

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 appliquée à une
machine asynchrone alimentée par un
convertisseur matriciel triphasé**

Réalisé par :

- Mesai Mohammed Yacine
- Abbassi Khalifa

Encadré par :

Dr . Z . Lammouchi

Année universitaire 2017/2018

Remerciements

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience , qu'il nous a donné durant toutes ces longues années .

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur monsieur Lammouhi Zakaria pour avoir d'abord proposée ce thème, pour le suivi continué tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils.

Nous remercions également tous les membres du jury d'avoir accepter de jurer ce travail.

Enfin, nos remerciements à toute personne ayant participé de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail A tous les membres de ma famille grand et petit surtout mes parents, mes grands-parents.

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

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

A tous mes amis surtout, Bensalem Mesai Mohammed et Fares Khellout

A tous les étudiants de la faculté en génie électrotechnique surtout les étudiants de la 2ème année master machine électrique 2018.

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 MESAI Mohamme Yacine

Kahlifa Abbassi

Sommaire

Sommaire

Remerciement.....	i
Dédicace.....	ii
Sommaire.....	iii
Symboles et notations.....	vi
Listes des figures.....	vii
Listes des tableaux.....	xi
Résumé.....	x
Introduction général.....	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
1.3. Modèle dynamique de la machine asynchrone.....	4
1.4. Hypothèses simplificatrices.....	7
1.5. Equations de la machine asynchrone généralisée.....	7
1.5.1. Equations électriques.....	7
1.5.2. Equations magnétiques.....	8
1.5.3 Equations mécanique.....	9
1.6. Transformation de Park.....	10
1.6.1. Application de la transformation de Park.....	12
1.7. Choix du référentiel.....	13
1.7.1. Référentiel (α, β)	13
1.7.2. Equations de la machine dans le repère (a, β) lié au stator.....	13
1.8. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (α, β)	14
1.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau.....	15

1.9.1.Schéma blocs de simulation de la machine asynchrone.....	16
1.9.1.1.Validation du modèle par simulation.....	16
1.9.1.2.Interprétations des résultats.....	18
1.10. Conclusion.....	18

Chapitre 2 : commande prédictive

2.1. Introduction.....	19
2.2. Philosophie de la commande prédictive	19
2.3. Contrôle prédictif basé sur le modèle pour les systèmes de puissance.....	20
2.3.1 Schéma de principe de contrôle prédictif	21
2.4. Principe de la commande commande prédictives.....	22
2.4.1 Implementation de contrôle prédictif.....	23
2.5. Modélisation du système.....	24
2.6. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs.....	24
2.6.1 Convertisseur CA-CA à fréquence intermédiaire	25
2.6.2 Le convertisseur matriciel	26
2.7 Circuits du convertisseur matriciel	27
2.7.1 Structure	28
2.7.2 Propriétés	28
2.7.2.1 Encombrement.....	29
2.7.2.2. Nombre de composants	29
2.7.2.3 Fiabilité	29
2.7.2.4 Filtre d'entrée	29
2.7.2.5. Fonctionnement à haute température	30

2.7.2.6. Interrupteurs	30
2.8 Conclusion.....	31

Chapitre 3 : Application de la commande prédictive à la MAS alimentée par les convertisseurs matriciels

3. 1. Introduction.....	32
3.2. Structure de convertisseur matriciel.....	33
3. 3 Modélisation de convertisseur matriciel.....	33
3.4. Modélisation de la machine.....	38
3.5. Commande Prédictive du couple et du flux	39
3.6. Modélisation du filtre d'entrée.....	41
3.7. Résultats de Simulation.....	44
3.8. Minimisation de la puissance réactive.....	46
3.9. Conclusion.....	48
Conclusion général.....	49

Symboles

Liste des Symboles

MAS : Machine Asynchrone.

S_A, S_B, S_C : sont les trois enroulements du stator .

R_a, R_b, 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.

(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.

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 d'alimentation du statoriques.

V_{ar}, V_{br}, V_{cr} : Tensions d'alimentation du 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.

[Msr]: 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).

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.

X : vecteur d'état.

U : vecteur de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

$T_s = L_s / R_s$: constante de temps statorique

$T_r = L_r / R_r$: constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$: coefficient de dispersion de Blondel.

[A] : Matrice de transition.

[B] : Matrice de commande.

[T] : Matrice de Clark.

[P] : Matrice de transformation de PARK.

CC Courant alternatif.

CA Courant alternatif.

IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor.

DMC Convertisseur Matriciel Direct.

MLI Modulation de Largeur d'Impulsions.

RLC Resistance Inductance condensateur.

SVM commande MLI vectorielle

THD taux distorsion harmoniques.

x et u représentent les variables contrôlées et les entrées.

V_A, V_B, V_C tensions d'alimentation du réseau de l'entrée.

V_a Tensions de phase du port de sortie.

R_f, L_f, C_f parametres de filtre

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

S_{jk} Interrupteur reliant la phase de sortie « j » à la phase d'entrée « k ».

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

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

R_s, R_r : sont respectivement les résistances d'une phase statorique et rotorique.

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: les courants statorique et rotorique selon les axes α - β .

$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$: les flux statorique et rotorique selon les axes α - β .

L_s, L_r, L_m : les inductances propres statorique, rotorique et mutuelle respectivement.

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

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

DTC Commande Direct du Couple.

F fonction de coût.

