

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement Supérieur
et de la Recherche scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued
Faculté de Technologie

Mémoire de Fin d'Étude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Electrotechnique
Spécialité : Machine Electrique

Thème

**Commande Prédictive d'une machine à
induction alimentée par un convertisseur
matriciel double étage**

Réalisé par :

- Derdega Abdel Monaim
- Hamaida Mohamed Lotfi

Encadré par :

DR. Z. Lammouchi

Année universitaire 2018/2019

Remerciements

Remerciements à Dieu – le tout puissant – qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur LAMMOUCHI ZAKARIA d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre

Dédicace

Je dédie ce modeste travail A tous les membres de ma famille grand et petit surtout Ma mère et mon père

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un master en Machine électrique .

A mon collègue lotfi . qui m'a accompagné pendant le long de cette période pour réaliser ce modeste travail.

A tous les étudiants de la faculté en génie électrotechnique surtout les étudiants de la 2ème année master machine électrique 2019.

A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

A tous ceux qui connaissent Derdega Abdel Monaim

Dédicace

Je dédie ce modeste travail A tous les membres de ma famille grand et petit surtout Ma mère et mon père

A tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un master en Machine électrique .

A mon collègue Abdel Monaim . qui m'a accompagné pendant le long de cette période pour réaliser ce modeste travail.

A tous les étudiants de la faculté en génie électrotechnique surtout les étudiants de la 2ème année master machine électrique 2019.

A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.

A tous ceux que j'aime et qui m'aiment.

A tous ceux qui connaissent Hamaida Mohamed Lotfi

Sommaire

Sommaire

Titre	Page N^o.
Remerciements	i
Dédicace 1	ii
Dédicace 2	iii
Sommaire	iv
Liste des symboles	vii
Liste des figures	xi
Liste des tableaux	xiii
Résumé	xiv
Introduction générale	1

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1.	Introduction	3
1.2.	Généralités sur la machine asynchrone	4
1.2.1.	Définition	4
1.2.2.	Constitution de la machine asynchrone	4
1.2.2.1.	Stator	5
1.2.2.2.	Rotor	6
1.3.	Nombre de pôles d'une machine	6
1.4.	Principe de fonctionnement	6
1.5.	Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones	7
1.5.1.	Avantages	7
1.5.2.	Inconvénients	7
1.6.	Modèle dynamique de la machine asynchrone	8
1.7.	Hypothèses simplificatrices	10
1.8.	Equations de la machine asynchrone généralisée	10
1.8.1.	Equations électriques	11
1.8.2.	Equation magnétique	11
1.8.3.	Equation mécanique	12
1.9.	Transformation de Park	13
1.9.1.	Application de la transformation de Park	15
1.10.	Machine dans le repère (α, β) lié au stator	15
1.11.	Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β) ..	16
1.12.	Conclusion	19

Chapitre 2

Commande prédictive appliquée à l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

2.1.	Introduction	20
2.2.	Philosophie de la commande prédictive	20
2.3.	Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance ...	21
	2.3.1. Schéma de principe de contrôle prédictif	22
2.4.	Principe générale de la commande prédictive	23
2.5.	Implémentation de contrôle prédictif	24
2.6.	Modélisation du système	24
2.7.	Nombre d'adaptateurs de commutateur possibles	24
2.8.	Modélisation des onduleurs de tension	25
	2.8.1. Modèle prédictif	28
	2.8.2. Fonction coût	29
2.9.	Structure de l'Algorithme de commande	30
2.10.	Elaboration de la Commande sur MAS alimentée par un onduleur	31
2.11.	Résultats de simulation	32
	2.11.1. Commande prédictive sans protection	32
	2.11.2. Commande prédictive avec protection contre les surintensités .	34
2.12.	Conclusion	36

Chapitre 3

Commande prédictive à la MAS alimenté par le Convertisseur matriciel Double Etage

3.1.	Introduction	36
3.2.	Définition de Convertisseur matriciel	36
	3.2.1. Le convertisseur matriciel Direct	38
	3.2.2. Convertisseur Matriciel Double Etage (MDE)	38
3.3.	Propriétés des Convertisseurs Matriciel Double Etage	37
	3.3.1. Nombre de composants	39
	3.3.2. Filtre d'entrée	39
	3.3.3. Fonctionnement à haute température	39
	3.3.4. Interrupteurs	39
3.4.	Modélisation des convertisseurs matriciels double étage	40
	3.4.1. Etage Redresseur	41
	3.4.2. Etage d'ondulation	42
3.5.	Commande prédictive en utilisant le convertisseur matriciel double étage	43
	3.5.1. Minimisation de la puissance réactive	45
	3.5.2. Modélisation du filtre d'entrée	46

3.6	Résultats de Simulation	47
3.7.	Conclusion	52
	Conclusion générale	53
	Références	54
	Annexe	57

Symboles

Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

S_A, S_B, S_C : Trois enroulements statorique .

R_a, R_b, R_c : Trois enroulements rotoriques .

θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

I_{sabc}, V_{sabc} : les courants et les tensions statoriques.

I_{rabc}, V_{rabc} : les courants et les tensions rotoriques.

(α, β) : Axes fixés au stator.

(d,q) : Axes fixés par rapport au champ tournant.

(x,y) : Axes fixés au rotor.

p : le nombre de paires de pôles de la machine.

B : champ magnétique.

N_s : vitesse du champ tournant.

Ω_s : La vitesse angulaire de synchronisme du champ statorique dans la machine.

Ω_r : a vitesse angulaire de rotation de la machine.

f : la fréquence du réseau (en général 50 Hz).

g : glissement [%].

s, r : Indices d'axes correspondants au stator et rotor.

a, b, c : Indice correspondants aux trois phases a, b, c.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} : Tensions statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} : Tensions rotoriques.

i_{as}, i_{bs}, i_{cs} : Courants statoriques.

i_{ar}, i_{br}, i_{cr} : Courants rotoriques.

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique.

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique.

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistante.

f : coefficient de frottements.

J : moment d'inertie du rotor.

θ : l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

θ_s : l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

θ_r : l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.

ω_a : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

$[P]$: Matrice de transformation de PARK.

x : soit une tension ou courant ou un flux.

x_0 : la composante homopolaire.

$L_s = l_s - m_s$: est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$: l'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor.

$[T]$: Matrice de Concordia.

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

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

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

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$: Les courants statorique selon les axes α - β .

$\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$: Les flux rotoriques selon les axes α - β .

Ω Vitesse mécanique.

MPC : (Model predictive control) ou commande prédictive modèle.

FS-MPC (finite states model predictive control) ou commande prédictive de modèle à états fini

CC Courant continu.

AC Courant alternatif.

x et u représentent les variables contrôlées et les entrées.

T_s : temps d'échantillonnage.

N : nombre d'états de commutation.

x : nombre d'états possibles.

y ; nombre de phase.

F : fonction de coût.

C_n, Φ_{sn} : sont les valeurs nominales du couple et du flux.

PI : proportionnelle Intégrale.

DMC (Dynamic Matrix Control) Convertisseur Matriciel Direct.

2L-VSI two-level voltage source inverter

MDE Matriciel Double Etage.

IMC (Indirect Matrix Converter) ou Convertisseur Matriciel Indirect.

M_{cr} Matrice de connexion redresseur.

M_{Co} Matrice de connexion onduleur

V_{dc} Tension de bus continu.

i_{dc} Courant de bus continu.

RLC Résistance Inductance condensateur.

v_{Af} v_{Bf} v_{Cf} tensions d'alimentation du réseau de l'entrée.

V_a Tensions de phase du port de sortie.

R_f L_f C_f paramètres de filtre

i_{as} , i_{bs} , i_{cs} Les courants de sortie.

V_{ab} , V_{bc} , V_{ca} tensions entre lignes.

i_{ab} , i_{bc} , i_{ca} courants entre lignes.

$V_{ps\alpha}$, $V_{ps\beta}$, $i_{ps\alpha}$, $i_{ps\beta}$ Les composantes de la tension et du courant coté réseau.

DTC : (Direct Torque Control) ou Commande Direct du Couple.

PDTC : la commande directe de couple prédictive.

Q : puissance réactive

Liste des figures

Listes des figures

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

Figure (1-1) : Moteur asynchrone (à induction).	5
Figure (1-2) : Stator de la machine asynchrone).	5
Figure (1-3) : Rotor à cage d'écureuil.	6
Figure (1-4) : Champ magnétique dans le moteur triphasé.....	7
Figure (1-5) : Machine asynchrone modélisée - Définition des repères stator et rotor.....	8
Figure (1-6) : Transformation triphasée-biphasée.....	13

Chapitre 2 : Commande prédictive appliquée à l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Figure (2-1) : philosophie de la commande prédictive.....	21
Figure (2-2) : Schéma général de la commande prédictive à états finis.....	22
Figure (2-3) : Principe de fonctionnement de la commande prédictive.....	23
Figure (2-4) : Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une MAS.....	25
Figure (2-5) : représentation des vecteurs de tension de l'onduleur à 2 niveaux.....	27
Figure (2-6) : Optimisation de la fonction de coût	29
Figure (2-7) : Algorithme de la commande Prédictive de modèle fini d'états du couple et du flux.....	30
Figure (2-8) : : Schéma de la commande prédictive FS-MPC du couple et flux avec onduleur de tension à deux niveaux.....	31
Figure (2-9) : Performances de la commande MPC de la MAS sans protection	32
Figure (2-10) : Performances de la commande MPC de la MAS avec protection	34

Chapitre 3 : Commande prédictive à la MAS alimenté par le Convertisseur**Matriciel Double Etage**

Figure (3-1) : Topologie du convertisseur matriciel direct (DMC)	37
Figure (3-2) : Topologie du convertisseur matriciel Double Etage	37
Figure (3-3) : Circuit généralisé du convertisseur matriciel	38
Figure (3-4) : Différents montages des interrupteurs bidirectionnels	40
Figure (3-5) : Structure détaillée du convertisseur matriciel indirect (IMC)	40
Figure (3-6) : Schéma de la commande prédictive utilisant un MDE	45
Figure (3-7) : Filtre d'entrée du IMC	46
Figure (3-8) : performances de la vitesse de rotation, du couple et du flux statorique	48
Figure (3-9) : tension courants du redresseur	49
Figure (3-10) : Minimisation de la puissance réactive. Courant et tension du réseau. Puissance réactive consommée coté réseau	50

Liste des tableaux

Listes des tableaux

Tableau (2-1) : État des interrupteurs et les vecteurs de tension	26
Tableau (3-1) : Combinaisons valides de commutation pour l'étage de redressement du convertisseur matriciel indirect	41
Tableau (3-2) : Combinaisons valides de commutation pour l'étage d'ondulation	43

Résumé

Ce travail présente la commande prédictive MPC d'une machine à induction. La philosophie de l'algorithme de commande est de sélectionner l'état de commutation du convertisseur qui minimise l'erreur quadratique entre les prédictions de couple et de flux à leurs valeurs calculées pour tous les différents vecteurs de tension. Le vecteur de tension optimal qui minimise une fonction de coût est alors appliqué aux bornes de la machine à induction. La machine à induction est associée à de nombreuses topologies de convertisseurs statiques comme le convertisseur de tension à deux niveaux VSI-2L, puis étendu aux topologies matriciels (convertisseur matriciel double étage).

Mots-clés : Commande prédictive MPC, Fonction de coût, Electronique de Puissance, Variateur de vitesse, convertisseur à deux niveaux VSI-2L, Convertisseurs AC-AC, Convertisseurs matriciels,

الملخص

يعرض هذا العمل التحكم التنبؤي المحدود لعزم الدوران MPC للألة اللا تزامنية. حيث تتلخص فلسفة التحكم في تحديد حالة التبديل للمحول الإلكتروني بحيث تقلل الخطأ بين تنبؤات عزم الدوران والتدفق مع مراجعتهما من أجل جميع مختلف اشعة فرق الكمون المحتملة. وان شعاع فرق الكمون الأمثل الذي يوافق دالة التكلفة الاصغر يتم تطبيقه بين اقطاب الألة اللا تزامنية. يستخدم هذا الأمر للتنبؤ سوى خطوة واحدة إلى الأمام. آلة اللا تزامنية ترتبط مع العديد من المحولات الإلكترونية الثابتة مثل تحويل الجهد من مستويين VSI-2L ، وتتوسع لتشمل محولات المصفوفة (غير المباشرة IMC).

الكلمات المفتاحية: التحكم التنبؤي, للألة اللا تزامنية, دالة التكلفة, المحولات الإلكترونية من مستويين, محولات المصفوفة

Abstract

This work presents a finite states predictive direct torque control (MPC) of an induction machine. The control algorithm selects the switching state of the converter that minimizes the quadratic error between torque and flux predictions to their computed values for all different voltage vectors. The optimal voltage vector that minimizes a cost function is then applied to the terminal of the induction machine. This control uses only one sample time for prediction. The induction motor is associated to many converter topologies such as two-level voltage source inverter VSI-2L, then extended to matrix converter topologies (indirect IMC).

Key words: Predictive control, Cost function, Power electronics, adjustable speed drives, static converters, AC-AC converters, Matrix converters

Introduction générale

Introduction générale

Le moteur asynchrone est de beaucoup le moteur le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles, du fait de sa facilité de mise en œuvre, de son faible encombrement, de son bon rendement et de son excellente fiabilité. Son seul point noir est l'énergie réactive, toujours consommée pour magnétiser l'entrefer. [1]

Les convertisseurs d'électroniques de puissance se sont progressivement répandus dans les milieux aussi bien domestiques qu'industriels. Une des applications en plein essor de l'électronique de puissance est l'alimentation des moteurs électriques par des variateurs de vitesse: ces derniers permettent de commander les machines tournantes en contrôlant précisément leur couple ou leur vitesse.

D'autre part, la combinaison du convertisseur statique et de la machine asynchrone est à l'heure actuelle la plus utilisée dans les applications industrielles à vitesse variable, mais étant donné les inconvénients cités auparavant, de hautes performances en couple et en vitesse (temps de réponse et bon suivi de trajectoire) sont requises et imposées par les industriels.

L'amélioration des performances de commande des machines électriques est un souci constant menant de plus en plus à des philosophies et structures de commandes évoluées. La commande prédictive fut une alternative intéressante pour cela. La méthode est basée sur le fait qu'un nombre fini d'états possibles de commutation peut être produit par le convertisseur de puissance (7 états pour un inverseur triphasé de deux niveaux, 27 états pour trois niveaux, 27 ou 24 états pour les convertisseurs matriciels...).[2]

Ce document contient trois chapitres organisés de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, la modélisation de la machine asynchrone triphasée est discutée. Le chapitre commence par une description de la machine asynchrone triphasée et la mise en place des repères de référence, la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés est donnée.

L'objectif de deuxième chapitre est de développer une stratégie de commande prédictive directe du couple et du flux dans l'espace d'état pour des applications de contrôle de la machine asynchrone, la stratégie de commande de la MASY alimenté par des convertisseurs à deux

niveaux en proposant la commande prédictive. Celles-ci permettent, d'une part, de contrôler le couple et le flux et, d'autre part, la protection contre sur intensité.

Le troisième chapitre passe en revue la technologie des convertisseurs matriciels direct et indirect, leurs composants, leurs modélisations ainsi que leurs performances lors de leurs pilotages des machines à courant alternatif dans une chaîne de commande FS-MPC. Ces types des convertisseurs sont totalement réversibles, ne contenant aucun élément de stockage capacitif, les phases d'entrée sont directement connectées aux phases de sortie par l'intermédiaire d'interrupteurs quatre segments à commutation forcée. Ce convertisseur permet l'ajustement du facteur de puissance coté réseau avec une consommation nulle de la puissance réactive, le volume et le cout de cette topologie se trouvent nettement réduites.

Chapitre 1

Modélisation de la MAS

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1. Introduction

Pendant de nombreuses années, le moteur à courant continu a été privilégié pour les applications à vitesse variable en raison de sa simplicité de commande et donc de sa mise en œuvre. Mais, ce moteur présente des inconvénients liés à sa structure. Il a des limitations Technologiques (limitation en puissance et vitesse, création d'étincelle, usure des balais...etc.) qui le rendent inadapté à certaines applications (train à grande vitesse, milieu avec risque d'explosion, usine de graphite, ...etc.)

Les machines à courant alternatif (synchrone, asynchrone, ...etc.) ne posent pas de telles limitations. D'où coût moindre, elles sont robustes et pouvant supporter de très fortes puissances et de très hautes vitesses.

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement [1].

De ces études sur les entraînements électriques à vitesse variable, il ressort que le moteur à cage est de loin le moins coûteux en termes de construction et d'entretien, et le plus électromécaniquement robuste des moteurs alternatifs [2]. Cependant, le développement de stratégies de commande pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones est préalablement nécessaire. [2]. La représentation du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande, et de prévoir le control nécessaire [3].

Le premier chapitre sera dédié à la modélisation de la machine à induction triphasée. Elle présente une importance essentielle car il lui sera associé une commande prédictive répondant aux exigences actuelles d'entraînement des moteurs asynchrones. Cette partie est très importante car c'est à partir de ce modèle que nous allons simuler les dynamiques de notre système.

1.2. Généralités sur la machine asynchrone

1.2.1. Définition

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [4].

On appelle machine asynchrone toute machine, qui, ayant $(2 p)$ pôles et étant reliée à un réseau de fréquence f_s , ne tourne pas exactement à la vitesse asynchrone $(60 f_s / \pi)$. On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique.

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (stator) f_s . [5]

1.2.2. Constitution de la machine asynchrone

Un moteur asynchrone se présente sous la forme d'un carter entourant le circuit magnétique, ferromagnétique, statorique et qui accueille dans des encoches l'enroulement statorique polyphasé (généralement triphasé) bobiné en fil de cuivre isolé. A l'intérieur de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer [6]. Tourne le circuit magnétique rotorique qui accueille dans ses encoches les barreaux de la cage rotorique, en aluminium coulé ou en cuivre, court-circuités à chaque extrémité par des anneaux réalisés dans le même matériau.

La machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants (voir la figure (1-1)) :

- Le stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer
- Le rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement injecté.

