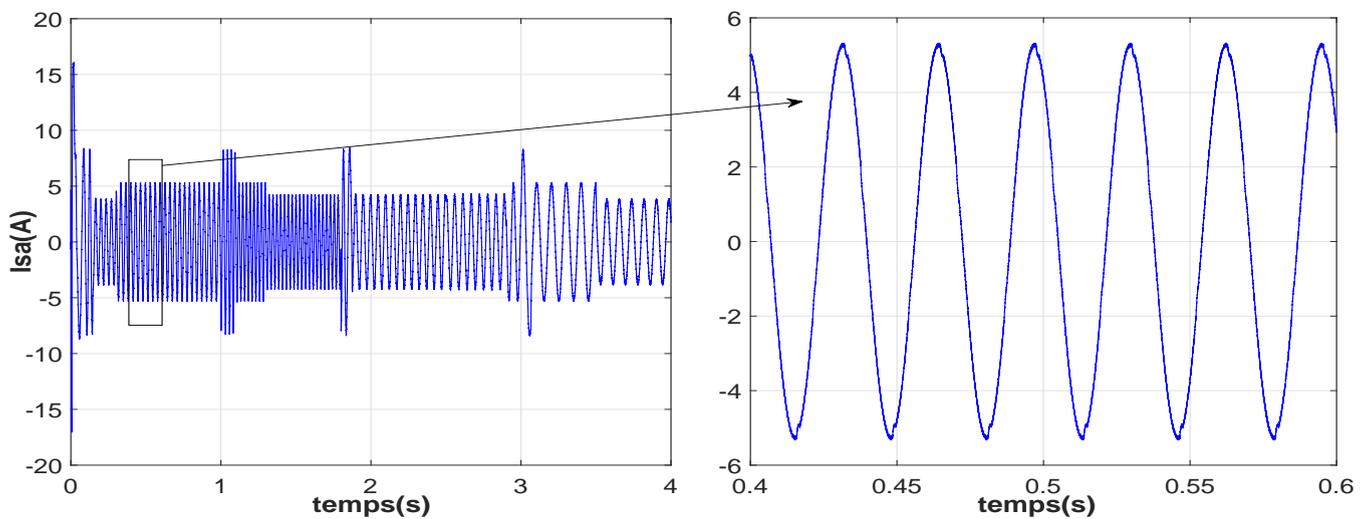
(b) Le couple



(c) Le module du flux statorique.



(d) L'extrémité du flux statorique



(e) Le courant statorique

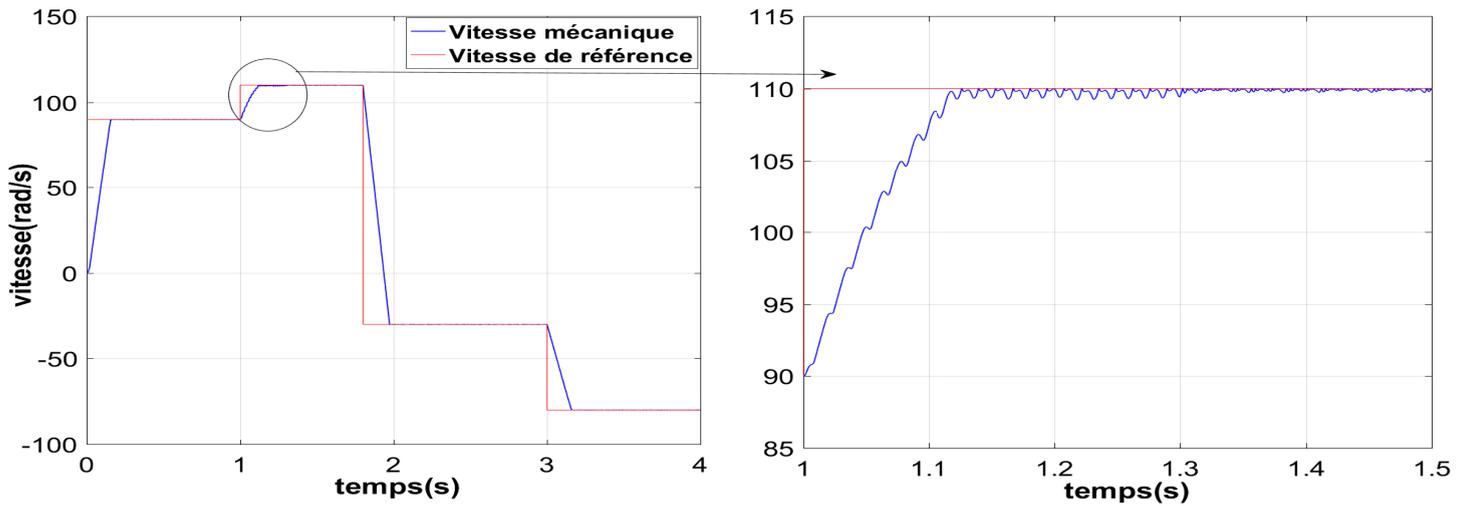
FIGURE 2.7: Les résultats de simulation de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI

Interprétation des résultats :

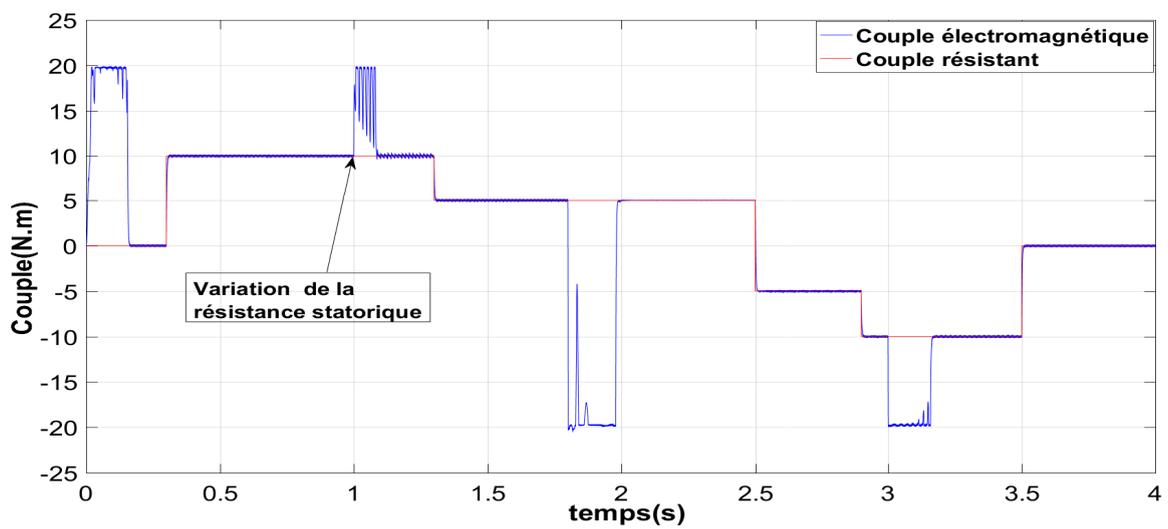
- La vitesse suit sa référence dans les deux directions et avec un couple de charge différent, et le temps de réponse est petit 0,15 s ;
- Nous remarquons une bonne dynamique du couple avec un temps de réponse de 0.15 s, dont la valeur moyenne suit parfaitement les valeurs du couple de référence, mais 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 α - β 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.

2.4.1 Test de robustesse

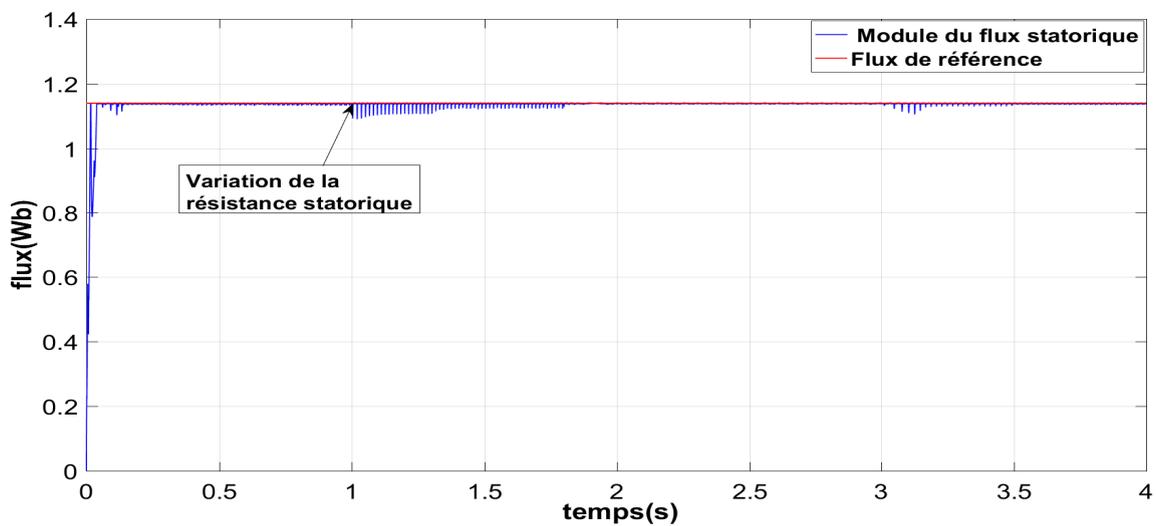
Dans cette partie on va présenter les résultats de simulation du test de robustesse de la 'DTC-SVM vis-à vis l'augmentation de la résistance statorique due essentiellement à l'effet de l'échauffement de la machine, les principes du contrôle direct du couple ont été établis, en tient compte les basse vitesse de la machine. Pour voir l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine, nous avons simulé le système pour une augmentation de 200% de la résistance statorique à l'instant '1s'.