Liste des figures

Listes des figures

Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone

Figure(1-1) :Machine asynchrone modélisée - Définition des repères stator et rotor.	5
Figure(1-2) :Transformation triphasée-biphasée.	10
Figure(1-3) :Schéma bloc global de simulation de la MAS.	16
Figure(1-4) :Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide.	17
Figure(1-5) :Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels.	17

Chapitre 2 commande prédictive

Figure (2-1) :philosophie de la commande prédictive.	20
Figure(2-2) :Schéma général de la commande prédictive à états finis commande prédictives	21
Figure (2-3) :Principe de fonctionnement de la commande prédictive.	23
Figure (2-4) :Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à diodes.	25
Figure(2-5) :Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à IGBT.	26
Figure(2-6) :Circuit généralisé du convertisseur matriciel.	26
Figure(2-7) :Structure détaillée du convertisseur matricielle direct (DMC).	28
Figure (2-8) :Caractéristique statique de l'interrupteur quatre segments.	30
Figure (2-9) :Topologie des interrupteurs bidirectionnels du Convertisseur DMC.	31

**Chapitre 3 Application de la commande prédictive à la MAS alimentée par les
convertisseurs matriciels**

Figure(3-1) :Structure détaillée du convertisseur matricielle direct (DMC).	33
Figure(3-2) :Schéma de la commande PDTC via un convertisseur DMC avec minimisation de la puissance réactive coté réseau.	40
Figure(3-3) :Filtre d'entrée du DMC.	41
Figure(3-4) :Algorithme de la commande prédictive avec le convertisseur matriciel direct.	43
Figures(3-5) :performances de la vitesse, du couple et du flux statorique.	45
Figures(3-6) :(a) Courant et tension ($V_s/20$) (b) puissance réactive consommée sans minimisation.	46
Figures(3-7) : (a) Courant et tension d'entrée ($V_s/20$) (b) Puissance réactive consommée par le réseau lorsque $\lambda=0.05$.	48

Liste des tableaux

Listes des tableaux

Tableau(2-1):Tableau comparatif du convertisseur matriciel à fréquence intermédiaire	27
Tableau (3-1): Combinaisons valides de commutation possibles pour un convertisseur DMC	35
Tableau (3-2): Groupement des commutations en fonction de la tension de sortie et courant d'entrée dans un convertisseur DMC	37

Résumé

Ce travail présente une commande prédictive de flux et de couple d'une machine d'induction basée sur un modèle d'états fini. L'algorithme de commande choisit l'état de commutation de convertisseur qui minimise l'erreur quadratique entre le couple et le flux prédits à leurs valeurs calculées pour tous les différents vecteurs de tension. Le vecteur de tension optimal qui minimise une fonction de coût est alors appliquée à la borne de la machine d'induction. Cette commande emploie seulement une seule période d'échantillonnage et elle est associée aux convertisseurs matriciels, le système de commande sélectionne l'état de commutation qui minimise l'erreur dans le couple et de flux prédits en fonction de leurs valeurs des références et, en même temps, le système de contrôle est renforcé par l'inclusion d'une stratégie de minimisation de puissance réactive avec l'objectif d'avoir un facteur de puissance unitaire du côté des réseaux. La stratégie est très intuitive car elle est très simple et fournit les meilleures performances comparées à d'autres lois de commande.

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.

Durant les trois dernières décades, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle de la machine à induction. 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.

En outre, le nombre fini d'états de commutation du convertisseur statique doit être défini auparavant en considérant que les interrupteurs de puissance n'ont que deux états possibles ; l'état passant et l'état bloqué. A chaque période d'échantillonnage, la fonction de coût est minimiser pour tous les états de commutation possibles, seul le vecteur tension qui correspond à l'état de commutation optimal est sélectionné pour être appliqué pendant la prochaine période d'échantillonnage. . 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 états pour les convertisseurs matriciels...).

Ce document contient 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 et d'autre part, on passe en revue la technologie des convertisseurs matriciels direct avec leurs composants.

Le troisième chapitre passe en revue la modélisation des convertisseurs matriciels direct, leurs ainsi que leurs performances lors de leurs pilotage des machines à courant alternatif dans une chaîne de commande prédictive. 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 coût de cette topologie se trouvent nettement réduites.

Chapitre 1

Modélisation de la MAS

Chapitre 1

Modélisation de la machine asynchrone

1.1. Introduction

La machine asynchrone à cage a un intérêt majeur par rapport aux autres machines électriques, pour ses qualités comme la robustesse mécanique par excellence, son faible coût, sa plage de variation de vitesse large et l'absence quasi-totale de son entretien. De plus, elle est utilisable dans des régimes de fonctionnement très variés grâce à l'évolution des topologies des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, permettant son utilisation dans différents processus de commande.

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensables 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 terme 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, parce que contrairement à leur structure mécanique qui est robuste et simple, sa structure mathématique est très complexe (système multi variable et non linéaire) [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 contrôle nécessaire [3].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement, d'un point de vue de l'automaticien, une modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix de repère, le vecteur d'état et les entrées-sorties possibles du moteur. Généralement, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant (d, q) , soit fixe au stator (α, β) .

Le chapitre est organisé comme suit : après une brève description de la machine asynchrone, une modélisation vectorielle, selon le choix du référentiel, et une autre, sous forme de

représentation d'état dans des référentiels biphasés, sont exprimées. 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]

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[1] . 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.

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator(primaire) portant un bobinage triphasé logé dans les encoches relié à une source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [5].

1.3 Modèle dynamique de la machine asynchrone

La modélisation en représentation d'état en vue de la commande est une approche appréciée par tout 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 (1-1). Elle est munie de six enroulements :