- Les organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien du différent sous ensemble [7], [8].

1.2.2.1. Stator

Il est constitué des enroulements bobinés répartis dans les encoches du circuit magnétique, ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine (voir la figure (1-2)). Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties : les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines. Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique. Les têtes des bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre [7], [8].

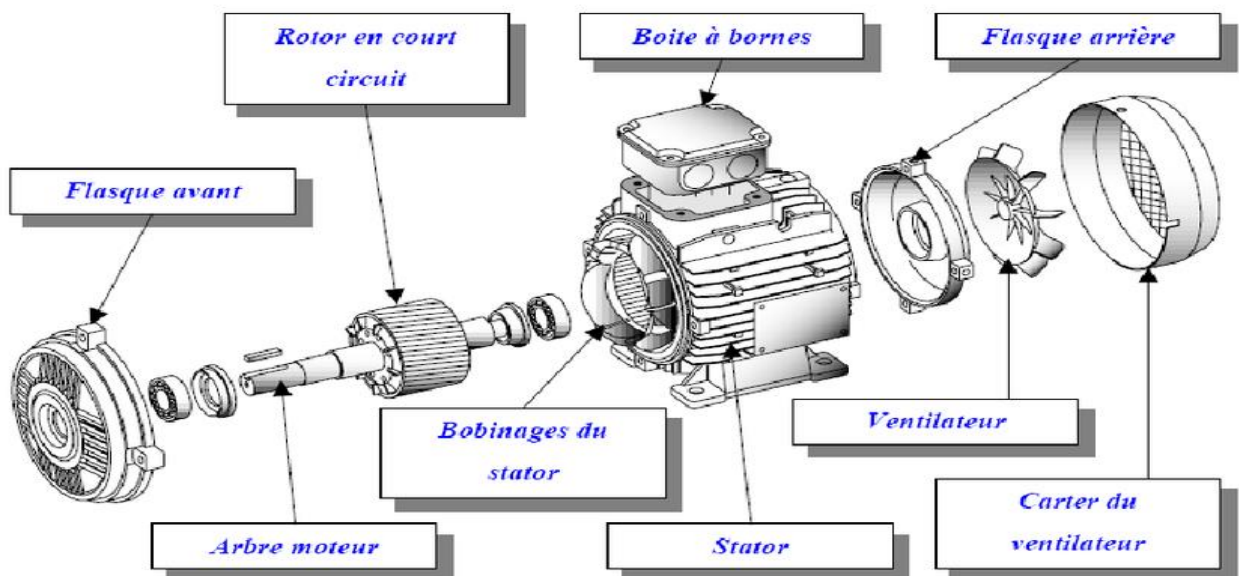


Figure (1-1) : Moteur asynchrone (à induction)

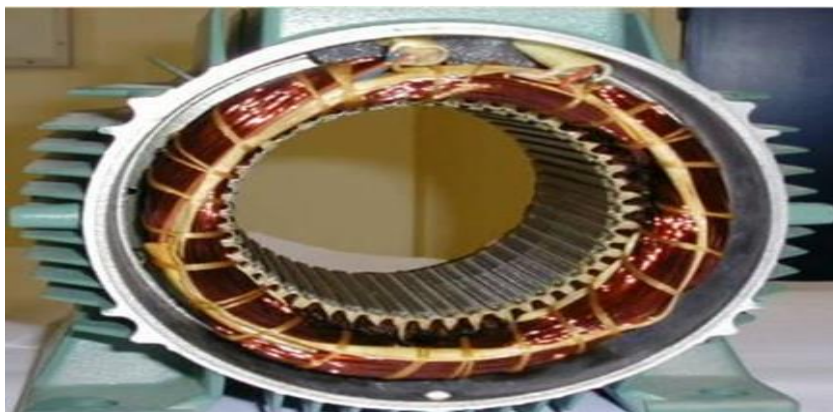


Figure (1-2) : Stator de la machine asynchrone

1.2.2.2. Rotor

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (voir la figure (1-3)). Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine.



Figure (1-3) : Rotor à cage d'écureuil

1.3. Nombre de pôles d'une machine

Le nombre de paires de pôles noté p (soit $2p$ pôles) correspond au nombre de bobines qui constituent une phase de la machine.

1.4. Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant par des tensions alternatives

La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique B . C'est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courants I . C'est une grandeur vectorielle.

- ❖ Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant.
- ❖ Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres.

Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés. Compte-tenu de la nature de courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés. Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit 50tr/s [9].

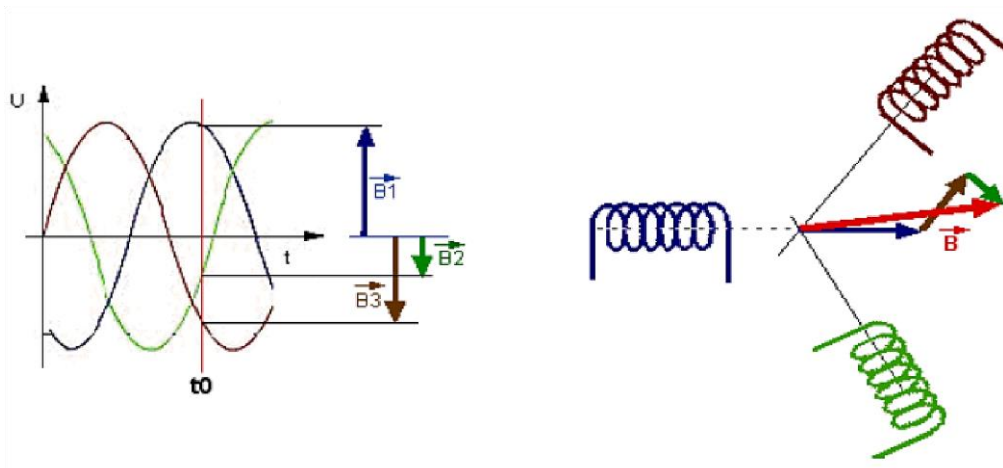


Figure (1-4) : Champ magnétique dans le moteur triphasé

Les trois enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse à cette vitesse de synchronisme.

1.5. Les avantages et les inconvénients des machines asynchrones

1.5.1 Avantages

Il Ya plusieurs avantages dans le moteur asynchrone :

- Structure simple.
- Robuste et facile à construire.
- Utilisé dans la puissance moyenne et élevés.
- Relié directement aux réseaux industriels à tension et fréquence.
- Il tourne à vitesse variable différente de la vitesse synchrone.
- Il est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité de l'entraînement à vitesse.

1.5.2 Inconvénients

Parmi les inconvénients de la machine asynchrone :

- Le couple de démarrage très élevé que les couples nominaux.
- La vitesse dépend de la charge.
- Variation de vitesse (nécessité d'un variateur de vitesse).
- La structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage [10].

1.6. Modèle dynamique de la machine asynchrone

La modélisation en représentation d'état en vue de la commande est une approche appréciée par tous automaticien, surtout pour l'étude d'un système multi-variable. Le choix des variables d'état, d'entrées et de sorties du système dépend des objectifs liés à la commande ou à l'observation. La machine asynchrone triphasée est représentée schématiquement par la figure (1-5). Elle est munie de six enroulements :

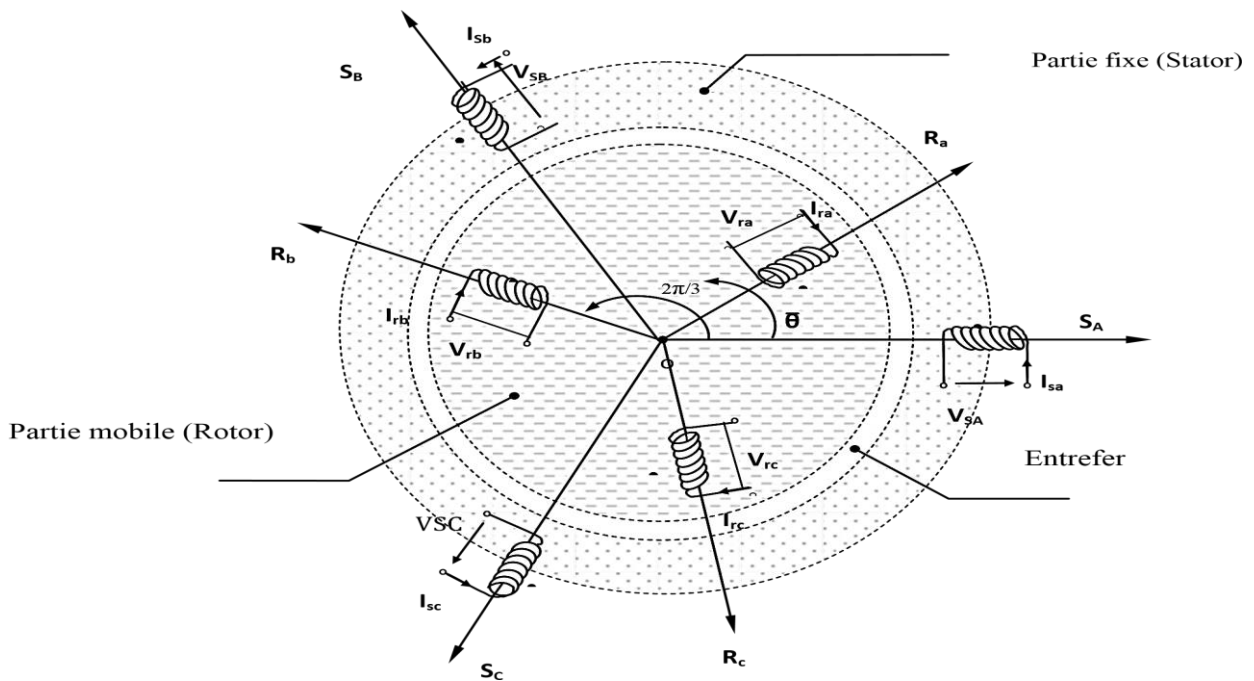


Figure (1-5) : Machine asynchrone modélisée - Définition des repères stator et rotor

Avec :

S_A, S_B et S_C : Sont les trois enroulements du stator

R_a, R_b et R_c : les trois enroulements rotoriques

θ : Angle entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique.

I_{sabc}, V_{sabc} : les courants et les tensions statoriques.

I_{rabc}, V_{rabc} : les courants et les tensions rotoriques.

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses de simplifications :

- Les pertes fer et les pertes supplémentaires ne sont pas prises en considération.
- Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage et l'effet de peau est négligé.

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique

Les deux référentiels les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone sont :

- Le référentiel fixe par rapport au stator, par convention appelé (α, β) .
- Le référentiel tournant à la vitesse du champ statorique appelé (d, q) .

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

La machine asynchrone se comporte comme un transformateur dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.

La vitesse de rotation N_s du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence f_s de tension triphasée d'alimentation.

$$N_s = 60 \cdot \frac{f_s}{p} \left(\frac{\text{tr}}{\text{min}} \right) \quad (1 - 1)$$

On désigne par "p" le nombre de paires de pôles de la machine.

Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω_r différente de Ω_s (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasés engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [11].

Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse Ω_s , tel que :

$$\Omega_s = \frac{w_s}{p} \quad (1 - 2)$$

Cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits donc plus de forces, et le rotor tourne à une vitesse Ω_r , avec :

$$\Omega_r = \frac{w_r}{p} \quad (1 - 3)$$

Cette vitesse est inférieure à Ω_s , il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone.

De ce fait, selon que Ω_r est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à

Ω_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ω_r , ou un couple résistant tendant à réduire Ω_r , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($\Omega_s - \Omega_r$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement « g » défini par :

$$g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s} \quad (1 - 4)$$

1.7. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la machine asynchrone traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices : [12]

- ❖ L'entrefer constant.
- ❖ L'effet d'encoche négligé.
- ❖ Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- ❖ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ❖ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- ❖ Les inductances propres sont constantes.
- ❖ Le flux magnétique est fonction linéaire du courant.
- ❖ L'invariance des résistances statoriques et rotoriques
- ❖ Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

1.8. Equations de la machine asynchrone généralisée

Le comportement de la MAS est défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.
- Les équations magnétiques.
- L'équation mécanique.

1.8.1. Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (1-5), les équations des tensions des trois phases statoriques et rotoriques sont données respectivement par (1-5) et (1-6) :

$$\begin{cases} V_{as} = R_s i_{as} + \frac{d}{dt} \Phi_{as} \\ V_{bs} = R_s i_{bs} + \frac{d}{dt} \Phi_{bs} \\ V_{cs} = R_s i_{cs} + \frac{d}{dt} \Phi_{cs} \end{cases} \quad (1-5)$$

$$\begin{cases} V_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d}{dt} \Phi_{ar} \\ V_{br} = R_r i_{br} + \frac{d}{dt} \Phi_{br} \\ V_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d}{dt} \Phi_{cr} \end{cases} \quad (1-6)$$

Sous forme matricielle ses équations peuvent s'écrire :

$$[V_{abcs}] = [R_s][i_{abcs}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcs}] \quad (1-7)$$

$$[V_{abcr}] = [R_r][i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{abcr}] \quad (1-8)$$

Avec :

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

et :

$$[V_{abcs}] = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T, [V_{abcr}] = [V_{ar} \ V_{br} \ V_{cr}]^T$$

$$[i_{abcs}] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T, [i_{abcr}] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$$

1.8.2. Equation magnétique

On peut écrire les expressions du flux des phases statoriques et rotoriques comme suit :

$$[\Phi_{abcs}] = [L_{ss}][i_{abcs}] + [M_{sr}][i_{abcr}] \quad (1-9)$$

$$[\Phi_{abcr}] = [L_{rr}][i_{abcr}] + [M_{rs}][i_{abcs}] \quad (1-10)$$

Avec :

$$[\Phi_{abcs}] = \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} ; [\Phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} ; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix}$$

l_s, l_r : inductance propre d'une phase statorique et d'une phase rotorique.

m_s : inductance mutuelle entre phases statoriques.

m_r : inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$[M_{sr}]$: représente la matrice des inductances mutuelles entre le stator et le rotor.

$$[M_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (1 - 11)$$

Avec : M_{sr} : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques. L'inductance entre le rotor stator est considérée identique :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

1.8.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (1 - 12)$$

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistant.

f : coefficient de frottements.

J : moment d'inertie du rotor.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

$$[V_{s_{abc}}] = [R_s][I_{s_{abc}}] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][I_{s_{abc}}] + [M_{sr}][I_{r_{abc}}]) \quad (1 - 13)$$

$$[V_{r_{abc}}] = [R_r][I_{r_{abc}}] + \frac{d}{dt}([L_{rr}][I_{r_{abc}}] + [M_{rs}][I_{s_{abc}}]) \quad (1 - 14)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application ; les matrices [Mrs] et [Msr] dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [13].

Pour remédiera ce problème, on effectue des transformations.

1.9. Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (1-5) et qui sont données par les équations (1-11) est complexe, pour cela on effectue des transformations qui nous permettent de transformer les enroulements de la machine originale en deux enroulements équivalents, appelée transformation de Park. Cette transformation consiste donc à transformer la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d-q), figure (1-6). [14]

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (1 - 15)$$

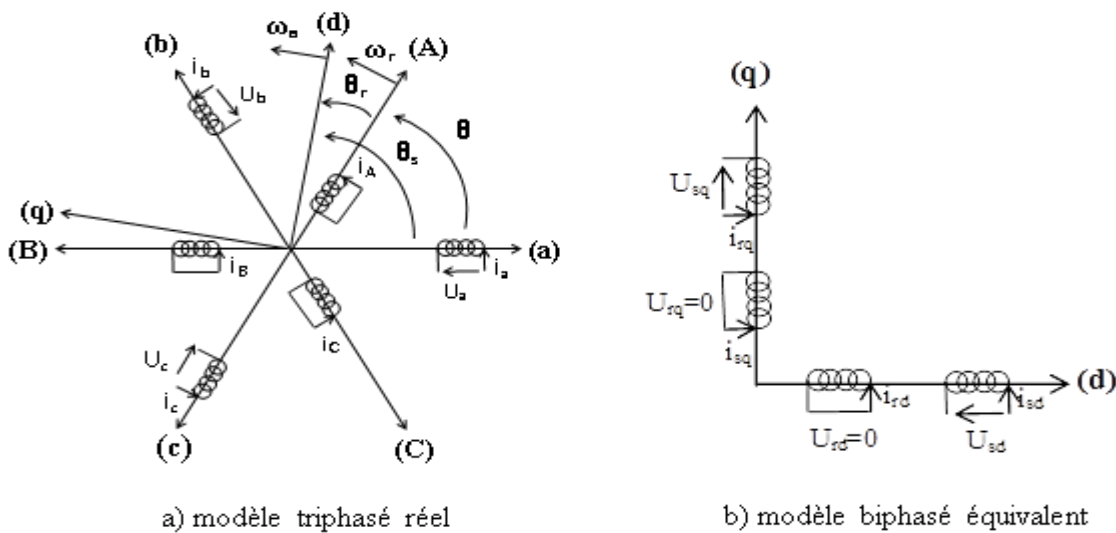


Figure (1-6) : Transformation triphasée-biphasée

Où

θ : l'angle entre la phase statorique "a" et rotorique "A".

θ_s : l'angle entre la phase statorique "a" et l'axe direct "d".

θ_r : l'angle entre la phase rotorique "A" et l'axe direct "d".

ω_r : vitesse angulaire électrique du rotor.

ω_a : vitesse angulaire électrique du système d'axes (d, q).

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1 - 16)$$

Dont la matrice inverse est :

$$P^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1 - 17)$$

On peut alors exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

✓ Les grandeurs statoriques sont obtenues pour $\theta = \theta_s$:

$$\begin{bmatrix} x_{ds} \\ x_{qs} \\ x_{os} \end{bmatrix} = P(\theta_s) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (1 - 18)$$

✓ Les grandeurs rotoriques suivantes sont obtenues pour $\theta = \theta_r$:

$$\begin{bmatrix} x_{dr} \\ x_{qr} \\ x_{or} \end{bmatrix} = P(\theta_r) \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (1 - 19)$$

Où :

x : soit une tension ou courant ou un flux.

x_o : la composante homopolaire.