(a) La vitesse



(b) Couple



(c) Le module du flux statorique.

FIGURE 2.8: Les résultats de simulation de la 'DTC-SVM' basée sur les régulateurs PI

Interprétation des résultats :

Les résultats obtenus, figure 2.8, montrent que l'augmentation de la résistance statorique n'influencent presque pas les performances de la commande, car au niveau du couple, flux statorique et de la vitesse, on remarque l'apparition de faible oscillation lors de l'application de l'échelon de résistance et l'inversion du vitesse, qui disparaît après bref temps de l'application de l'échelon de la résistance, c'est-à-dire que la commande réagit de façon à éliminer les effets de cette variation du terme résistif.

2.5 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, et ils montrent aussi la robustesse de la commande face au variation de la résistance statorique due au l'augmentation de la température.

Conclusion générale

L'objectif principal de ce mémoire était l'étude des performances de la commande directe du couple à fréquence constante (DTC-SVM), 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. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la technique de modulation vectorielle (SVM) pour la commande du convertisseur.

Nous avons présenté en premier lieu, l'algorithme de la commande SVM pour chaque étage du convertisseur (redresseur et onduleur), dans laquelle les vecteurs spatiaux de la tension ainsi que ceux du courant d'entrée sont imposés à l'aide d'un ensemble limité des vecteurs d'états. 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. Ensuite nous avons exposé les résultats de la simulation du filtrage du courant d'entrée du convertisseur.

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 :

- 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 du montage complet de la commande DTC-SVM, d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect à trois niveaux, qui permet de comparer les résultats expérimentaux avec ceux théoriques et de vérifier la validité de notre modélisation.

Bibliographie

- [1] J. W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter ", IEEE, Vol.2, pp. 777-787, 2002.
- [2] M .Y .Lee "Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology" Submitted to the University of Nottingham, March 2009.
- [3] 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.
- [4] Djaafer Lalili. "MLI Vectorielle et Commande Non Linéaire du Bus Continu des Onduleurs Multiniveaux". Thèse de Doctorat, ENP, 2008.
- [5] T.B. Soeiro and M.L. Helwein "High Efficiency Indirect Matrix Converter Topologies ", IEEE Transactions on Industry Applications, pp.4856-4861, 2013.
- [6] 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.
- [7] S.L. Arévalo, "Matrix converter for frequency changing power supply applications", Thèse de Doctorat de l'université de Nottingham Angleterre, 2008.
- [8] A. Alesina and Marco. G. B. Venturini, " Solid-state power conversion : A Fourier Analysis approach to generalized transformer synthesis", IEEE Transactions on circuits and systems, Vol.28, No.04, pp.319-330, April 1981.
- [9] D.A. Paice "Power electronic converter harmonics : Multipulse methods for clean power",IEEE Press, New york, 1995.
- [10] J. Mahlein and M. Braun "A matrix converter without diode clamped Over-voltage Protection", university of Fridericiana, Germany, pp.817-822.
- [11] 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).
- [12] 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.
- [13] 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.

- [14] P. Grbovic : "Ultra-capacitor based regenerative energy storage and power factor correction device for controlled electric drives", Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lille (L2EP), Juillet 2010.
- [15] M. Matteini "Control techniques for matrix converter adjustable speed drives", Thèse de Doctorat de l'université de Bologna Italie, 2001.
- [16] J. Bonal, G. Séguier, "Entraînements électrique à vitesse variable", Volume 2, Editions TEC et DOC, France, 1998.
- [17] 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.
- [18] Belkacem Sebti, "Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction," Thèse de doctorat en électrotechnique, Université de Batna, Juin, 2008
- [19] 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).
- [20] 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.
- [21] 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.
- [22] A.Schuster, "Commande, réglage et optimisation d'un convertisseur matriciel pour entraînements par moteur asynchrone", thèse de doctorat, EPFL , LAUSANE 1998.
- [23] 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.

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

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