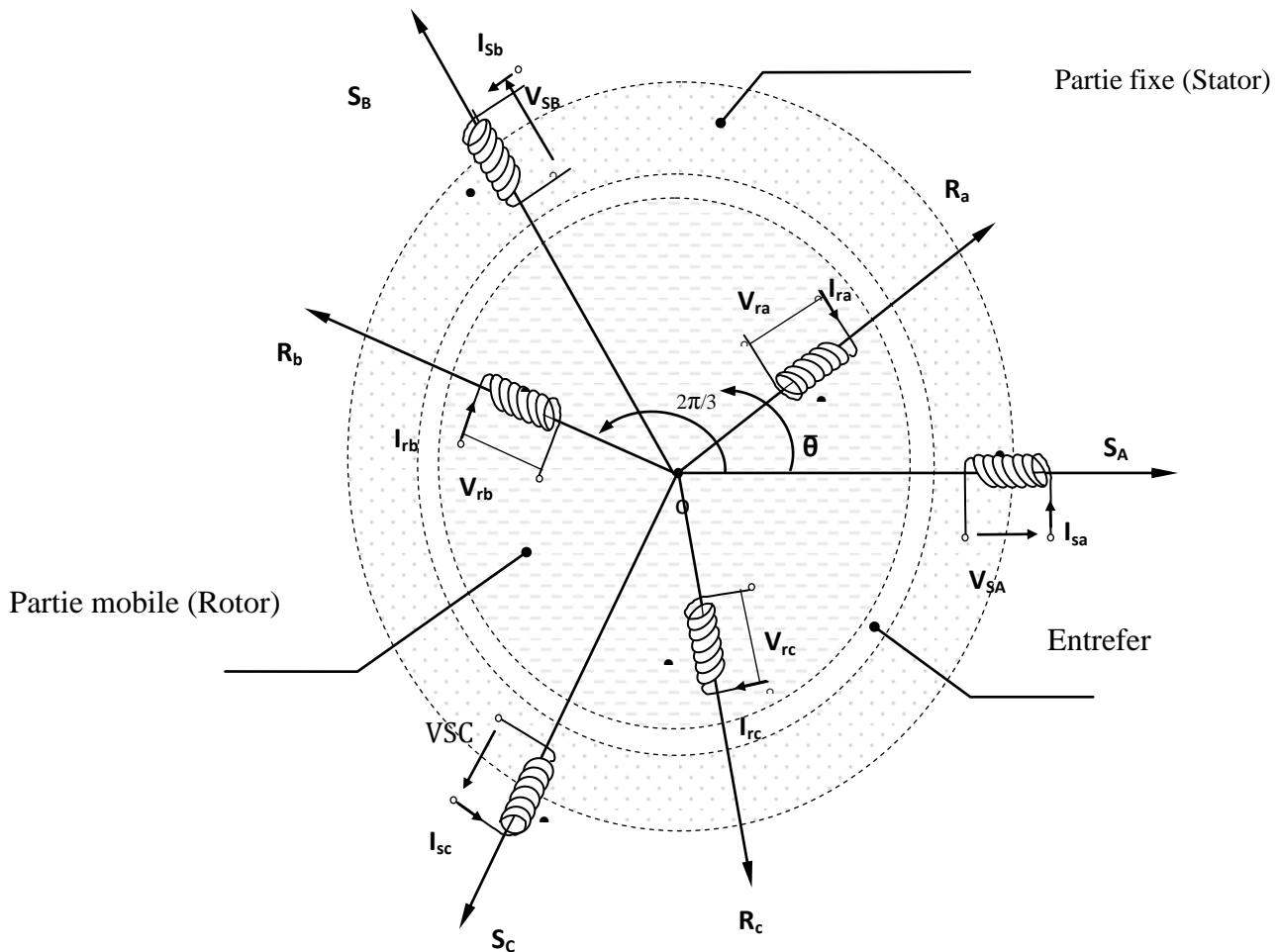


Figure (1-1) : Machine asynchrone modélisée - Définition des repères stator et rotor

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:

- ✓ L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- ✓ Les pertes fer et les pertes supplémentaires ne sont pas prises en considération.
- ✓ Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.

- ✓ répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage et l'effet de peau est négligé.

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 [5].

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

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[5]. 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:

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

1.4. Hypothèses simplificatrices

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 [1] [2] [6]:

- ✓ L'absence de la saturation dans le circuit magnétique.
- ✓ Les pertes fer et les pertes supplémentaires ne sont pas prises en considération.
- ✓ Assimilation de la cage à un bobinage en court-circuit de même nombre de phases que le bobinage statorique.
- ✓ Répartition sinusoïdale, le long de l'entrefer, des champs magnétiques de chaque bobinage et l'effet de peau est négligé.

1.5. 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.

1.5.1. 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 :

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

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

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

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

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

1.5.2. 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 :

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

$[\Phi_s]$: Matrice de flux statorique

$[\Phi_r]$: Matrice de flux rotorique

Les matrices des inductances statoriques et rotoriques sont données par:

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

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 :

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

1.5.3 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

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

avec :

C_{em} : le couple électromagnétique.

C_r : le couple résistante.

f : coefficient de frottements.

J : moment d'inertie du rotor.

Les équations de la machine asynchrone sont données comme suit :

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

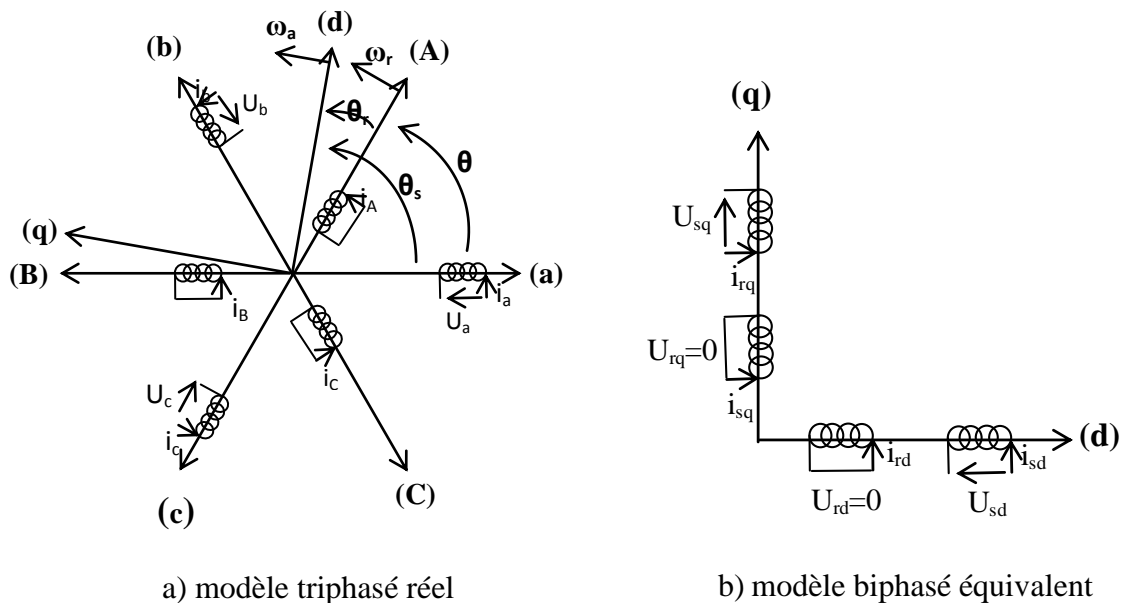
$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}]) \quad (1-14)$$