1.9.1. Application de la transformation de Park

Les expressions de la machine (1-15 et 1-16) peuvent s'exprimer en utilisant la matrice de passage est cela en considérant que le système est équilibré :

▪ **Les équations électriques :**

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (1-20)$$

▪ **Les équations magnétiques**

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (1-21)$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: est l'inductance cyclique propre statorique.

$L_r = l_r - m_r$: l'inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$: l'inductance cyclique mutuelle entre stator et rotor

▪ **Equation mécanique**

L'application de la transformation de Park pour l'équation mécanique donne :

$$C_{em} = p(\Phi_{ds} i_{qs} - \Phi_{ds} i_{qs}) \quad (1-22)$$

1.10. Machine dans le repère (α, β) lié au stator

Dans cette considération, on choisit le système d'axe (α, β) , c'est-à-dire le système d'axe biphasé est immobile par rapport au système d'axe triphasé, la vitesse de rotation des axes (α, β) est donc nulle ($\omega_a=0$). Ce qui permet de réduire la complexité des équations (1.13) et (1.14).

Le passage du système triphasé au système biphasé est assuré par la matrice de Concordia (1-23).

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1 - 23)$$

L'application de la transformation de Concordia aux courant, aux tensions et aux flux de la machine des grandeurs statoriques et rotoriques permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{so} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{ro} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix} \quad (1 - 24)$$

L'application de la transformation de Concordia aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (1-25) perm et d'obtenir :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1 - 25)$$

Avec:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \Phi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases}$$

L'équation du couple sera donnée par :

$$C_{em} = P(\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (1 - 26)$$

1.11. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β)

Avec la vitesse mécanique, dont on veut contrôler l'évolution, comme étant une variable d'état, nous considérons dans notre cas les variables d'état suivantes :

$$X = (I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}, \Omega) \quad (1 - 27)$$

Ce choix des variables se justifie d'une part par le fait que les courants statoriques sont mesurables et d'autre part parce que l'on veut réguler la norme du flux rotorique. Les entrées du modèle de la machine asynchrone sont les tensions de commande $U_{s\alpha}, U_{s\beta}$.

La représentation dans l'espace d'état du modèle précédent est donnée par :

$$\dot{X}=AX+BU, \quad X=[I_{s\alpha}, I_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}, \Omega]^t, \quad U=[U_{s\alpha}, U_{s\beta}]^t \quad (1 - 28)$$

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

En introduisant les définitions suivantes :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad k = \frac{L_m}{\sigma L_r L_s}; \quad \gamma = \frac{R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}}{\sigma L_s}$$

A partir les équations (1-25), nous pouvons alors écrire les quatre équations suivantes dans le repère (α, β) :

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\gamma I_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\alpha} + kp\Omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\gamma I_{s\beta} - kp\Omega \Phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} + p\Omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (1 - 29)$$

Avec l'expression du couple électromagnétique exprimé à partir des différentes grandeurs exprimées dans le repère (α, β) :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (1 - 30)$$

Le modèle complet de la machine asynchrone sous forme matricielle de la représentation d'état est donné par :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma I_{s\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\alpha} + p\Omega k \Phi_{r\beta} \\ -\gamma I_{s\beta} - p\Omega k \Phi_{r\alpha} + \frac{k}{T_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - p\Omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{L_m}{T_r} I_{s\beta} + p\Omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \\ p \frac{L_m}{J L_r} (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) - \frac{(f\Omega + C_r)}{J} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1-31)$$

1.12. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système de la machine asynchrone (MAS). Dans la première partie on a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude pour réduire la représentation de la MAS dans un référentiel biphasés (α , β). Toutefois, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, elle doit être associée à une commande externe qui fera l'objet du second chapitre. On introduit dans le prochain chapitre la commande prédictive de la machine à induction.

Chapitre 2

*Commande prédictive appliquée à
l'onduleur de tension triphasé à deux
niveaux*

Chapitre 2

Commande prédictive appliquée à l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

2.1 Introduction

Ces dernières années, de nouvelles stratégies de commande ont été étudiées pour la commande des onduleurs de puissance. Parmi elles, la commande prédictive de modèle (MPC) a été appliquée pour la commande des convertisseurs de puissance dus à ses plusieurs avantages, la réponse dynamique rapide, à inclusion facile des non-linéarités et des contraintes du système, et à la flexibilité d'inclure d'autres conditions de système dans le contrôleur [15].

Le modèle de système joue un rôle central dans le contrôle. Le modèle sélectionné doit pouvoir calculer la dynamique des processus pour prévoir avec précision les résultats futurs. Il doit être facile à appliquer et à comprendre. Tous les algorithmes de contrôle prédictif ne diffèrent que par le modèle utilisé pour représenter le processus et réduire la fonction de coût.

Dans notre travail, la commande prédictive appliquée à un ensemble convertisseur-machine est ensuite décrite en détail depuis d'obtention d'un modèle jusqu'à la détermination de la durée d'application de la configuration choisie. La fonction coût permettant de déterminer la configuration à utiliser est un point essentiel qui influence les résultats obtenus [16]. Un onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif. Il est normalement alimenté à partir d'une source de tension continue. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur [17]. La tension fournie par un convertisseur DC-AC, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire du point de vue instantané [18]. Dans notre chapitre, nous privilégions l'emploi d'un onduleur de tension triphasé classique à deux niveaux.

2.2 Philosophie de la commande prédictive

La philosophie de la commande prédictive est donc, connaissant la sortie du processus à commander, de déterminer la commande permettant de lui faire rallier la consigne selon une trajectoire prédéfinie (trajectoire de référence) sur la sortie du processus en accord avec la figure (2-1). Il s'agit donc de déterminer la séquence future de commande à appliquer à l'entrée du processus afin de réaliser le ralliement. Seule la première commande est appliquée, les autres commandes seront oubliées car à la période d'échantillonnage suivante, les séquences sont

décalées, une nouvelle sortie est mesurée et la séquence d'opération est alors recommencée chaque période d'échantillonnage selon le principe de l'horizon fuyant [19].

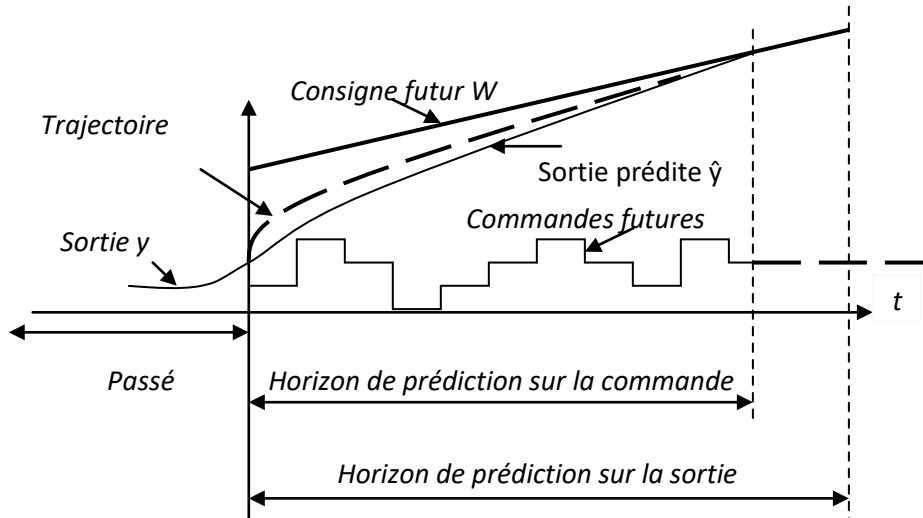


Figure (2-1) : philosophie de la commande prédictive

2.3 Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance

Bien que la théorie de contrôle prédictif ait été développée dans les années 1970, son utilisation dans les applications des systèmes de puissance est plus récente en raison des constantes de temps rapides qui sont nécessaires dans ces systèmes. Mais les microprocesseurs plus performants sur le marché cette dernière décennie ont favorisé des créneaux de recherche vers de nouveaux systèmes de contrôle, comme le MPC, autant pour les systèmes de puissance que pour l'entraînement électrique.

Au début, la difficulté de la mise en œuvre du MPC dans un système réel, en tenant compte du petit temps disponible pour les calculs à cause de l'échantillonnage rapide, a donné naissance à une stratégie appelée MPC hors ligne. Le problème d'optimisation du MPC est résolu hors ligne en tenant compte du modèle du système, des contraintes et des objectifs à atteindre. Les résultats d'optimisation sont sauvegardés dans une table de consultation contenant la solution optimale en fonction de l'état du système. Le MPC hors ligne a été appliqué pour le contrôle de convertisseurs de puissance continu-continu, les onduleurs triphasés et pour la commande de moteurs électriques [20].

Cette technique d'optimisation hors ligne permet l'approximation du convertisseur de puissance et du système à contrôler comme un système linéaire. En effet, cette approximation simplifie l'optimisation et permet le calcul d'une loi de commande, en évitant la nécessité d'une optimisation en ligne. Toutefois, cette simplification ne tient pas compte de la nature discrète des

convertisseurs de puissance. En incluant la nature discrète des convertisseurs de puissance, il est possible de simplifier le problème d'optimisation, ce qui permet sa mise en œuvre en ligne compte tenu du nombre fini d'états de commutation et des microprocesseurs disponibles aujourd'hui. Depuis peu de temps, le calcul d'une solution optimisée en ligne pour chaque état de commutation est une possibilité réalisable.

2.3.1 Schéma de principe de contrôle prédictif

La commande prédictive à ensemble fini est née dans le milieu des convertisseurs statiques de puissance et repose sur leur nature discrète à cause de la limitation du nombre de leurs états de commutation (nombre d'états finis). Un tel avantage a pour effet de réduire la tâche de calcul que ce soit pour la prédiction ou pour le traitement. Comme chaque convertisseur possède un nombre limité d'états de commutation (8 états pour un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, 27 états pour un onduleur trois niveaux, 64 états pour un onduleur quatre niveaux...), la procédure de prédiction se trouve limitée aussi à ces états.

Ensuite une procédure d'optimisation sélectionne l'état optimal (vecteur tension optimal par exemple) pour être appliqué ensuite à la charge [21]. Les principaux éléments de cette technique de contrôle sont donc le modèle mathématique du système et la fonction de coût prédéfinie. (Figure 2-2).

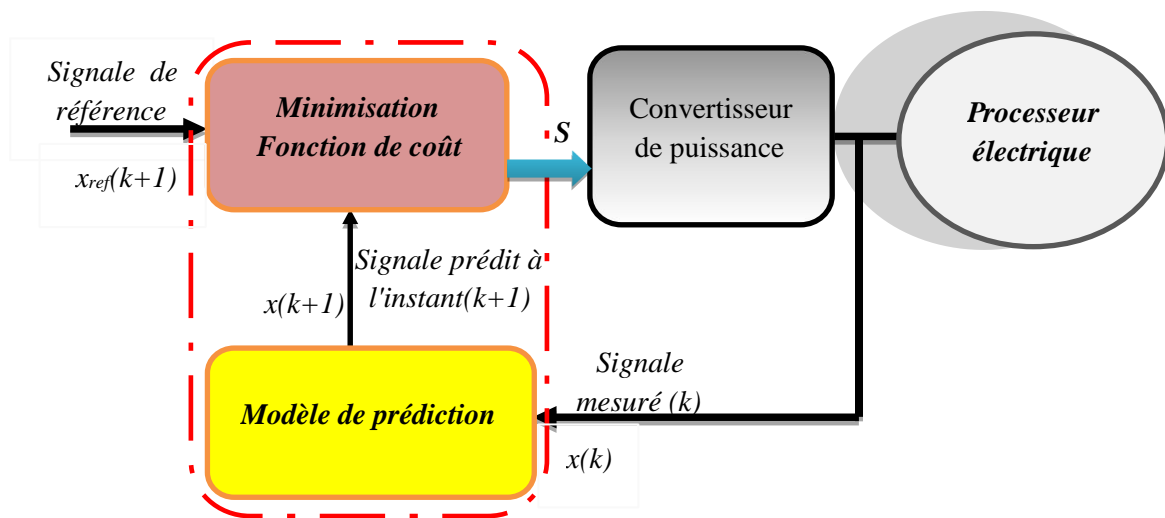


Figure (2-2) : Schéma général de la commande prédictive à états finis.

Le convertisseur de puissance peut avoir n'importe quelle topologie et nombre de phases, tandis que la charge représentée sur la figure peut être une machine électrique, un réseau ou de toute autre charge active ou passive. Dans ce schéma les variables mesurées $x(k)$ sont utilisées dans le modèle pour calculer les prédictions $x(k+1)$ des variables commandées pour chacune des

itérations possibles, c'est-à-dire l'état de commutation, les tensions et les courants. Ces prédictions sont évaluées en utilisant une fonction de coût qui tient compte des valeurs de référence $x_{ref}(k)$ et aussi les restrictions imposées par le type du contrôle appliqué. Ainsi, l'état optimal de commutation S est sélectionné et appliquée au convertisseur de puissance.

2.4. Principe générale de la commande prédictive

Le principe de la commande prédictives est illustré par la (figure 2-3) Soit $x(k)$ les variables contrôlées discrètes à l'instant présent (k) qui vont être prédites (en fonction du modèle du système) un pas en avant pour donner $x(k+1)$ pour toutes les N états de commutation possibles du convertisseur [22]. Ces valeurs prédites $x(k+1)$ seront comparées avec leurs références $x_{ref}(k+1)$ dans le bloc de minimisation de la fonction cout. L'état de commutation optimal (S_{opt}) est choisi pour être appliqué dans le futur.

A titre d'exemple, on considère l'application de la commande prédictives à un convertisseur statique ayant $N=3$ états de commutation possibles (S_1 , S_2 et S_3) et que sa référence est constante notée x_{ref} . La fonction de cout est définie comme étant la distance entre la variable contrôlée et sa référence. Cet écart doit être minimisé pour assurer une bonne poursuite. La variable contrôlée est prédite pour deux pas de prédiction notés $x(k+1)$, $x(k+2)$.

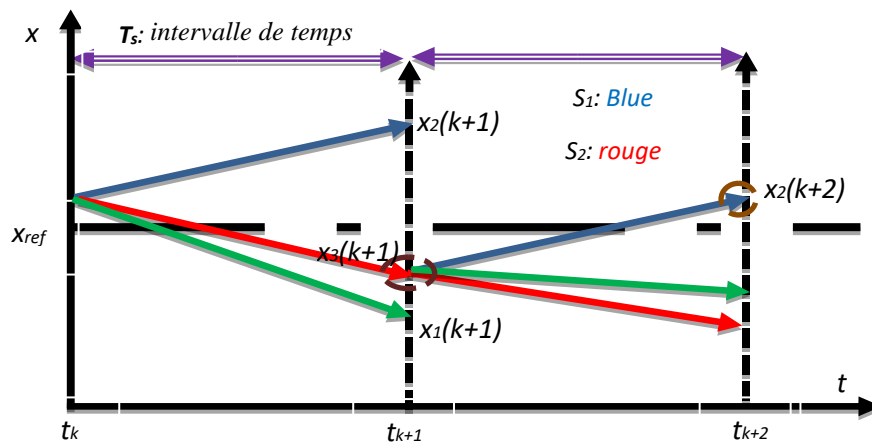


Figure (2-3) : Principe de fonctionnement de la commande prédictive

La variable contrôlée est prédite à chaque pas de prédiction pour tous les états de commutation. Le choix de l'état S_3 permet de minimiser la distance à la référence, par conséquent l'état S_3 sera choisi pour être appliqué au convertisseur à l'instant $t(k+1)$.

Par la suite, tout le processus sera décalé un pas en avant. En répétant de nouveau la procédure pour $t(k+2)$, S_2 sera sélectionné en raison de sa distance minimale avec la référence. Ainsi, toute la procédure sera répétée.

2.5 Implémentation de contrôle prédictif

À la mise en route du contrôle prédictif, on doit tenir compte des tâches suivantes :

- Prédire le comportement futur des variables contrôlées pour tous les états de commutation.
- Évaluer la fonction de coût pour chaque prédiction.
- Sélectionner l'état de commutation qui minimise la fonction de coût.

Pour sélectionner l'état de commutation minimisant la fonction de coût, tous les états possibles sont évalués et l'état optimal sera stocké pour être appliqué par la suite. Le volume de calcul est directement lié au nombre d'états de commutation possibles. Dans le cas de trois phases et un onduleur à deux niveaux, (ce qui est le cas pour notre étude). Le calcul des prédictions correspondant aux huit états de commutation possibles ne cause pas de problème, mais dans le cas d'un système à convertisseur matriciel 27 états de commutation possibles.

2.6 Modélisation du système

La commande prédictive nécessite un modèle des variables contrôlées pour la prédiction.

D'abord un modèle temporelle continu est dérivé du système de puissance comme suit :

$$\frac{dx}{dt} = f(x, u) \quad (2 - 1)$$

x et u représentent les variables contrôlées et les entrées.

Pour la discrétisation, les méthodes d'Euler sont largement utilisées pour leur simplicité et précision acceptable pour la commande prédictive. L'équation (2-1) après discrétisation devient

$$\frac{dx}{dt} = \frac{x(k+1) - x(k)}{T_s} \quad (2 - 2)$$

T_s étant le temps d'échantillonnage, les variables $x(k+1)$ et $x(k)$ sont les variables à l'instant d'échantillonnage $(k+1)$ et à l'instant courant (k) .

2.7 Nombre d'adaptateurs de commutateur possibles

C'est la deuxième phase après la modélisation du système. Tous les états de commutation possibles du système et leurs relations avec les variables d'entrées et contrôlées doivent être déterminées. Le nombre total d'états de commutation possibles dépend de la configuration du convertisseur. En règle générale, le nombre d'états de commutation possible N d'un convertisseur est :

$$N = x^y \quad (2 - 3)$$

x étant le nombre d'états possibles de chaque bras du convertisseur, y étant le nombre de phase (ou de bras) .Il vient alors qu'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux possède $2^3=8$ états, $3^3= 27$ états possibles pour un onduleur triphasé à trois niveaux, $4^3 = 64$ états pour un onduleur quatre niveaux.