Cette présentation de la modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application; les matrices $[M_{rs}]$ et $[M_{sr}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique θ et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [7]. Pour remédiera ce problème, on effectue des transformations.

1.6. Transformation de Park

La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure (1-1) 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 (1-2). [8]

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



Figure(1-2): 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 :

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

dont la matrice inverse est :

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

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.

1.6.1. 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 :

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

L'équation du mouvement de la machine s'écrit alors :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (1-23)$$

1.7. Choix du référentiel

Selon le repère choisi, la position des deux axes (d, q) peut être située selon :

- ✓ Référentiel lié au stator d'axe (α, β) lorsque ($\omega_a=0$) .
- ✓ Référentiel lié au rotor d'axe (x, y) lorsque ($\omega_a=\omega_r$) .
- ✓ Référentiel lié au champ tournant d'axe (d, q) lorsque ($\omega_a=\omega_s$).

1.7.1. Référentiel (α, β)

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 (1-24).

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1-24)$$

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

$$\begin{bmatrix} x_{s\alpha} \\ x_{s\beta} \\ x_{s0} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} x_{r\alpha} \\ x_{r\beta} \\ x_{r0} \end{bmatrix} = [\mathbf{T}] \begin{bmatrix} x_A \\ x_B \\ x_C \end{bmatrix}$$

1.7.2. Equation de la machine dans le repère (a, β) lié au stator

Dans ce repère, l'application de la transformation de Concordia aux équations électriques, magnétiques et électromagnétiques données par les équations (1-25) permet 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 :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (1-27)$$

L'équation de mouvement s'écrit alors :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f \cdot \Omega) \quad (1-28)$$

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

Le comportement des circuits électromagnétiques de la machine asynchrone est décrit par un système d'équations différentielles non linéaires. Pour trouver le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension, nous choisissons comme variables d'états les flux et les courants des phases statoriques [9].

Le modèle dans ce cas est donné sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} \end{cases} \quad (1-29)$$

avec : $\mathbf{X} = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta}]^T$, $\mathbf{U} = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$,

où

\mathbf{X} : vecteur d'état.

\mathbf{U} : vecteur de commande.

\mathbf{A} : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

Le modèle de la machine asynchrone est donné sous forme matricielle suivante:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

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

où

$T_s = L_s / R_s$: constante de temps statorique

$T_r = L_r / R_r$: constante de temps rotorique

$\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s \cdot L_r}$: coefficient de dispersion de Blondel.

Les équations du couple électromagnétique et du mouvement, sont données par les expressions suivantes :

$$C_{em} = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (1-30)$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (1-31)$$

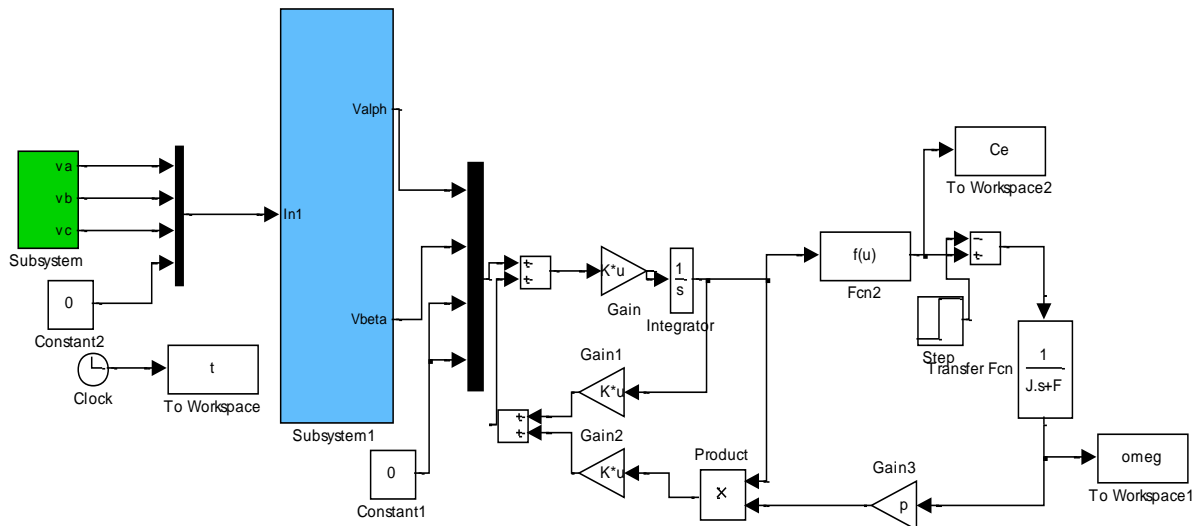
avec: $\Omega = \frac{\omega}{p}$

1.9. Simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau

La figure (1.3) présente le schéma bloc de simulation à l'aide du logiciel *SIMULINK* sous *MATLAB* de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau triphasé (220/380V, 50Hz). Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

Nous avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant $t = 0.5s$.