2.8 Modélisation des onduleurs de tension

Les onduleurs sont les convertisseurs statiques continu alternatif permettent de fabriquer une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue. [23]. Le schéma de l'onduleur est représenté par la figure (2-4).

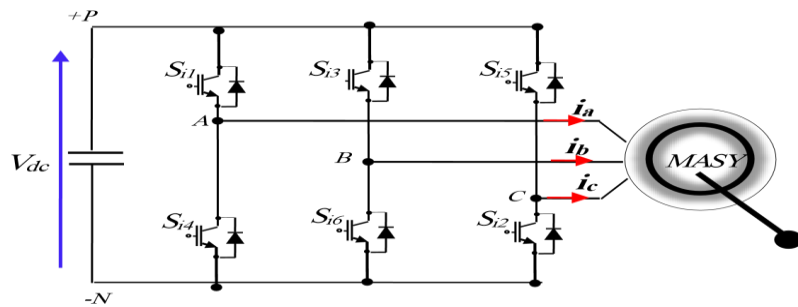


Figure (2-4) : Onduleur de tension à deux niveaux alimentant une MAS

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique. L'état des interrupteurs peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i avec $i \in \{a,b,c\}$

- ❖ Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i=1$
- ❖ Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i=0$

Sachant que dans un régime équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$ nous pouvons écrire, figure (2-4) :

$$\begin{cases} V_{an} = V_{ao} + V_{on} \\ V_{bn} = V_{bo} + V_{on} \\ V_{cn} = V_{co} + V_{on} \end{cases} \quad (2-4)$$

En faisant la somme des équations du système (2-4) on obtient :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = V_{ao} + V_{bo} + V_{co} + 3V_{on} = 0 \quad (2-5)$$

D'où :

$$V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = -3V_{on} \quad (2-6)$$

Donc :

$$V_{on} = -1/3 (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2-7)$$

En substituant l'équation (2-7) dans le système (2-4) il vient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

Selon la condition des interrupteurs statiques s_k de l'onduleur (s_k) est égale à 1 si l'interrupteur est fermé et 0 sinon avec $k = a, b, c$

$$s_k = 1 \text{ sinon } s_k = 0 \quad (2-9)$$

Les tensions de branches v_{ko} peuvent être exprimées en fonction des interrupteurs (s_k) par :

$$v_{ko} = (2s_k - 1) \cdot V_{dc}/2 \quad (2-10)$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation (2-11)

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (2-11)$$

- Vecteurs de tension d'un onduleur à deux niveaux dans l'espace d'état :

Le vecteur de tension V est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue V_{dc}

La transformation des vecteurs dans l'espace d'état sont données par

$$\bar{X} = \frac{2}{3} [x_1 + x_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + x_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}] = \frac{2}{3} [x_1 + a x_2 + a^2 x_3] \quad (2-12)$$

Avec : x_1, x_2, x_3 sont des variables qui représentent des tensions dans ce cas.

$$a = e^{(j2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

- Alors les vecteurs de tension aux bornes la charge dans l'espace d'états peuvent être exprimées en fonction des tension de bras ou en fonction des états des interrupteurs de l'onduleur sont :

$$V = \frac{2}{3} (V_{aN} + a V_{bN} + a^2 V_{cN}) \quad (2-13)$$

Ou (V_{aN}, V_{bN}, V_{cN}) les voltages des phases neutre (N) sont définissons par :

$$V_{aN} = S_a V_{dc} \quad (2-14)$$

$$V_{bN} = S_b V_{dc} \quad (2-15)$$

$$V_{cN} = S_c V_{dc} \quad (2-16)$$

L'état de commutation du convertisseur peut être exprimé en forme vectorielle par :

$$S = \frac{2}{3} (S_a + aS_b + a^2 S_c) \quad (2 - 17)$$

De cette façon, état des interrupteur $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ produit le vecteur de tension V_0 défini comme suit :

$$V_0 = \frac{2}{3} (0 + a \times 0 + a^2 \times 0) = 0 \quad (2 - 18)$$

$(0, 0, 0)$ (vecteur de tension V_0)

✓ État $(1, 0, 0)$ produit le vecteur de tension V_1 , qu'il définit comme suit :

$$V_1 = \frac{2}{3} (1 \times V_{dc} + a \times 0 + a^2 \times 0) = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (2 - 19)$$

✓ État $(1, 1, 0)$ produit le vecteur de tension V_2 , qu'il définit comme suit :

$$\begin{aligned} V_2 &= \frac{2}{3} (1 \times V_{dc} + a \times V_{dc} + a^2 \times 0) = \frac{2}{3} \left\{ 1 \times V_{dc} + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \times V_{dc} + a^2 \times 0 \right\} \\ &= \frac{1}{3} V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} \end{aligned} \quad (2 - 20)$$

✓ État $(1, 1, 1)$ produit le vecteur de tension V_7 qu'il définit comme suit :

$$V_7 = \frac{2}{3} (1 \times V_{dc} + a \times V_{dc} + a^2 \times V_{dc}) = \frac{2}{3} \left\{ 1 + \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) + \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right) \right\} V_{dc} = 0 \quad (2 - 21)$$

V_i	S_a	S_b	S_c	voltages phases-neutre $V(abc)N$			Vecteurs de tension
				V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	V_{dc}	0	0	$\frac{2}{3} V_{dc}$
V_2	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	0	$\left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{2}}{3}\right) V_{dc}$
V_3	0	1	0	0	V_{dc}	0	$\left(-\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{2}}{3}\right) V_{dc}$
V_4	0	1	1	0	V_{dc}	V_{dc}	$-\frac{2}{3} V_{dc}$
V_5	0	0	1	0	0	V_{dc}	$-\left(\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{2}}{3}\right) V_{dc}$
V_6	1	0	1	V_{dc}	0	V_{dc}	$-\left(-\frac{1}{3} + \frac{\sqrt{2}}{3}\right) V_{dc}$
V_7	1	1	1	V_{dc}	V_{dc}	V_{dc}	0

Tableau (2-1) : État des interrupteurs et les vecteurs de tension

Il existe huit combinaisons possibles (2^3) pour les bras de l'onduleur. Huit topologies. Six sur ces huit topologies produisent la tension et sont connues en tant que les États différents de zéro de commutation et deux topologies restantes produisent la tension nulle et sont

connues en tant que les états zéro de commutation. Considèrent que toutes les combinaisons possibles avec les vecteurs de tension sont obtenues, sont données dans le tableau 2-1

Les six vecteurs de tension différents de zéro (V_1-V_6) peut être montrés pour prendre les positions montrées dans la figure (2-5). Les bouts de ces vecteurs forment un hexagone régulier. Les autres des deux vecteurs de tension (V_0, V_7) sont représentées comme des vecteurs qui ont un amplitude nul.

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan complexe par la Figure (2-4) où V_0 et V_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$ Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\frac{\pi}{3}$

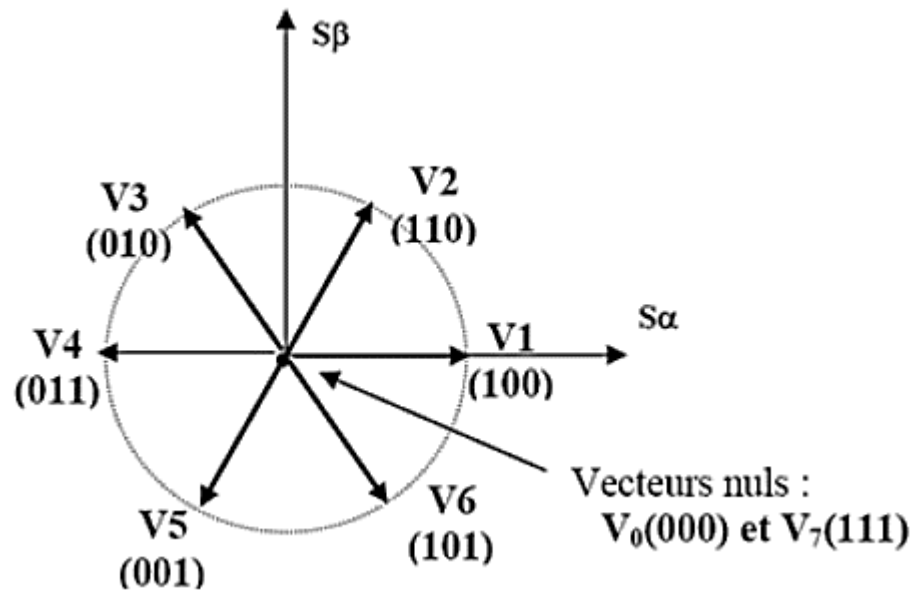


Figure (2-5) : représentation des vecteurs de tension de l'onduleur à 2 niveaux

Finalement, les tensions statoriques pour la machine asynchrone exprimées dans le plan $\alpha\beta$ sont obtenues en utilisant la transformation de Concordia suivante :

$$\begin{bmatrix} Vs\alpha \\ Vs\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Van \\ Vbn \\ Vcn \end{bmatrix} \quad (2-22)$$

2.8.1 Modèle prédictif

La commande prédictive dans ces cas basés sur les données des composantes du vecteur de tension $V_{si(k)}$ le courant mesuré $i_s(k)$ et l'estimation du flux rotorique, $\Phi_r(k)$, il est possible d'obtenir un étape de prédiction en du courant statorique $i_s(k+1)$ et du flux aussi, la prédiction

des valeurs du couple de machine $c_e(k + 1)$ et du flux statorique pour ce vecteur de tension $V_{si(k)}$ où $V_s=[V_1, \dots, V_7]$ sept états possible de l'onduleur à deux niveaux utilisant dans ce chapitre.

Avec approximation de la méthode d'Euler au premier ordre du modèle d'état de moteur à induction, la prédiction du flux statorique, du courant statorique et du couple peut être faite basé sur l'évaluation standard d'estimation (avant de séparer les composantes réelle et imaginaire).

L'estimation du flux statorique est basée à partir l'équation de voltage statorique suivante :

$$\bar{V}_{s(s)} = R_s \bar{I}_s(s) + \frac{d\bar{\Phi}_s(s)}{dt} \quad (2 - 23)$$

Donc :

$$\frac{d\bar{\Phi}_s(s)}{dt} = \bar{V}_{s(s)} - R_s \bar{I}_s(s) \quad (2 - 24)$$

On utilise la formule discrétisée d'Euler, l'estimation du flux statorique est alors d'écrire de façon suivante :

$$\Phi_s(k + 1) = \Phi_s(k) + T V_s(k + 1) - R_s T i_s(k) \quad (2 - 25)$$

L'expression simplifiée de la dérivée du courant est fournie à partir l'équation (1-29) dans le chapitre précédent. On utilise la formule discrétisée d'Euler :

$$i_s(k + 1) = \left(1 - \frac{TR_\sigma}{L_s\sigma}\right) i_s(k) + \frac{T}{L_s\sigma} ((\tau_r k_r - j k_r \omega_m) \Phi_r(k) + V_s(k + 1)) \quad (2 - 26)$$

Avec l'expression du couple électromagnétique (1-30), dans le domaine discret cette expression est formulée de façon suivante :

$$c_e(k + 1) = \frac{3}{2} p \Phi_s(k + 1) i_s(k + 1) \quad (2 - 27)$$

2.8.2 Fonction coût

La commande prédictive de couple et flux est donné par figure (2-8). Utilise les sept vecteurs possibles de tension comme des entrées au modèle discret de machine. Cette prédiction peut être alors employée pour évaluer l'impact de chaque vecteur de tension sur le couple de moteur et le flux statorique dans ce cas.

Les valeurs prédit de couple et flux sont employées pour évaluer une fonction coût F qui réduit au minimum l'erreur entre les valeurs prédites et leurs références, l'état de commutation (correspond à un vecteur optimal de tension à partir le huit états) qui produit la valeur minimum de cette fonction de coût est choisie à appliquer durent le temps suivant.

La fonction coût F dans ce cas est alors d'écrire de façon suivante :

$$F = \frac{(C^*(k+1) - Ce^p(k+1))^2}{Cn^2} + \frac{(\Phi_s(k+1)^* - \Phi_s^p(k+1))^2}{\Phi_{sn}^2} \quad (2 - 28)$$

C_n , Φ_{sn} sont les valeurs nominales du couple et du flux

Le couple de référence est produit à partir une boucle externe de vitesse par l'intermédiaire d'un contrôleur simple de PI tandis que la référence de flux est maintenue constante à sa valeur nominale (Figure (2-8)). La fonction coût F est évaluée, et la tension statorique produisant la valeur minimum de F (Figure (2-6)) est choisie le vecteur optimal qu'il appliqué sur le moteur.

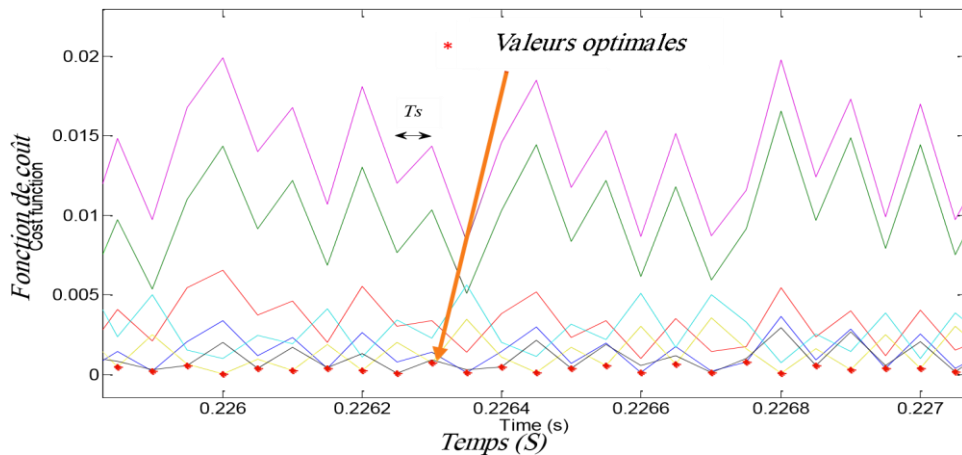


Figure (2-6) : Optimisation de la fonction de coût

2.9 Structure de l'Algorithme de commande

La commande prédictive est résumée en les étapes suivantes :

1. Mesuré la vitesse et le courant statorique à l'instant k
2. La mesurant précédente utilisant pour prédit le couple et le flux statorique à l'instant $k+1$

Pour les sept vecteurs de tension à partir la relation (2-25) (2-27).

3. Les sept prédictions du couple et flux sont évaluant la fonction coût F à partir la relation (2-28).
4. L'état optimale de la commutation des interrupteurs de l'onduleur correspondant le vecteur optimal de tension qu'il obtenu à partir la minimisation de fonction coût (2-28).

Toutes les étapes citées ci-dessus sont répétées chaque cycle pour les nouvelles références et mesures

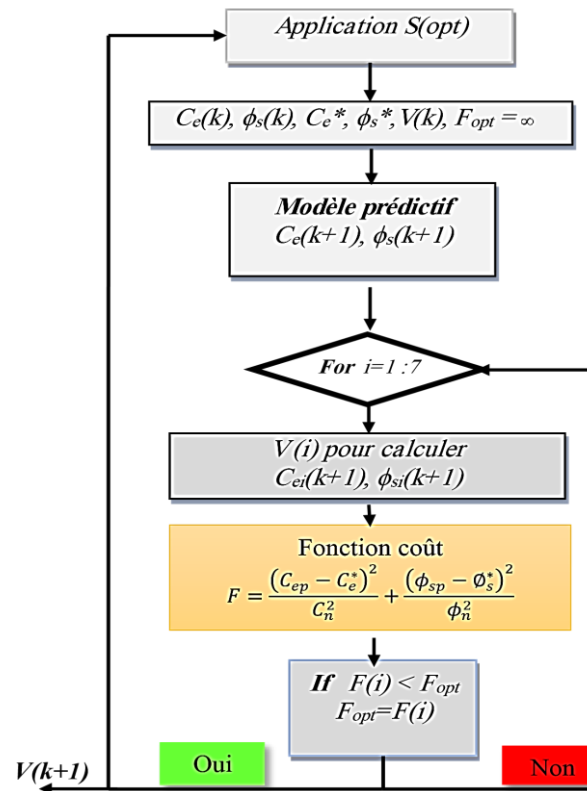


Figure (2-7) : Algorithme de la commande Prédictive de modèle fini d'états du couple et du flux

2.10 Elaboration de la Commande sur MAS alimentée par un onduleur

Cette section est à l'élaboration d'une commande prédictive pour un ensemble machine asynchrone avec onduleur triphasé. Cette démarche impose tout d'abord d'obtenir un modèle de l'ensemble convertisseur-machine.

La commande doit choisir une configuration de l'onduleur. Pour cela, pour chaque configuration possible de l'onduleur dans l'espace d'état, la direction d'évolution correspondante est prédite. Puis, une fonction coût (F) est utilisée. Enfin, une durée d'application pour la configuration retenue (optimale) est déterminée [16].

Pour une machine à induction, ce peut être des démonstrations que le flux statorique Φ_s et le couple électromagnétique c_e peuvent être modifiés en choisissant la propre séquence de vecteur de tension que les modifications de l'amplitude du flux statorique et en même temps augmente ou diminue l'angle entre le flux rotorique et le flux statorique. Ces idées correspondent le principe de la commande directe de couple. La commande prédictive directe de couple et du flux, le même Principe utilisé, mais dans le schéma de la commande prédictive les valeurs futures du flux statorique et le couple sont calculées, ces valeurs prédites sont employées pour évaluer une fonction de coût F qui réduit au minimum l'erreur entre les valeurs prédites et leurs références pour l'obtention de commande optimale.

Le modèle prédictif calcule les valeurs futures des variables à l'instant $k + 1$, dans ce cas les variables sont le flux $\Phi_s(k + 1)$ et le couple électromagnétique $c_e(k + 1)$. Ces prédictions sont calculées pour chaque possibilité donnée par la topologie de convertisseur.

En conclusion, le bloc concerne la minimisation choisit l'état optimum de commutation qui réduit au minimum de la fonction de coût correspondante. Cette fonction contient la loi de commande afin de réaliser une régulation du couple et du flux.

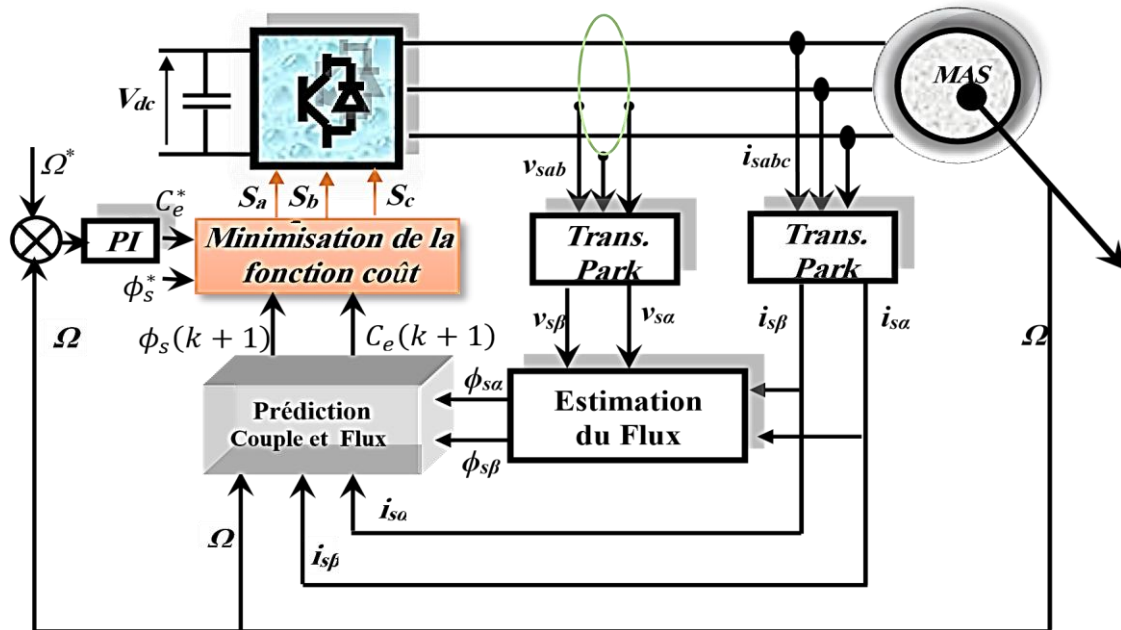


Figure (2-8) : Schéma de la commande prédictive FS-MPC du couple et flux avec onduleur de tension à deux niveaux

2.11 Résultats de simulation

2.11.1 Commande prédictive sans protection

Le premier ensemble de résultats de simulation (figures (2-9)) est indiqué dans le cas quand le système de commande fonctionne sans protection de surintensité, la fonction de coût (2-28) est employée pour la minimisation.

Au démarrage du moteur à vide, la consigne vitesse à un profil de 50 rd/s. Ensuite, nous augmentons la vitesse jusqu'à 100 rad/s à 0.6s afin d'observer le comportement du système à une vitesse variable. Quant à la consigne flux, elle est prise autour de sa valeur nominale (1.14Wb). Le couple de référence est généré d'après une boucle de régulation externe de type PI. Les paramètres visualisés de moteur sont vitesse, couple, courant et tension statorique.

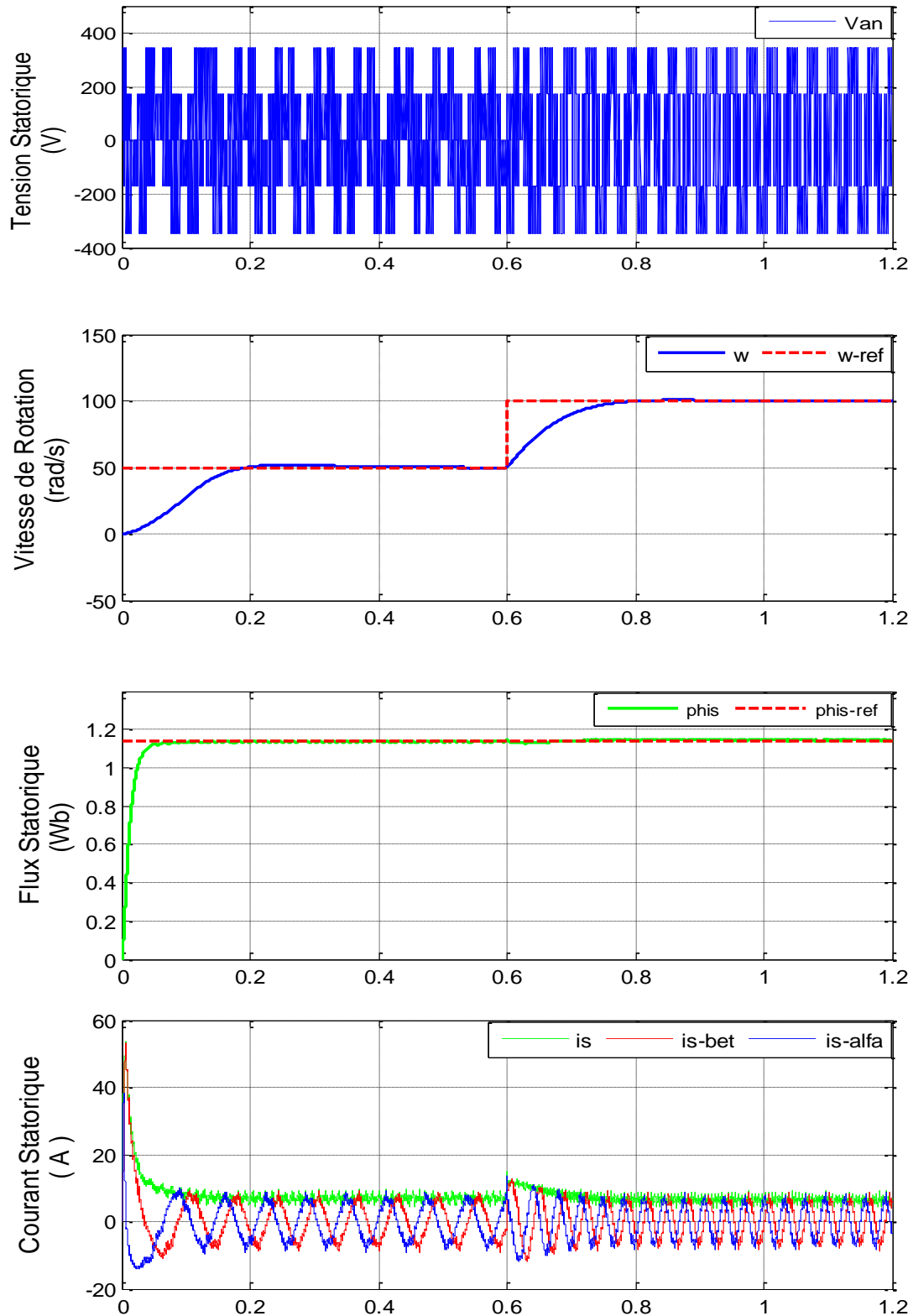


Figure (2-9) : Performances de la commande MPC de la MAS sans protection

Les résultats obtenus montrent ce qui suit :

- ✓ Meilleure réponse dynamique instantanée du couple et du flux, ainsi qu'une meilleure poursuite de leurs références dans les deux régimes statique et dynamique malgré l'absence

totale des boucles de régulation internes.

- ✓ Faibles oscillations sur le couple et le flux.
- ✓ Les deux composantes du courant du stator ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) apparaissent sinusoïdales et décalées de $\pi/2$.
- ✓ Apparition d'une surintensité dangereuse et destructible du courant statorique lors de la phase de démarrage de l'ordre de 55A (démarrage sans protection).

2.11.2 Commande prédictive avec protection contre les surintensités

Généralement les régimes transitoires des moteurs électriques (démarrage, freinage, inversion du sens de rotation...) provoquent des changements rapides du couple et du flux parfois dangereux pour le système de puissance (le moteur) si le système de commande n'est pas doté d'un système de protection contre les surintensités et cela à cause des appels de courants très forts.

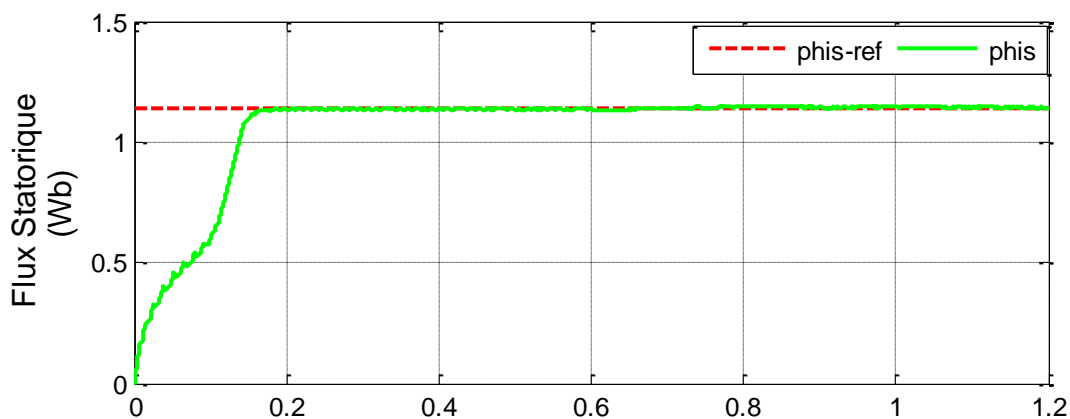
Pour s'assurer que le courant statorique pendant le démarrage prend des valeurs limites tolérables et sans risques noté i_{max} , la flexibilité de la commande MPC permet de modifier la fonction de coût (2-28) en rajoutant un troisième terme de grande valeurs δ_i qui tient compte de cette limitation du courant [24]. Comme donné par la fonction de cout modifiée (2-29) suivante :

$$F = \frac{(C^*(k+1) - Ce^p(k+1))^2}{cn^2} + \frac{(\Phi_S(k+1)^* - \Phi_S^p(k+1))^2}{\Phi_S n^2} + \delta_i \quad (2 - 29)$$

Le terme δ_i est défini comme suit :

$$\delta_i = \begin{cases} \infty & \text{si } (|I_s(k+1)| > i_{max}) \\ 0 & \text{si } (|I_s(k+1)| \leq i_{max}) \end{cases} \quad (2 - 30)$$

Si un vecteur tension statorique, sous-évaluation, produit une surintensité dangereuse, le troisième terme de valeur δ_i génère alors une valeur élevée de la fonction cout F .



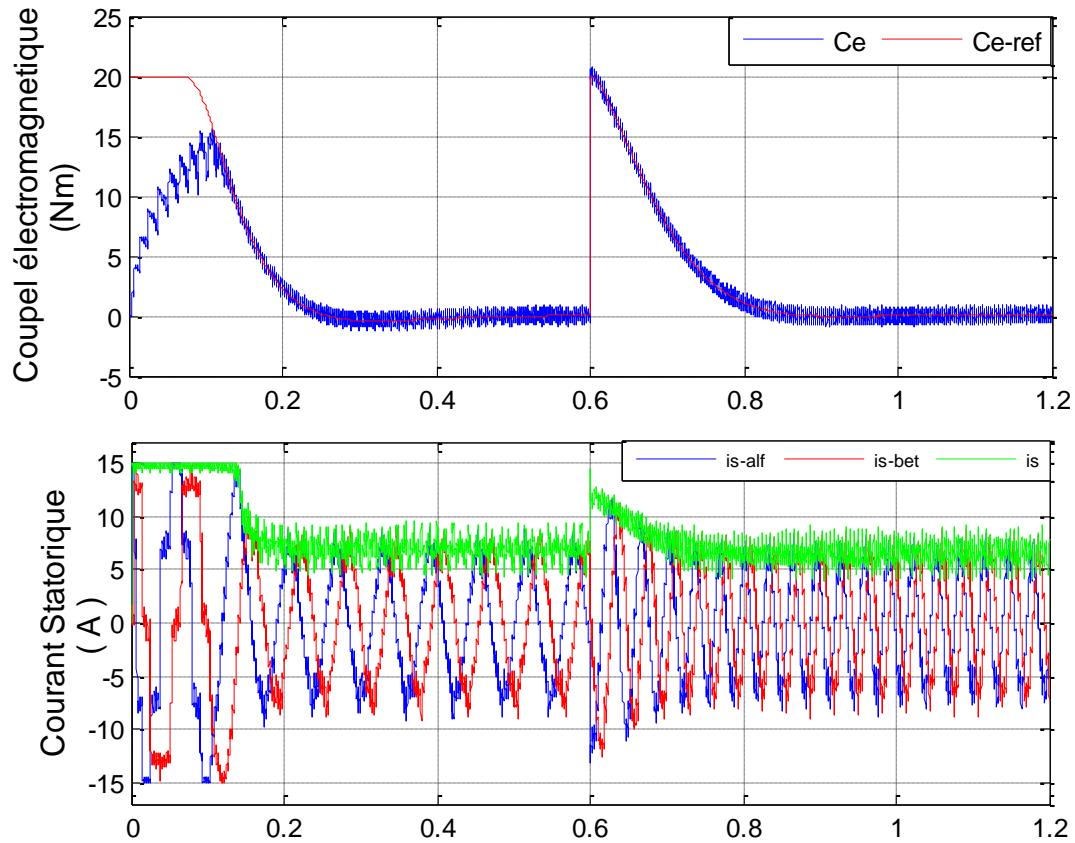


Figure (2-10) : Performances de la commande MPC de la MAS avec protection

Dans ce cas, ce vecteur tension ne sera pas choisi pour l'application pendant la séquence prochaine. Si le vecteur tension en cours d'évaluation ne produit pas un état de surintensité, le facteur δ_i sera égal à zéro et la fonction de coût est alors celle de la relation (2-28).

En effet d'après les Figures. (2-10), il est clair de constater que l'appel du courant durant la phase de démarrage du moteur est atténué à la valeur de $i_{max} = 20A$ par un choix de la valeur du coefficient $\delta_i = 100$ dans la fonction de coût (2-29) au lieu de la valeur de 55A dans la figure (2-9) lorsque $\delta_i = 0$ prise dans la fonction de coût (2-28).

2.12. Conclusion

Ce chapitre nous a permis de découvrir la philosophie et la richesse de la commande prédictive. L'approche présentée en introduction est applicable à de nombreux systèmes composés d'un processus associé à un onduleur à deux niveaux. Le principe est simple, à chaque occurrence de calcul, pour toutes les configurations possibles, l'évolution correspondante dans l'espace d'état est prédite en utilisant un modèle simplifié local (modèle prédit). Une fonction coût permet de déterminer la configuration à utiliser afin de poursuivre les valeurs de référence.

La simplicité de la commande MPC étant son atout majeur, en effet sa structure rejette toute utilisation de régulateurs linéaires classiques dans les boucles de régulation internes. Il suffit d'ajouter des termes de régulation dans la fonction de coût.

Chapitre 3

*Commande prédictive à la MAS
alimenté par le Convertisseur
Matriciel Double Etage*

Chapitre 3

Commande prédictive à la MAS alimenté par le Convertisseur Matriciel Double Etage

3.1 Introduction

Le convertisseur matriciel a été d'abord présenté en 1979 par Peter Wood Basé sur le travail de B.Pelly et de L. Gyugyi. Plus tard, Alesina et Venturini ont employé cette topologie pour développer le premier convertisseur alternatif/ alternatif à commutation forcée. C'est un convertisseur, totalement réversible.

La dénomination matricielle "direct" découle du fait que ce convertisseur ne possède aucun étage de stockage intermédiaire dans la chaîne de conversion. Il convertit un réseau triphasé en un autre réseau triphasé de fréquence et d'amplitude variables. Il est apte à connecter chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par l'intermédiaire de neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée. [25].

Une structure équivalente matriciel double étage "indirect", passant par un étage intermédiaire sans éléments de stockage capacitif, peut être proposée comme alternative au convertisseur matriciel. Cette structure est composée une association de deux convertisseurs Un redresseur totalement commandé (à interrupteurs quatre segments) est directement connecté à un onduleur de tension (à interrupteurs trois segments) traditionnellement utilisé dans la variation de vitesse. La tension intermédiaire, nommée u (différence de potentiel entre p et o), doit rester positive afin de ne pas engendrer de court-circuit des condensateurs du filtre a les (contrainte liée aux interrupteurs trois segments).

Le convertisseur matriciel a plusieurs avantages par rapport aux structures traditionnelles. Il est fondamentalement bidirectionnel, donc il renvoie l'énergie vers la source. Il permet aussi d'avoir des courants sinusoïdaux à l'entrée. La taille peut être réduite en comparaison avec les structures conventionnelles puisqu'il n'est plus nécessaire de grandes capacités ou d'inductances pour emmagasiner de l'énergie réactive. [26]

3.2 Définition de Convertisseur matriciel

Un convertisseur matriciel est un convertisseur de fréquence direct, générant des tensions triphasées variables en amplitude et en fréquence à partir des tensions triphasées rigides d'entrée.

Un circuit intermédiaire continu n'est pas nécessaire. Le principe est basé sur une topologie matricielle reliant chaque phase d'entrée à chaque phase de sortie par un commutateur de puissance bidirectionnel. [27].

Il existe deux types de convertisseurs matriciels : le convertisseur direct et le convertisseur Double Etage 'indirect' qu'on va développer et l'étudier par la suite.