1.9.1. Schéma bloc de simulation de la machine asynchrone



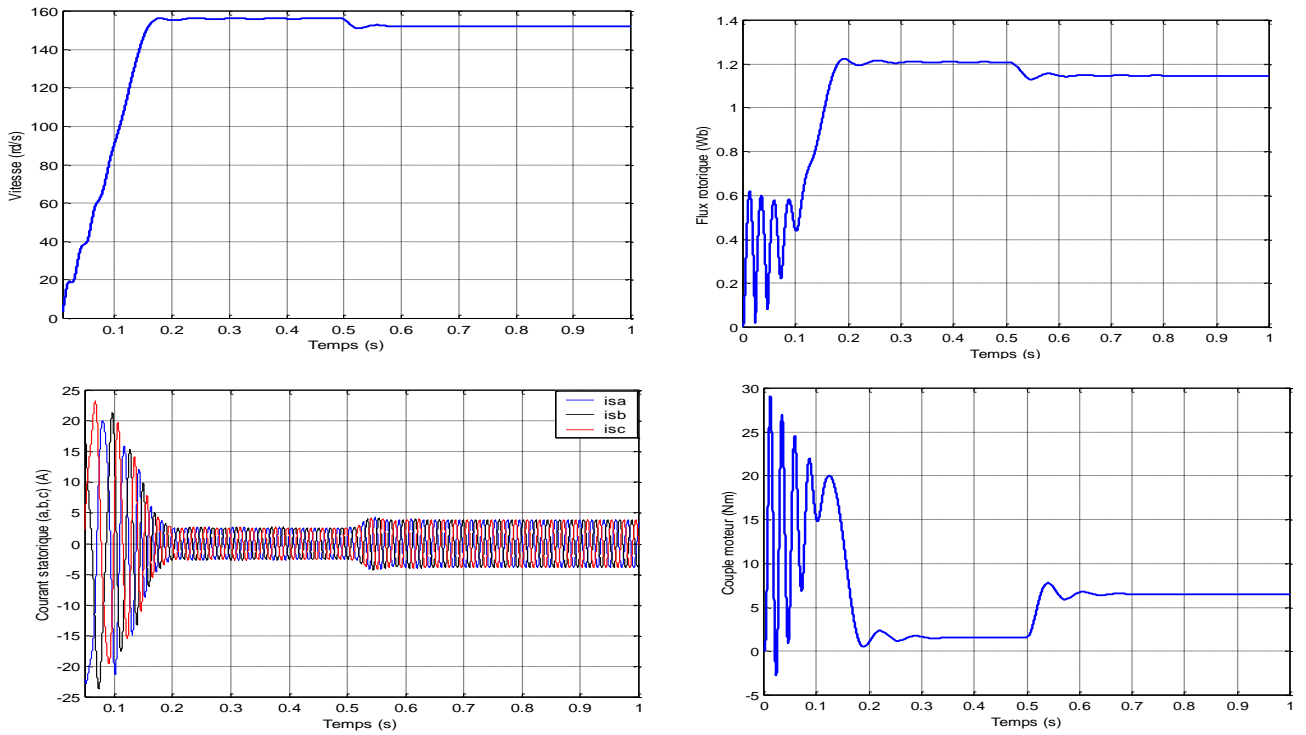
Figure(1-3): Schéma bloc global de simulation de la MAS.

1.9.1.1. Validation du modèle par simulation

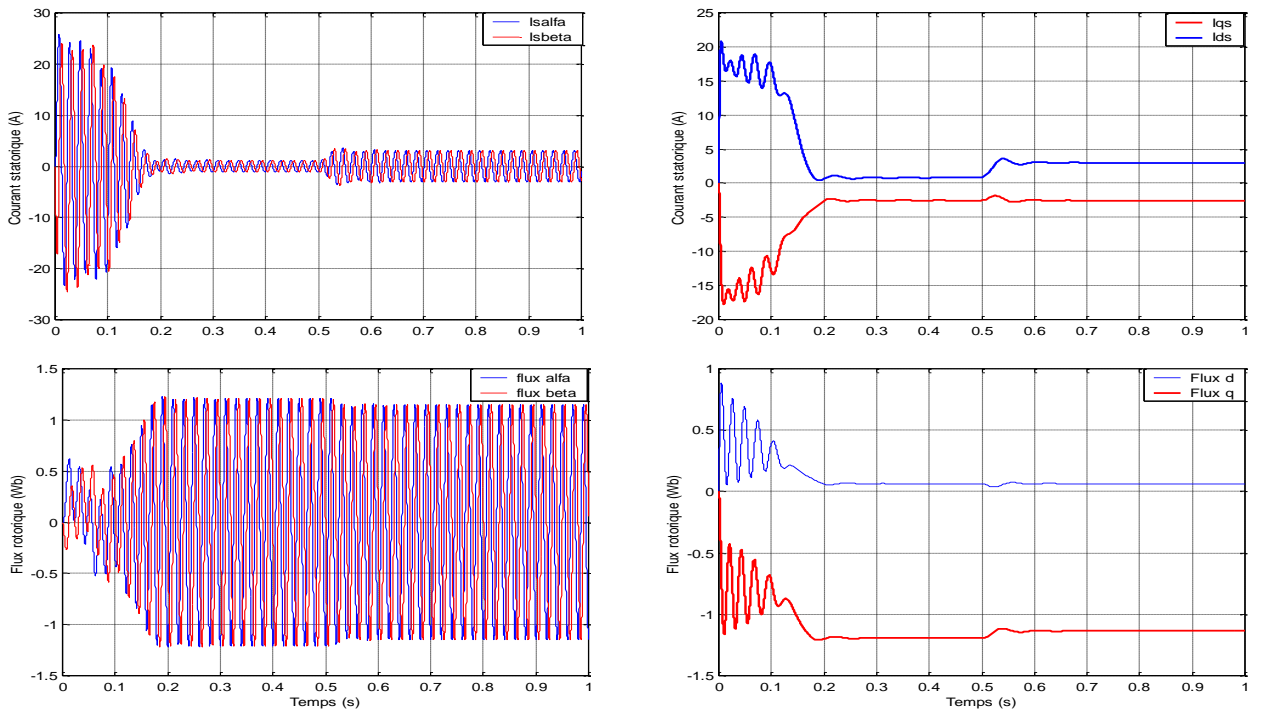
En ingénierie, la simulation est un moyen efficace et économique, couramment utilisé pour faire des études préliminaires et/ou comparatives, tant au stade du développement (conception), qu'au cours du fonctionnement normal des systèmes.