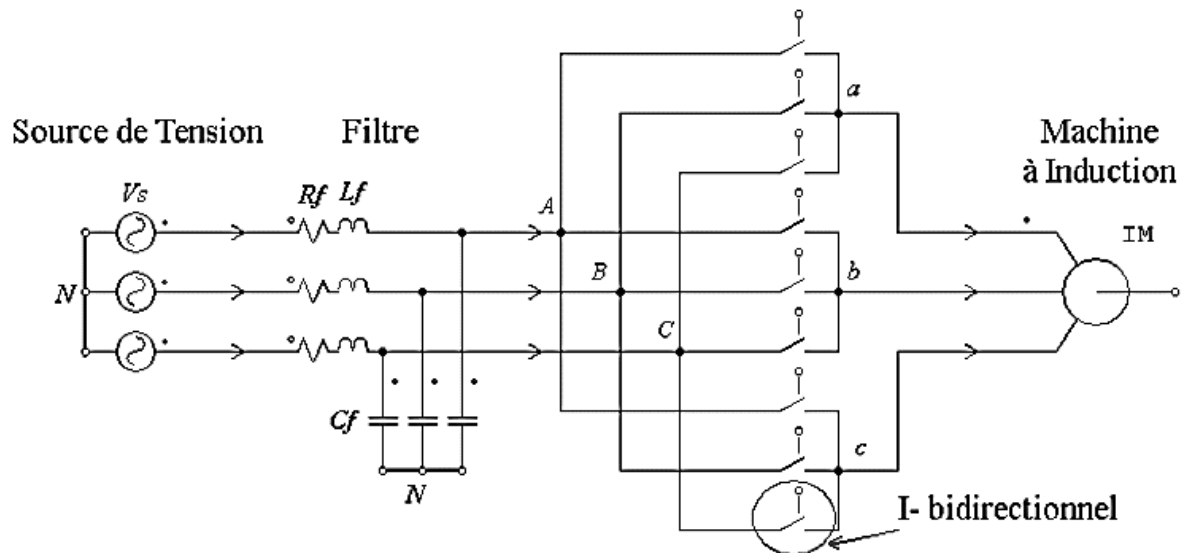


Figure (3-1) : Topologie du convertisseur matriciel direct (DMC)

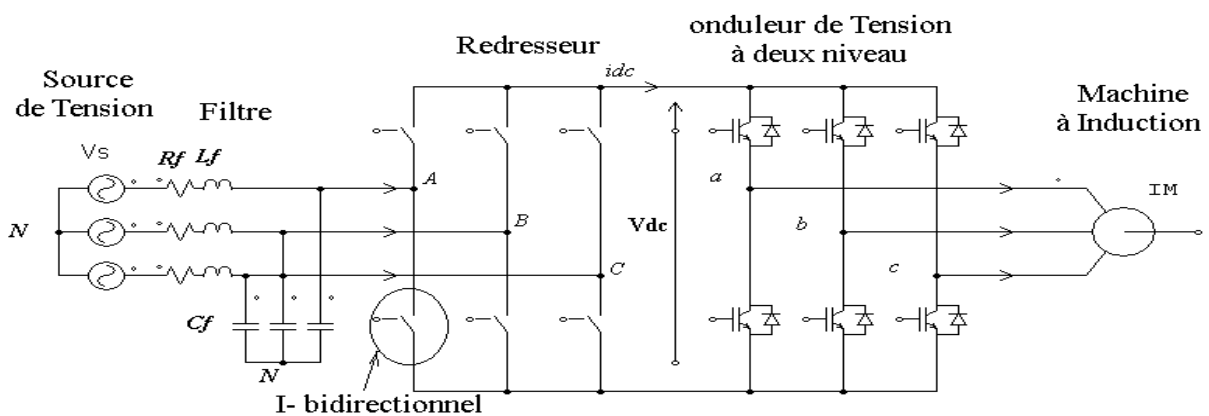


Figure (3-2) : Topologie du convertisseur matriciel Double Etage

L'utilisation d'interrupteurs bidirectionnels permet au flux de puissance de circuler de la source vers la charge et inversement de la charge vers la source. Topologies plus performantes réalisant la conversion directe AC/AC (c'est le convertisseur matriciel direct DMC donné par la Figure (3-1)) et indirecte AC/DC/AC sans élément de stockage capacitif (c'est le convertisseur matriciel Double Etage donné par la Figure (3-2)).

3.2.1 Le convertisseur matriciel Direct

Le convertisseur matriciel est un dispositif qui regroupe un ensemble d'interrupteurs bidirectionnels disposés de telle façon qu'ils interconnectent directement un système de « n » phases d'entrées à « m » phases de sorties, comme présenté à la (Figure 3-3)

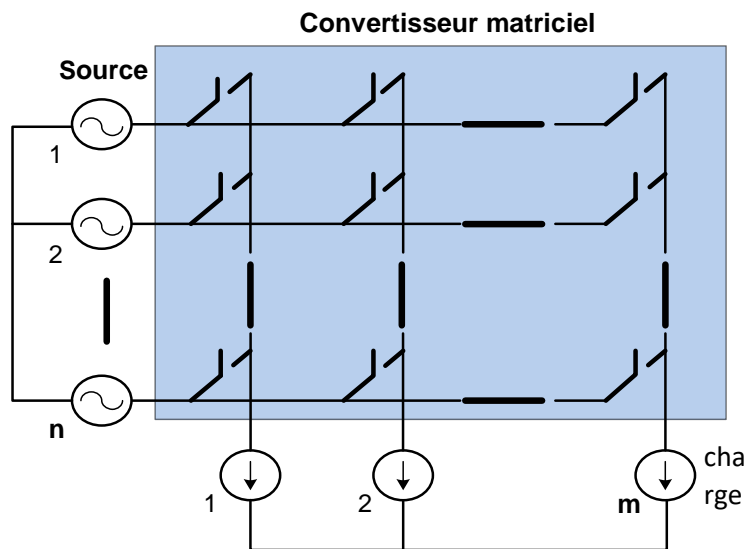


Figure (3-3) : Circuit généralisé du convertisseur matriciel.

3.2.2 Convertisseur Matriciel Double Etage (MDE)

Le convertisseur matriciel Double Etage (MDE) est présenté par deux ponts : un pont redresseur qui converti une grandeur alternative d'entrée en une grandeur continu ou quasi continu qui sera ensuite convertie par un pont onduleur en une grandeur alternative de sortie avec une amplitude et une fréquence variable La topologie d'un convertisseur matriciel indirect sera identique à celle d'un convertisseur conventionnel (redresseur-onduleurs) sans circuit intermédiaire.

Cette structure est composée de l'association de deux convertisseurs réversibles placés en Cascade, le premier est un redresseur entièrement commandé à interrupteurs quatre segments Connecté directement au second convertisseur, un onduleur de tension (à interrupteurs trois segments) sans élément de stockage capacitif [28] comme le montre la figure (3-2).

Le convertisseur Double Etage comprend un filtre RLC côté réseau pour empêcher les surtensions et pour fournir un filtrage des composantes haute fréquence des courants d'entrée produits par les commutations et la nature inductive de la charge.

La tension intermédiaire notée V_{dc} (différence de potentiel entre les points P et N), doit toujours rester positive afin de ne pas engendrer de court-circuit des condensateurs du filtre d'entrée via les

diodes de l'onduleur (contrainte liée aux interrupteurs trois segments) [29].

3.3. Propriétés des Convertisseurs Matriciel Double Etage

La structure du convertisseur matriciel présente un certain nombre d'avantages par rapport aux structures classiques utilisant un bus continu. Deux onduleurs triphasés connectés dos à dos (back to back) ont les mêmes fonctionnalités qu'un convertisseur matriciel.

3.3.1 Nombre de composants

Deux onduleurs de tension à deux niveaux (2L-VSI) triphasés connectés dos à dos utilisent 12 interrupteurs commandés et 12 diodes en antiparallèle. Le convertisseur matriciel triphasé-triphasé (constitué d'interrupteurs détaillés à la figure 3-1) utilise 18 semi-conducteurs commandés et 18 diodes. Pour la même charge, les composants utilisés sont de même calibre [30] [31]. Cette comparaison est donc en faveur de la structure classique en termes de réduction du nombre de composant commandables mais le convertisseur matriciel élimine le condensateur de stockage [28].

3.3.2. Filtre d'entrée

Les commutations du convertisseur génèrent des tensions de sortie discontinues à partir de tensions d'entrée sinusoïdales (dans le cas idéal). Réciproquement, les commutations génèrent des courants d'entrée discontinus alors que les courants de sortie sont sans discontinuité (grâce au comportement inductif de la charge). Un filtre est donc nécessaire du côté de la source de tension pour réduire les harmoniques des courants absorbés. Il doit avoir une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de commutation, absorber peu de puissance réactive, avoir un volume et un poids réduits et avoir de faibles chutes de tension. Plusieurs structures ont été proposées, un simple filtre RLC (Figures 3-1 et 3-2) moins cher et moins encombrant suffira. Un filtre haute fréquence en entrée est nécessaire pour le convertisseur matriciel. Il inclut des inductances plus faibles que les inductances d'entrée utilisées avec des onduleurs dos à dos [32].

3.3.3. Fonctionnement à haute température

Lorsqu'un fonctionnement à haute température est désiré, cette structure (IMC) est prometteuse puisqu'un condensateur chimique ne peut pas fonctionner dans ces conditions [25]

3.3.4. Interrupteurs

Les convertisseurs matriciels possèdent des composants d'électronique de puissance bidirectionnels, c'est à-dire ils doivent conduire le courant symétriquement dans les deux sens ainsi que de bloquer les tensions de deux polarités. Actuellement il n'existe aucun élément à semi-

conducteur réalisant la commutation forcée bidirectionnelle,

Les commutateurs sont alors réalisés à base d'éléments de puissance unidirectionnels, comme la montre la figure (3-4) [33].

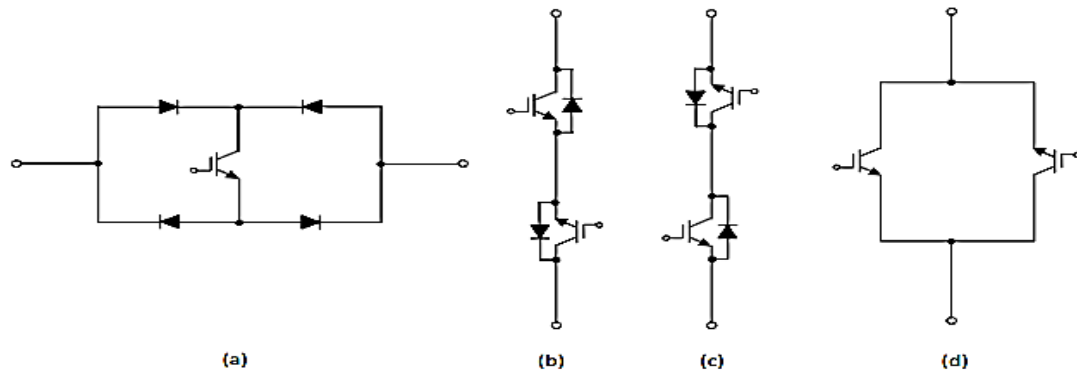


Figure (3-4) : Différents montages des interrupteurs bidirectionnels

- a) Transistor connecté à un pont de diodes
- b) Montage à émetteurs commun
- c) Montage à collecteurs commun
- d) Montage à deux transistors

3.4. Modélisation des convertisseurs matriciels double étage

La plupart des convertisseurs matriciels sont triphasés-triphasés, ils associent généralement le réseau triphasé (source de tension) à un moteur triphasé (source de courant). Ils sont alors constitués de neuf interrupteurs bidirectionnels en courant et en tensions connectés de manière à ce que n'importe quelle phase de la source puisse être connectée à n'importe quelle phase de la charge. La figure (3-5) donne la représentation d'un convertisseur matriciel associant trois sources de tensions à trois sources de courants à l'aide d'interrupteurs idéaux.

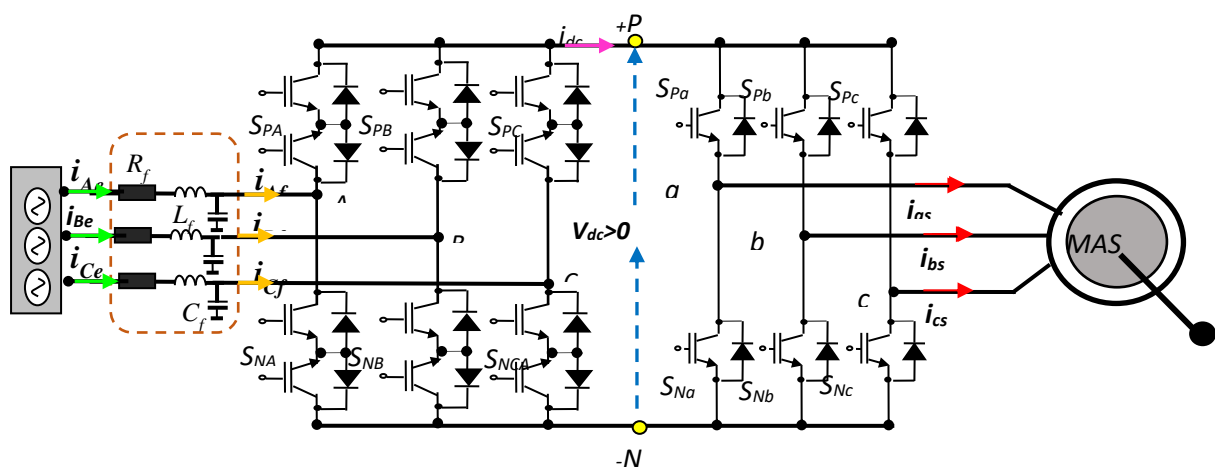


Figure (3-5) : Structure détaillée du convertisseur matriciel indirect (IMC)

3.4.1 Etage Redresseur

Le redresseur du convertisseur IMC dans ce cas est composé de deux cellules de commutation, ces cellules de commutation doivent avoir un seul et unique interrupteur fermé à chaque instant. Cela se traduit par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{PA} + S_{PB} + S_{PC} = 1 \\ S_{NA} + S_{NB} + S_{NC} = 1 \end{cases} \quad (3-1)$$

La matrice de connexion du redresseur est notée M_{cr} est donnée par :

$$M_{Cr} = \begin{bmatrix} S_{PA} & S_{PB} & S_{PC} \\ S_{NA} & S_{NB} & S_{NC} \end{bmatrix} \quad (3-2)$$

Le redresseur possède neuf (3^2) états possibles, évitant les court-circuits de la source de tension d'entrée et les circuits ouverts de la source de courant équivalente coté moteur, illustrés dans le tableau suivant [29]:

Types	Vecteurs	$\begin{bmatrix} S_1 & S_3 & S_5 \\ S_2 & S_4 & S_7 \end{bmatrix}^t$	I_a	I_b	I_c	$I_{\alpha.E}$	$I_{\beta.E}$	$< I_E$	V_{dc}
Actifs	$I_1[ab]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	I_{dc+}	I_{dc-}	0	1	$\frac{-1}{\sqrt{3}}$	$\frac{-\pi}{6}$	V_{ab}
	$I_2[ac]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	I_{dc+}	0	I_{dc-}	1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$	V_{ac}
	$I_3[bc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	I_{dc+}	I_{dc-}	0	$\frac{2}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$	V_{bc}
	$I_4[ba]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	I_{dc-}	I_{dc+}	0	-1	$\frac{1}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$	V_{ba}
	$I_5[ca]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	I_{dc-}	0	I_{dc+}	-1	$\frac{-1}{\sqrt{3}}$	$\frac{-5\pi}{6}$	V_{ca}
	$I_6[cb]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	0	I_{dc-}	I_{dc+}	0	$\frac{-2}{\sqrt{3}}$	$\frac{-\pi}{2}$	V_{cb}
Nuls	$I_0[aa]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	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
	$I_0[cc]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0		0

Tableau (3-1) : Combinaisons valides de commutation pour l'étage de redressement du convertisseur matriciel indirect.

Parmi ces neuf combinaisons, trois états de commutation permettent d'aboutir à la fois à des courants nuls en entrée et à une tension nulle du bus continu (donc risque de court-circuit des sources d'entrées). Parmi les six combinaisons restantes, seuls les combinaisons donnant une tension V_{dc} positive à la sortie sont retenues [27], soit donc trois combinaisons sont à retenir

comme le montre le tableau (3-1).

La tension de bus continu est exprimée par la relation suivante :

$$V_{dc} = [S_{PA} - S_{NA} \quad S_{PB} - S_{NB} \quad S_{PC} - S_{NC}] V_{if} \quad (3-3)$$

Avec $v_{if} = [v_{Af} \quad v_{Bf} \quad v_{Cf}]^T$ les tensions d'entrée aux bornes des condensateurs d'entrée: En outre, les courants d'entrée filtrés $i_{if} = [i_{Af} \quad i_{Bf} \quad i_{Cf}]^T$ sont exprimés en fonction du courant du bus continu i_{dc} comme suit :

$$i_{if} = \begin{bmatrix} S_{PA} - S_{NA} \\ S_{PB} - S_{NB} \\ S_{PC} - S_{NC} \end{bmatrix} i_{dc} \quad (3-4)$$

3.4.2 Etage d'ondulation

L'onduleur du convertisseur matriciel indirect est le plus souvent un onduleur triphasé à deux niveaux classiques. Il possède donc ces huit états de commutation. Sa matrice de connexion notée M_{CO} est donnée par la relation (3-5) suivante :

$$M_{CO} = \begin{bmatrix} S_{Pa} & S_{Pb} & S_{Pc} \\ S_{Na} & S_{Nb} & S_{Nc} \end{bmatrix} \quad (3-5)$$

Pour éviter le court-circuit de la source de tension, il faut écrire :

$$\begin{cases} S_{Pa} + S_{Na} = 1 \\ S_{Pb} + S_{Nb} = 1 \\ S_{Pc} + S_{Nc} = 1 \end{cases} \quad (3-6)$$

Le fonctionnement de l'onduleur peut être décrit par la relation suivante :

$$V_{is} = \begin{bmatrix} S_{Pa} - S_{Na} \\ S_{Pb} - S_{Nb} \\ S_{Pc} - S_{Nc} \end{bmatrix} V_{dc} \quad (3-7)$$

$$i_{dc} = [S_{Pa} \quad S_{Pb} \quad S_{Pc}] i_{is} \quad (3-8)$$

Avec $v_{is} = [v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}]^T$ et $i_{is} = [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}]^T$ sont les tensions et les courants statorique de la charge (MAS)

L'onduleur possède huit (2^3) états distincts, présentés dans le tableau (3-2) suivant :

Types	Vecteurs	$\begin{bmatrix} S_7 & S_9 & S_{11} \\ S_8 & S_{10} & S_{12} \end{bmatrix}^t$	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	$V_{S\alpha}$	$V_{S\beta}$	$V_{S\leq}$	V_{IC}
			V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}				
Actif	$V_1[1\ 0\ 0]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	0	I_A
			V_{dc}	0	$-V_{dc}$				
Actif	$V_2[1\ 1\ 0]$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{3}$	$-I_C$
			0	V_{dc}	$-V_{dc}$				
Actif	$V_3[0\ 1\ 0]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}^t$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2\pi}{3}$	I_B
			$-V_{dc}$	V_{dc}	0				
Actif	$V_4[0\ 1\ 1]$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}^t$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	0	π	I_A
			$-V_{dc}$	0	V_{dc}				
Actif	$V_5[0\ 0\ 1]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{4\pi}{3}$	I_C
			0	$-V_{dc}$	V_{dc}				
Actif	$V_6[1\ 0\ 1]$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}^t$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{3}$	$-I_B$
			V_{dc}	$-V_{dc}$	0				
Nul	$V_0[0\ 0\ 0]$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^t$	0	0	0	0	0		0
			0	0	0				

Tableau (3-2) : Combinaisons valides de commutation pour l'étage d'ondulation.