Actuellement, plusieurs outils de simulations parmi les quels le logiciel Matlab qui est largement utilisé dans le domaine de la commande des machines.

Les deux figures (1-4) et (1-5) représentent les résultats de simulation du modèle de la machine asynchrone alimentée en tension dans les deux référentiels (d, q) et (α, β) . La machine asynchrone est simulée sous charge nominale après un démarrage à vide.



Figure(1-4):Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide



- cas A : Référentiel (α, β)

- cas B : Référentiel (d, q) .

Figure(1-5):Résultats de simulation de la M.AS en tension sous charge nominale après un démarrage à vide dans les deux référentiels .

1.9.1.2. Interprétations des résultats

- ✓ L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, en suite la vitesse se stabilise à la valeur nominale. En appliquant une charge à l'instant $t=0.5s$, on constate une légère diminution de vitesse.
- ✓ Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur (28 N.m), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide.
- ✓ Au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge.
- ✓ Au démarrage le courant statorique est excessif, vu qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaît au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

1.10. Conclusion

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation et la simulation du moteur asynchrone triphasé dans l'environnement *MATLAB/SIMULINK*. L'alimentation de la machine directement par le réseau triphasé. Vu que le modèle triphasé est fortement non linéaire, La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements. Les résultats de simulation obtenus montrent bien le comportement électrique et magnétique de la machine asynchrone lors du démarrage à vide et en charge. 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 à état finis .

Chapitre 2

Commande prèdictive

Chapitre 2

Commande prédictive

2.1 Introduction

Le principe de base d'une loi de contrôle prédictif est de prédire les futures sorties d'un système où un procédé, grâce aux valeurs courantes et passées ainsi que les valeurs futures optimales de contrôle prédictif. Ce dernier se calcule par une méthode d'optimisation, qui prend en compte une fonction de coût, laquelle dépend aussi des références futures. Le modèle du système en question joue un rôle essentiel dans le contrôle. Ce modèle doit être capable de se rendre compte de la dynamique du processus pour prédire précisément les sorties futures et il devrait être simple à implanter et à comprendre. Tous les algorithmes de contrôle prédictif ne diffèrent entre eux que par le modèle utilisé pour représenter le procédé et par la fonction de coût utilisée dans l'optimisation. L'objectif de ce chapitre est dédié à la commande prédictive pour le contrôle des systèmes de puissance afin de l'appliquer sur le moteur asynchrone pour des applications d'entraînement à vitesse variable dans le prochain chapitre.

2.2 Philosophie de la commande prédictive

La philosophie de la commande prédictive est, 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).

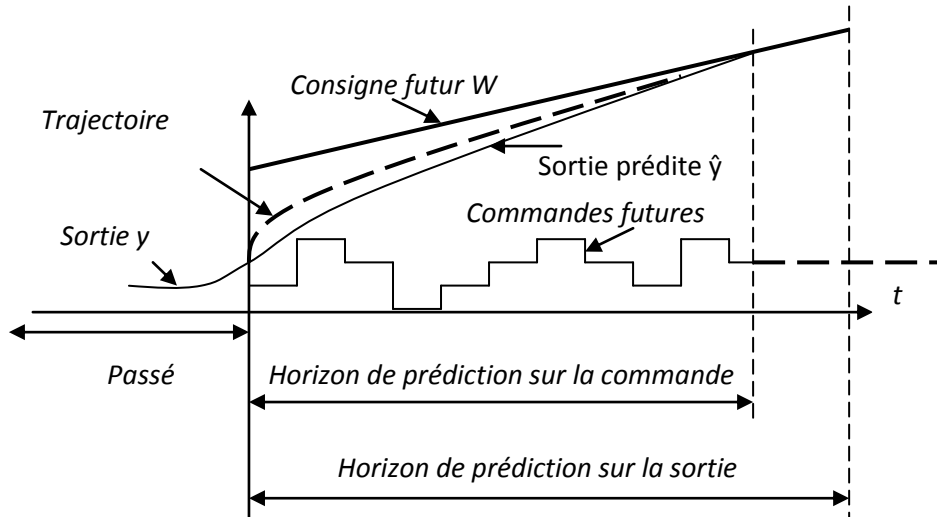


Figure (2-1): philosophie de la commande prédictive

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

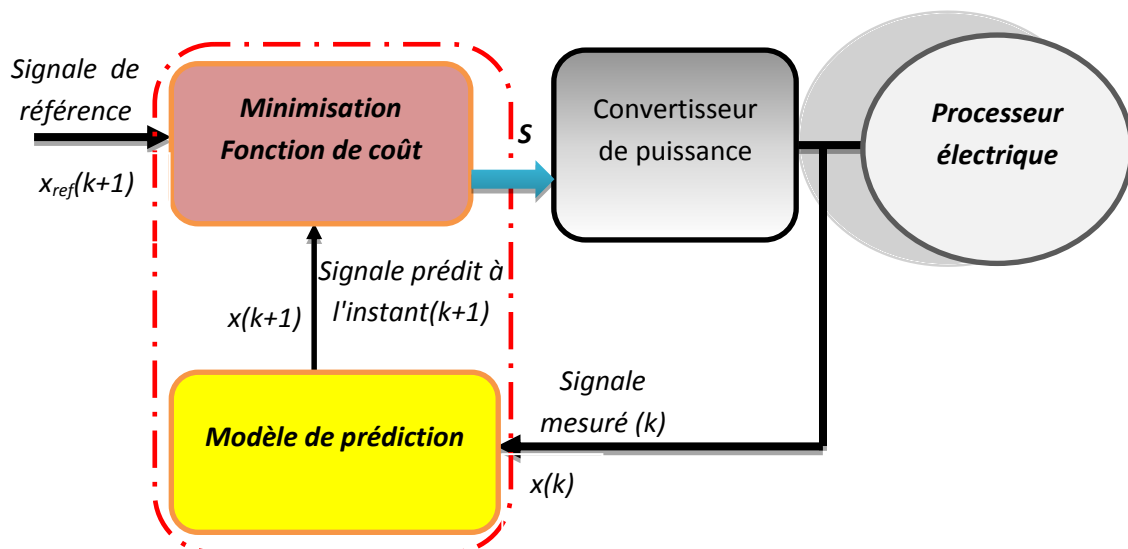
Bien que la théorie de contrôle prédictif fût développée dans les années 1970, son utilisation dans les applications des systèmes de puissance est plus récente en raison des constantes de temps rapides qui sont nécessaires dans ces systèmes. Mais les microprocesseurs plus performants sur le marché cette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