Afin de construire la commande des deux étages cascades, il est nécessaire d'obtenir la matrice des fonctions de connexion. En effet, le produit des matrices de connexion du redresseur et de l'onduleur correspond à la matrice de connexion matricielle indirecte. Ainsi, on passe de 72 états de commutations possibles pour cette topologie (9 états pour le redresseur et 8 états pour l'onduleur) à 24 états de commutation actifs (3 états actifs pour le redresseur et 8 états pour l'onduleur) ce qui réduit nettement le temps de calcul dans la boucle d'optimisation).

3.5. Commande prédictive en utilisant le convertisseur matriciel double étage

La structure de commande prédictive par un convertisseur MDE est typiquement la même que pour celle du DMC, elle est donnée par la figure (3-6). Le même modèle de la machine élaboré auparavant est utilisé maintenant pour la prédiction du couple et du flux. L'objectif de la commande

PDTC est d'obtenir des performances élevées en termes de réponses dynamiques rapides et précises du couple et du flux comme pour la commande DTC, voir mieux, en employant une fonction de coût quadratique qui réduit au minimum les erreurs des signaux de références du couple et du flux à leurs valeurs mesurées ou estimées.

Les prédictions du flux et du couple sont employées pour évaluer l'impact de chaque vecteur tension parmi les 24 vecteurs actifs sur le couple et le flux de la machine [16]. Le couple de référence est produit à partir la boucle externe de vitesse par l'intermédiaire d'un régulateur simple PI tandis que la référence de flux est maintenue constante à sa valeur nominale.

L'objective est donc d'obtenir des performances dynamiques élevés en termes de rapidité et précision des réponses dynamiques du couple et du flux. Pour se faire, une fonction de coût quadratique est formulée pour minimiser les écarts des signaux de références du couple et du flux statorique à leurs valeurs prédites.

D'abord une mesure de la vitesse, des courants et tensions statorique $V_s(k)$ et $i_s(k)$ ainsi qu'une estimation du couple $\Phi_s(k)$ à l'instant présent (k) est nécessaire pour élaborer, en servant de la formule d'Euler du premier ordre, une prédiction à un pas en avant pour le courant $i_s(k+1)$ et le flux $\Phi_s(k+1)$ comme suit :

$$\Phi_s(k+1) = \Phi_s(k) + T V_s(k+1) - R_s T i_s(k) \quad (2-16)$$

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{TR\sigma}{L_s\sigma}\right) i_s(k) + \frac{T}{L_s\sigma} \left((\tau_r k_r - j k_r \omega_m) \Phi_r(k) + V_s(k+1)\right) \quad (2-17)$$

Ensuite, en utilisant la relation (1-32), il est possible de prédire le couple de la machine $c_e(k+1)$ pour les 18 vecteurs tensions possible ($V_s = [V1 \dots V24]$) susceptibles d'être appliqués par le IMC aux terminaux de la MAS par la relation suivante :

$$c_e(k+1) = \frac{3}{2} p \Phi_s(k+1) i_s(k+1) \quad (2-18)$$

Les prédictions du couple et du flux seront utilisées pour la minimisation d'une fonction de cout intégrant les erreurs quadratiques entre les valeurs prédites du couple et du flux et leurs valeurs de références. Le vecteur tension correspondant à l'état de commutation optimal minimisant cette fonction de cout sera choisi pour être appliqué aux terminaux de la MAS durant la prochaine période d'échantillonnage. La procédure d'optimisation se répète à chaque nouvelle période d'échantillonnage selon la stratégie de l'horizon fuyant.

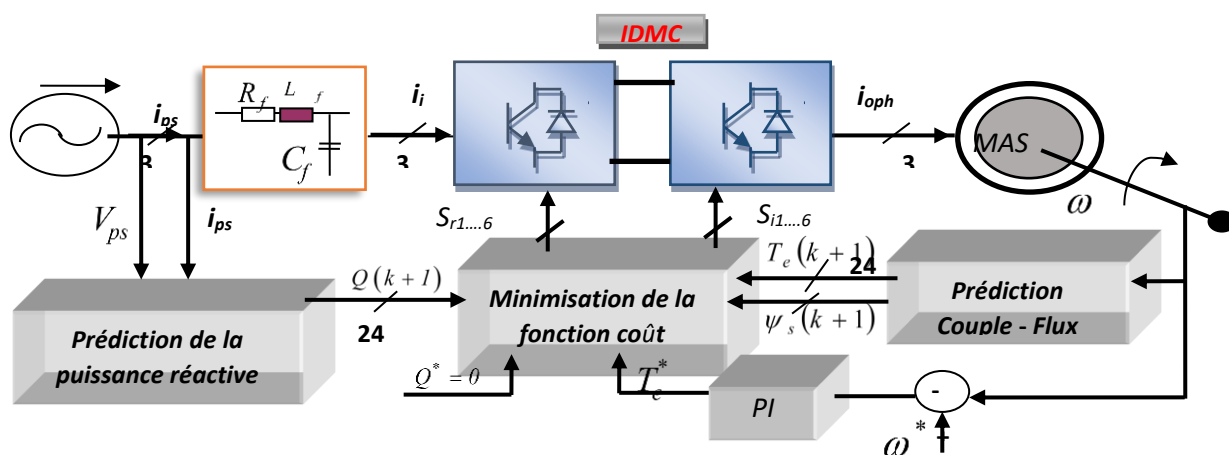


Figure (3-6) : Schéma de la commande prédictive utilisant un MDE

La fonction de coût est alors formulée de la façon suivante avec 24 états de commutation actifs (3 états actifs pour le redresseur et 8 états pour l'onduleur) :

$$F = \frac{(C^*(k+1) - Ce^p(k+1))^2}{Cn^2} + \frac{(\Phi_s(k+1)^* - \Phi_s^p(k+1))^2}{\Phi sn^2} \quad (3 - 9)$$

C_n , Φ_{sn} sont les valeurs nominales du couple et du flux

3.5.1 Minimisation de la puissance réactive

Parmi les avantages du convertisseur Matriciel, la possibilité de fonctionner avec un facteur de puissance unitaire au côté de la tension d'alimentation en minimisant ainsi la puissance réactive d'entrée comme donnée par la figure (3-6). Des objectifs multiples peuvent être atteints en même temps en ajoutant un autre terme dans la fonction de cout (3-9) comme suit [34]:

$$F = \frac{(C^*(k+1) - Ce^p(k+1))^2}{Cn^2} + \frac{(\Phi_s(k+1)^* - \Phi_s^p(k+1))^2}{\Phi sn^2} + \lambda |Q^*(k+1) - Q(k+1)| \quad (3 - 10)$$

Le calcul du prédicteur de la puissance réactive instantanée $Q(k+1)$ de l'entrée est basé sur la prédiction de la tension et du courant d'entrée, comme suit :

$$Q(k+1) = V_{ps\beta}(k+1) i_{ps\alpha}(k+1) - V_{ps\alpha}(k+1) i_{ps\beta}(k+1) \quad (3 - 11)$$

$V_{ps\alpha}$, $V_{ps\beta}$, $i_{ps\alpha}$, $i_{ps\beta}$ sont les composantes de la tension et du courant coté réseau.

3.5.2 Modélisation du filtre d'entrée

Les convertisseurs matriciels produisent des tensions et des courants de sortie avec des harmoniques hautes fréquences. Ces harmoniques sont susceptibles de générer des perturbations hautes fréquences indésirables qui peuvent affecter d'autres systèmes électroniques. En conséquence, il est nécessaire d'ajouter un filtre d'entrée du convertisseur. Ce filtre permet de respecter les limites de distorsion harmoniques du courant prélevé sur le réseau ainsi que les interférences électromagnétiques engendrées par la commutation.

Un filtre passe-bas monophasé du type $R_f L_f C_f$, présenté par la Figure (3-7) est ajouté à l'entrée du convertisseur. Ce filtre ayant pour rôle d'atténuer les harmoniques des courants générés aux multiples de la fréquence de commutation, et ainsi lisse la forme du courant prélevé sur la source d'alimentation.

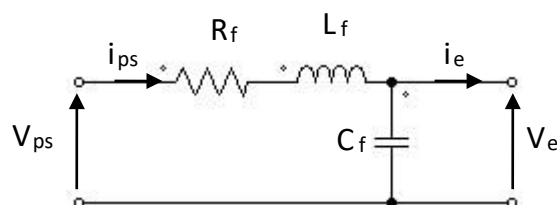


Figure (3-7) : Filtre d'entrée du IMC

Afin de prédire le comportement du courant d'entrée i_{ps} de la relation (3-11) selon le modèle de la figure (3-7), une modélisation du filtre d'entrée s'impose comme suit [16]:

$$V_{ps} = R_f i_{ps}(t) + L_f \frac{di_{ps}(t)}{dt} + V_e(t) \quad (3-12)$$

$$i_{ps}(t) = C_f \frac{dV_e(t)}{dt} + i_e(t) \quad (3-13)$$

Une forme discrète pendant la période d'échantillonnage T peut être utilisée pour calculer la valeur future des courants d'entrée en considérant les tensions et les courants mesurés au $k^{\text{ème}}$ période d'échantillonnage. Le côté d'entrée peut être représenté par un modèle dans l'espace d'état ayant les variables d'état i_s et V_e comme suit :

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_e \\ \dot{i}_s \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} V_e \\ i_e \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} V_{ps} \\ i_e \end{pmatrix} \quad (3-14)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{C_f} \\ -\frac{1}{L_f} & -\frac{R_f}{L_f} \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{C_f} \\ \frac{1}{L_f} & 0 \end{pmatrix} \quad (3-15)$$

Le modèle discret dans l'espace d'état sous forme condensée est obtenu comme suit :

$$\begin{pmatrix} V_e(k+1) \\ i_s(k+1) \end{pmatrix} = D \begin{pmatrix} V_e(k) \\ i_s(k) \end{pmatrix} + R \begin{pmatrix} V_{ps}(k) \\ i_e(k) \end{pmatrix} \quad (3-16)$$

Avec :

$$D = \begin{pmatrix} D11 & D12 \\ D21 & D22 \end{pmatrix}, \quad R = \begin{pmatrix} R11 & R12 \\ R21 & R22 \end{pmatrix} = A^{-1}(D - I2 * 2)B \quad (3-17)$$

De cette façon, le courant d'entrée et la tension du condensateur peuvent être facilement dérivés par :

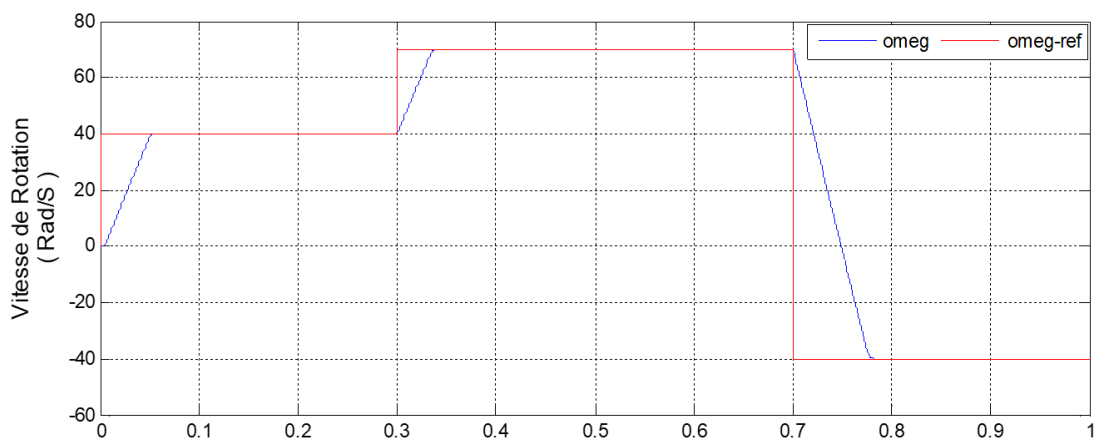
$$V_e(k+1) = D11V_e(k) + D12i_{ps}(k) + R11V_{ps}(k) + R12i_e(k) \quad (3-18)$$

$$i_{ps}(k+1) = D21V_e(k) + D22V_e(k) + R21V_{ps}(k) + R22i_e(k) \quad (3-19)$$

3.6 Résultats de Simulation

La commande prédictive du couple et du flux avec minimisation de la puissance réactive coté réseau pour le convertisseur MDE est examinée par simulation avec une période d'échantillonnage de 20 μ s.

Le profil de fonctionnement choisi est toujours un fonctionnement quatre quadrants (4Q) avec une consigne de vitesse à +40 rd/s et 70 rd/s pour le sens direct et à -40 rd/s pour le sens inverse. Pour tester la commande, une charge de 20N.m est appliquée dans les intervalles de temps [0.5 - 1] s, les profils de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique et du flux statorique, sont illustrés par l'ensemble des figures (3-8), alors que les figures (3-9) illustrent la tension du bus continu sans élément de stockage et les courants des phases du moteur.



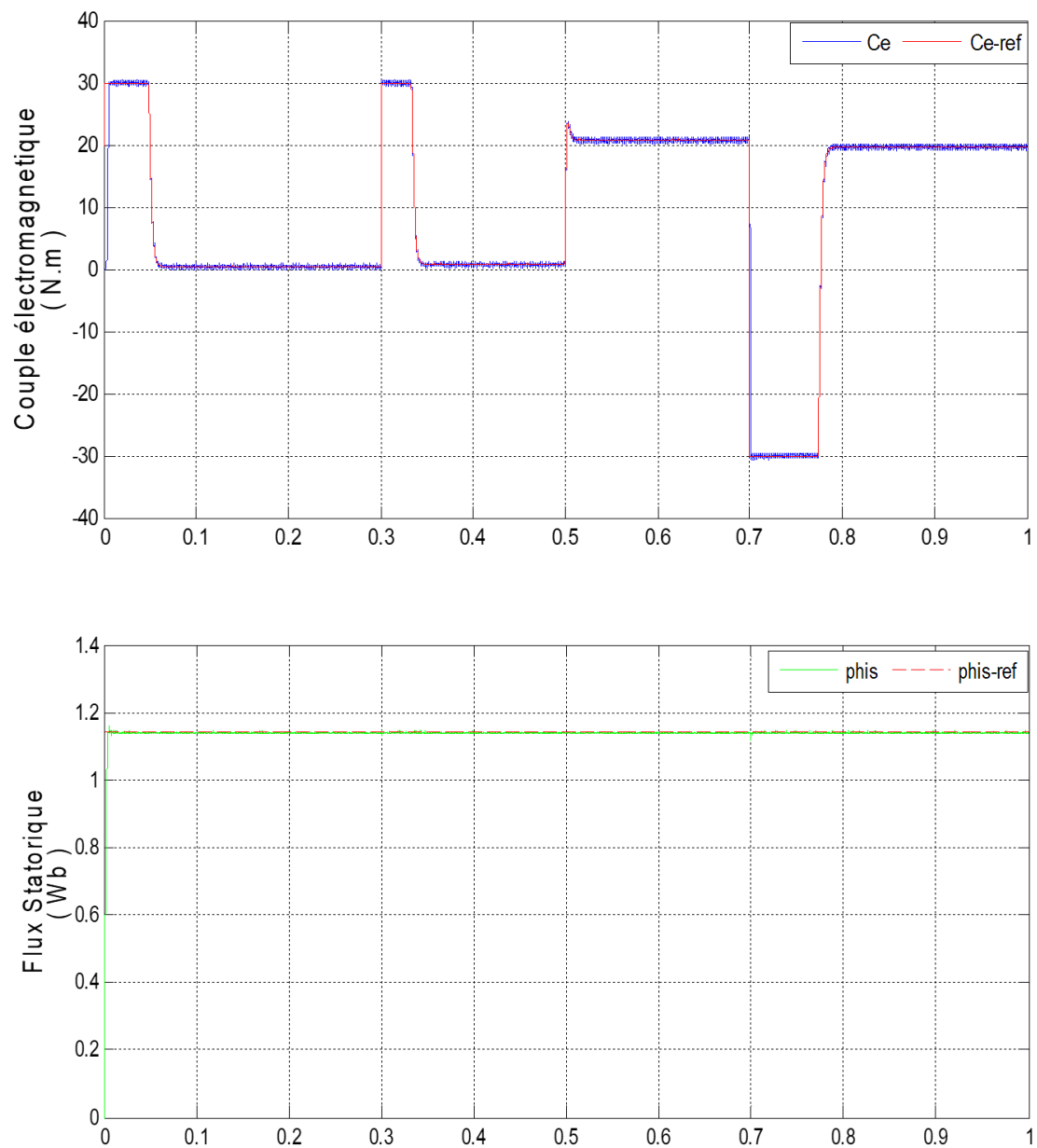


Figure (3-8) : performances de la vitesse de rotation, du couple et du flux statorique.

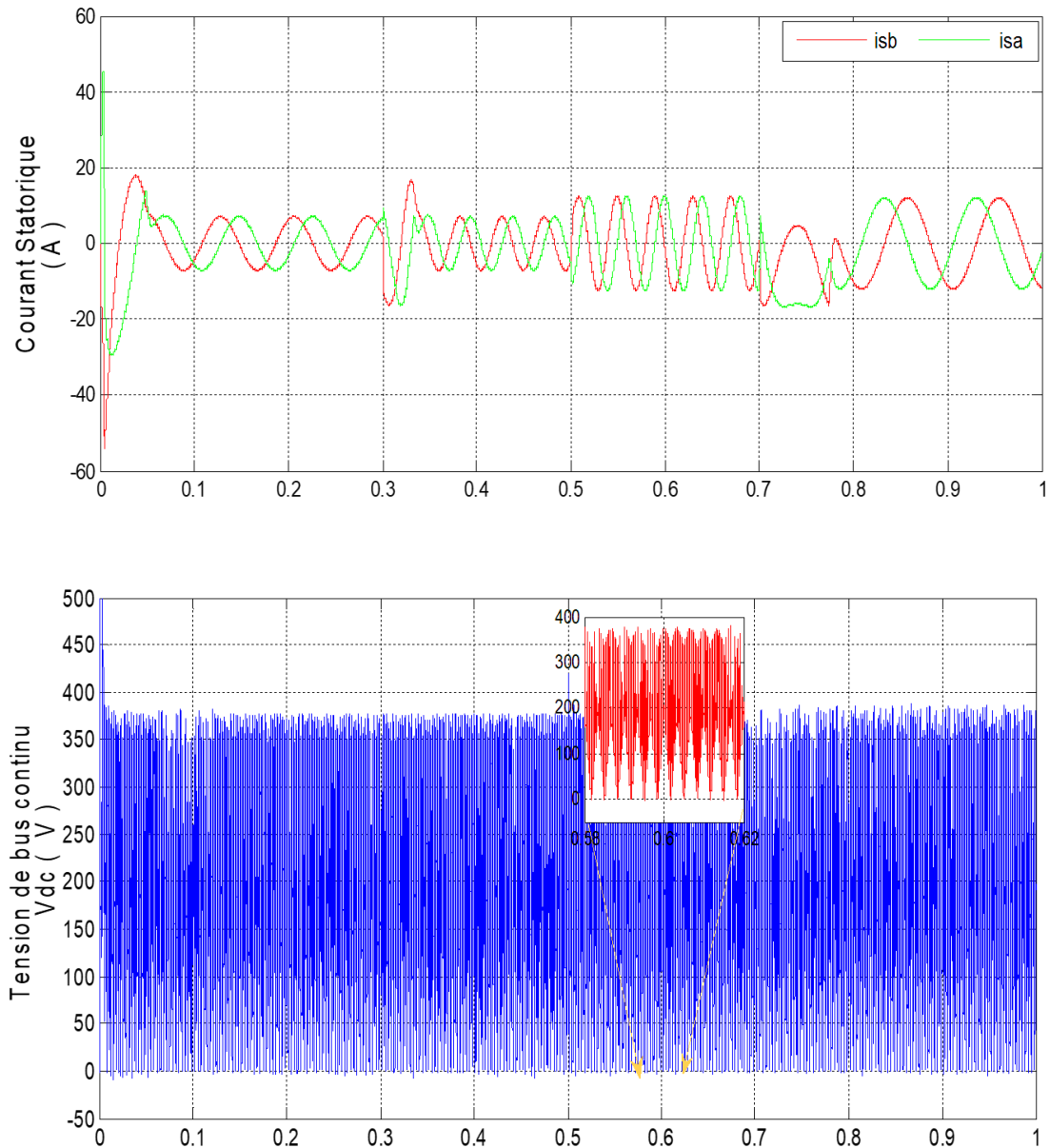


Figure (3-9) : tension courants du redresseur

Lorsque l'algorithme de minimisation de la puissance réactive est activé, les performances de la vitesse, du couple et du flux sont pratiquement inchangées, sauf que pour les courants d'entrée du réseau qui deviennent quasi- sinusoïdaux puisque la consommation de l'énergie réactive coté réseau est minimisée autour de 0 comme le témoin la figure (3-10).

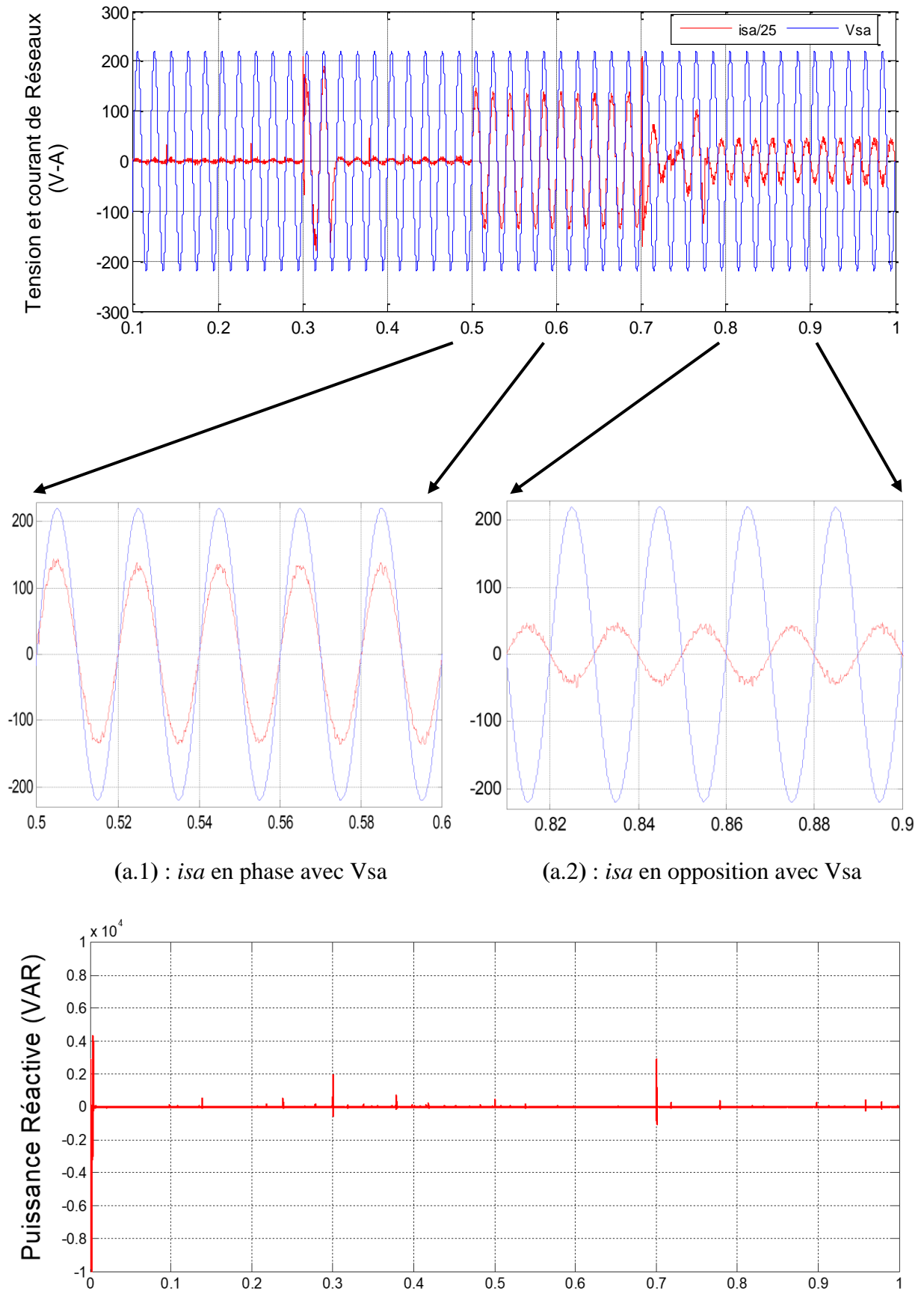


Figure (3-10) : Minimisation de la puissance réactive. Courant et tension du réseau. Puissance réactive consommée coté réseau.

Le second essai est réalisé en activant l'algorithme de minimisation de la puissance réactive. La fonction de cout (3-10) est alors utilisée avec une pondération de $\lambda = 0.05$ sur le troisième terme. La référence de la puissance réactive est zéro. Les résultats obtenus pour la vitesse, le couple, le flux et les courants des phases sont semblables à ceux des figures (3-8), alors que pour le côté réseau, les signaux des courants d'entrée sont nettement meilleurs. En effet, les figures (3-10) montrent que lors de l'activation du processus de minimisation de la puissance réactive, la forme du courant d'entrée devient nettement améliorée en devenant presque sinusoïdale est en phase avec la tension du réseau pendant la phase de fonctionnement en mode moteur. Lors des phases de freinage, la machine devient génératrice, dans ce cas, le courant d'entrée devient en opposition de phase avec sa tension ce qui se traduit par une consommation presque nulle de la puissance réactive.

3.7 Conclusion

Une stratégie de contrôle prédictive du couple et du flux avec minimisation de la puissance réactive est appliquée à deux types de convertisseurs matriciels, d'abord à un convertisseur matriciel double étage MDE. L'avantage majeur d'une telle commande est sa simplicité de mise en œuvre, puisque la méthode évite l'utilisation de contrôleurs linéaires ou non linéaires à l'exception de la boucle de vitesse externe. Cela peut réduire le coût global du système d'entraînement.

Le schéma de commande est très simple et utilise un modèle discret du convertisseur pour prédire le comportement du couple et du flux statorique du système d'entraînement et pour obtenir l'état de commutation du convertisseur optimale compte tenu des erreurs de couple et de flux en évaluant les combinaisons différentes pour chaque topologie. Les résultats de simulation montrent des performances meilleures du couple et du flux, incluant un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire du côté réseau obtenu grâce à la minimisation de la puissance réactive pour les deux modes de fonctionnement moteur et régénération.

Conclusion générale

Conclusion générale

La commande prédictive appliquée à la machine asynchrone triphasée est présentée dans notre travail. L'accent a particulièrement été mis sur le modèle prédictif de la commande et la fonction de coût, afin de désigner le meilleur état de commutation possible pour les onduleurs et les convertisseurs matriciels alimentant la machine. À ce stade, les simulations des performances statiques et dynamiques de stratégie de la commande appliquée à la machine asynchrone triphasée ont été effectuées dans l'environnement Matlab/Simulink.

Dans le premier chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone (MAS). Au second chapitre, une certaine méthodologie est présentée pour la commande prédictive du couple et flux de la MAS. D'abord la philosophie de la commande prédictive est donnée en détails, ensuite, son application sur la MAS associé à un onduleur à deux niveaux pour le control du couple et du flux. La protection contre les surintensités la MAS est prise en considération par l'adjonction de terme dans la fonction de cout.

La deuxième topologie dans le troisième chapitre est un convertisseur matriciel, sans n'importe quel élément de stockage, l'état de l'art de cette structure a été présenté, les avantages de cette structure, les types et les contraintes ont été détaillés. La commande proposée pour ce convertisseur a été évoquée. En utilisant une fonction de coût comprenant le couple, le flux et les erreurs de puissance réactive. Par la simulation résulte, nous pouvons conclure que la topologie matricielle fournit les meilleurs résultats sans coûter puisque l'exécution dynamique du système d'entraînement. (La limite de la réponse de vitesse, précise et rapide dynamique élevée de couple).Pour conclure, la commande prédictive alimentée par les convertisseurs matriciels est une alternative très prometteuse pour le futur de l'électronique de puissance.

Parmi les perspectives à donner à ce travail, il serait un enjeu stratégique d'introduire l'estimation de la vitesse, flux, couple et des paramètres de la machine en temps réel (utilisation de filtre de Kalman étendu par exemple) afin d'optimiser de la commande

Références

- [1] TAMMA EL ABBAS et ZERIG ABDEL GHANI « Amélioration des performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone », Mémoire de master Université Echahid Hama Lakhdar d'El-Oued 2017.
- [2] L.zakaria, «Contribution de la Commande prédictive dans les axes industriels», Thèse doctorat, Université Larbi Ben M'hidi d' Oum El Bouaghi 2016 .
- [3] A. Rahal et M.F Edjiri, « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [4] AOUI Ahmed « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage », Mémoire de magister d'électrotechnique université Mohamed Khider – Biskra 2011.
- [5] Alia Salim et Guedda Smail « Commande Vectorielle d'une Machine à Induction », Mémoire de master Université Echahid Hama Lakhdar d'El-Oued 2018.
- [6] Adel Merabet « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Québec 2007.
- [7] H. Bennadji, C. Hamida et R. Haoumdi, « Contrôle directe de couple de la Machine induction », Mémoire licence LMD, centre université d'El oued 2009.
- [8] O. Ondel, « Diagnostic par reconnaissance des formes : application à un ensemble convertisseur-machine asynchrone », Mémoire de doctorat l'école centrale de Lyon Octobre 2006.
- [9] Mr Dissa Abdenmour « Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire », mémoire de magister université de Batna.
- [10] Mr. HAMADOU Adil et Mr. NESSISSEN Abdelkader « Modélisation numérique d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil », Mémoire du Projet de Fin d'Etudes master en génie électrique, Université Djilali Bounaama - Khemis Miliana 2015.
- [11] Dr.Nasri « La Commande Vectorielle indirecte& direct d'une machine asynchrone alimentée en tension » Mémoire de fin d'étude université de BATNA 2000.
- [12] Mesai Med Ibrahim et Redouani Med Mokhtar « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone », Mémoire de master Université Echahid Hama Lakhdar d'El-Oued 2014.

- [13] B. Messaoudi, « Utilisation du contrôle direct du flux statorique et du filtre de kalman en vue du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone », Mémoire de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.
- [14] F. HAOUES, S. DJOUAMA, « Estimation de la résistance rotorique d'une machine à Induction par le filtre de Kalman », mémoire d'ingénieur en électrotechnique université de Biskra, juin 2005.
- [15] R. Kennel, J. Rodriguez, J. Espinoza, and M. Trincado, «High performance speed control methods for electrical machines: an assessment, » in *Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1793–1799, 2010.
- [16] Florent Morel. « Commande Directs Appliquées à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par convertisseur matriciel triphasé », L'institut national des sciences appliquées de Lyon. Thèse doctorat 2007.
- [17] Adel Merabet, Mohand Ouhrouche and Rung-Tien Bui, « Neural Generalized Predictive Controller for Induction Motor», *International Journal of Theoretical and Applied Computer Sciences*, Vol 1, no 1, pp. 83–100, (2006).
- [18] Toufouti Rida « contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Mémoire de magister Université mentour- Constantine. 2008.
- [19] DJAGHDALI, LAKHDAR « Commande prédictive directe du couple de la machine asynchrone », Mémoire de master, Université Mohamed Khider - Biskra. 2012.
- [20] Ammar Benzaïoua « Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée », Thèse doctorat en ingénierie l'université du Québec à Chicoutimi 2014.
- [21] P.Kazmierkowski, M., R.Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, ed. E. Science2002, San Diego: Academic Press. 518.
- [22] Grbovic, P.J., et al., Turn-on performance of reverse blocking IGBT (RB IGBT) and optimization using advanced gate driver. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2010. 25(Compendex): p. 970-980.
- [23] Djamila CHERIFI « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », Thèse doctorat es –science Université Mohamed Boudiaf d'Oran -2014.
- [24] K. Barra Z. Lammouchi, « Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive Based on Multilevel Converter Approach ». *IEEE Conférence June 2013*.

- [25] MELIANI Bouziane « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel », Thèse doctorat es – science Université Djillali liabes de sidi-bel-abbes 2014.
- [26] CHABOUR Aghylas et KHETTAL Soufiane « Etude Par Simulation D'un Convertisseur Matriciel Indirecte », Mémoire de master, Université de Béjaia 2016.
- [27] Bekadabenchiaib souad « Commande et modélisation d'un convertisseur matriciel pour entraînement d'un moteur asynchrone », Mémoire de master, Université Abou BekrBelkaid Tlemcen2013.
- [28] Meng Yeong Lee, «Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology ». thesis of University of Nottingham, March 2009.
- [29] M. Rivera, J. Elizondo, M. Macias, O. Probst, O. Micheloud, J. Rodriguez, C. Rojas, and A. Wilson, « Model predictive control of a doubly fed induction generator with an indirect matrix converter ». in Proc. 36th IEEE IECON, Nov. 7–10, 2010, pp. 2959–2965.
- [30] J. Rodriguez, Daniel E. Quevedo and Cesar Silva., «Predictive Torque and Flux Control of an Induction Machine fed by an Indirect Matrix Converter with Reactive Power Minimization». IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 978-1-4244-6392, March 2010.
- [31] I.Galkin et A.Sokolovs, « Comparison of bus bar constructions for matrix converters proceeding». of the IEEE international symposium on industrial electronic. ISIE juin 2007.
- [32] Aten, Towers, Whitley al« Reliability comparison of matrix and other converter topologies». IEE transaction on aerospace and electronic systems, 42-3, juillet 2006.
- [33] Mr. Abbas GUEDJALI « Association convertisseur matriciel indirect-machine asynchrone pentaphsée», Mémoire de master, Université de Béjaia 2014.
- [34] K. Barra Z. Lammouchi, « Finite States Predictive Torque and Flux control fed by an indirect Converter with and without energy storage». Journal of Electrical Engineering. JEE,2016.

Annexe

Annexe

❖ Les paramètres de la simulation sont tabulés dans le tableau :

C_f, L_f, R_f	90 μ F, 400 μ H, 0.5 Ω
T	20 μ s
Facteurs de pondération	$\delta_i = 100, \delta_i = 0, \lambda = 0$ puis $\lambda = 0.05$.
Paramètres de la Machine	$T_n = 20 \text{ N.m}; \phi_{sn} = 1.14 \text{ Wb}; J = 0.035 \text{ (USI)}; R_r = 1.83 \Omega ; R_s = 0.97 \Omega ; l_r = 0.165 \text{ H}; l_s = 0.161 \text{ H}; p = 2; ff = 0.01 \text{ (USI)}; T_r = l_r / R_r; M = 0.154 \text{ H}; P_n = 4 \text{ kw} ; f_s = 50 \text{ Hz}; \Omega = 1500 \text{ tr/min} V_n = 220/380 \text{ v}$