Au début, la difficulté de la mise en oeuvre du commande prédictive dans un système réel, en tenant compte du petit temps disponible pour les calculs à cause de l'échantillonnage rapide, a donné naissance d'une stratégie appelée commande prédictive hors ligne. Le problème d'optimisation du commande prédictive est résolu hors ligne en tenant compte du modèle du système, les contraintes et les 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 commande prédictive hors ligne a été appliqué pour le contrôle de convertisseurs de puissance continu-continu, les onduleurs triphasés et pour la commande de moteurs électriques. Cette technique d'optimisation hors ligne permet l'approximation de convertisseur de puissance et le système à contrôler comme un système linéaire. En effet cette approximation simplifie l'optimisation et permet le calcul d'une loi expresse, 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 oeuvre 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 a 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 appliquer ensuite à la charge [10]. 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 $x(k+l)$ 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 de la commande prédictives

D'abord, on doit obtenir le modèle discret du système à commander selon la variable contrôlée qui peut être le courant, la tension ou la vitesse du moteur par exemple. Une fonction de cout est formulée ensuite en fonction du comportement de poursuite désirée incluant les variables contrôlées prédites et leurs références (chaque terme de la fonction de cout doit minimiser l'erreur entre la valeur prédite de la variable contrôlée et sa référence).

En outre, le nombre fini d'états de commutation du convertisseur statique doit être défini auparavant en considérant que les interrupteurs de puissance n'ont que deux états possibles; l'état passant et l'état bloqué. A chaque période d'échantillonnage, la fonction de cout est minimiser pour tous les états de commutation possibles, seul le vecteur tension qui correspond à l'état de commutation optimal est sélectionné pour être appliqué pendant la prochaine période d'échantillonnage. La (Figure 2-2) résume la philosophie de la commande prédictives.

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[11]. 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 et 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 $x(k+1)$, $x(k+2)$.

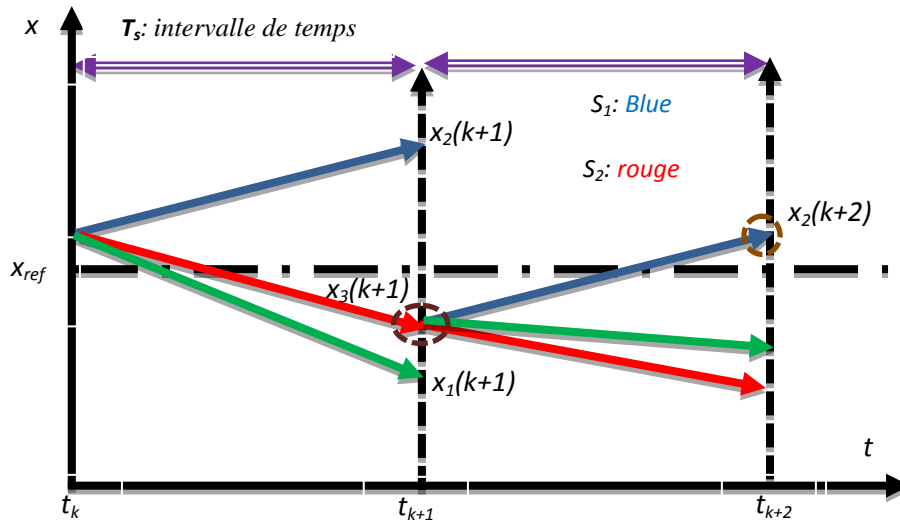


Figure (2-3) : Principe de fonctionnement de la commande prédictive.

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.

2.4.1 Implementation 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 le coût de la fonction.

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, 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 (ce qui est le cas pour notre étude).

2.5. Modélisation du système

La commande prédictives 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 prédictives. 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)

2.6. Identification du nombre de commutation possibles des convertisseurs

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, $2^5 = 32$ états pour un onduleur à deux niveaux penta phase.

2.6.1 Convertisseur CA-CA à fréquence intermédiaire

Le montage le plus commun, présenté à la Figure (2-4) consiste en un pont redresseur triphasé, avec diodes, connecté à un onduleur, à base d'IGBT, par l'entremise d'un lien CC incluant une inductance de lissage et un condensateur. Pour un fonctionnement en source de courant de l'onduleur, le condensateur est absent.

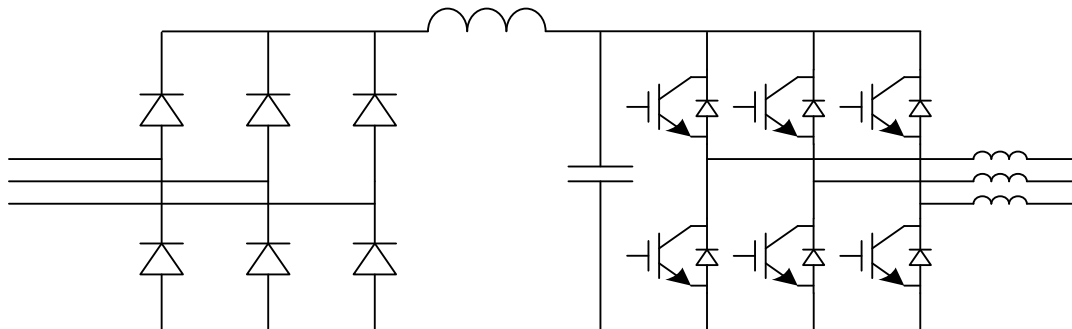
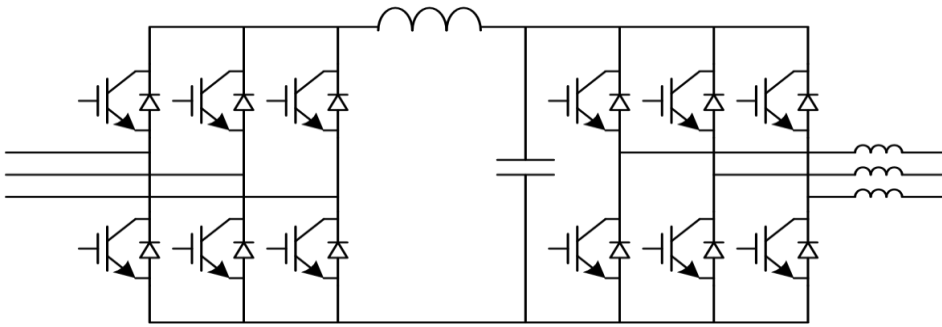


Figure (2-4) : Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à diodes.

Deux inconvénients importants de ce type de convertisseur sont : le contenu harmonique basses fréquences du courant de source et l'incapacité à faire circuler le flux de puissance de la charge vers la source pour un fonctionnement bidirectionnel.

L'étage redresseur, en pont triphasé à diodes ou à thyristors, engendre des harmoniques, il faut prévoir un dispositif de filtrage à l'entrée. De plus, comme le facteur de puissance est limité à 0.95, il faut sur-dimensionner le transformateur de couplage installé en amont du redresseur [12].

Une alternative au redresseur en pont triphasé à diodes est de substituer aux diodes des transistors IGBT, avec diode de recouvrement. Le circuit, également connu sous le nom de redresseur MLI triphasé, a été introduit en 1978 [13]; il permet de tirer du réseau un courant de source quasi sinusoïdal ne contenant pas d'harmoniques de faibles rang; il est aussi possible d'ajuster le facteur de déplacement à la source et d'assurer la bidirectionnalité du flux de puissance. Par contre, le redresseur MLI génère des pertes par commutation plus élevées qu'un simple redresseur à diodes.

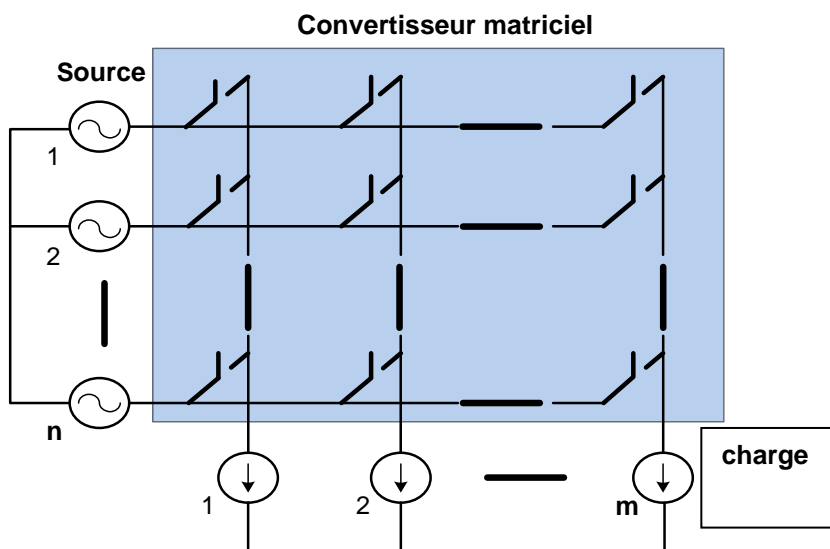


Figure(2-5): Convertisseur CA-CC-CA avec redresseur à IGBT.

Il est à noter que plusieurs méthodes de commande pour l'étage redresseur existent et que ses performances en dépendent. Par exemple, la commande par hystérésis est simple à mettre en oeuvre, mais implique une fréquence de commutation variable qui se traduit par un spectre étendu d'harmonique à la source; par ailleurs, la commande à base de MLI utilise une fréquence de commutation fixe, mais nécessite le calcul d'un correcteur pour maintenir la symétrie des formes d'onde synthétisées [14]. Plusieurs travaux traitent de ces questions et, comme dans le cas du convertisseur matriciel, de nombreux efforts sont déployés pour améliorer, voire optimiser, son fonctionnement [14, 15]

2.6.2 convertisseur matriciel

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 2-6)



Figure(2-6): Circuit généralisé du convertisseur matriciel.

Le Tableau (2-1) établit une comparaison entre le convertisseur matriciel et les convertisseurs à fréquence intermédiaire, en mettant en évidence leurs avantages et inconvénients.

	Présence d'harmoniques de rang faible dans le courant de source	Possibilité de correction du facteur de déplacement	Présence d'un lien à courant continu	Nombre de semi conducteurs	Possibilité de bidirectionnalité du flux de puissance	Complexité de la commande
Convertisseur à 2 étages avec redresseur à diodes	Oui	Non	Oui	18	Non	Simple
Convertisseur à 2 étages avec redresseur MLI	Non	Oui	Oui	24	Oui	Complexe
Convertisseur matriciel direct	Non	Oui	Non	36	Oui	Complexe

Tableau (2-1): Tableau comparatif du convertisseur matriciel à fréquence intermédiaire.

2.7 Circuits du convertisseur matriciel

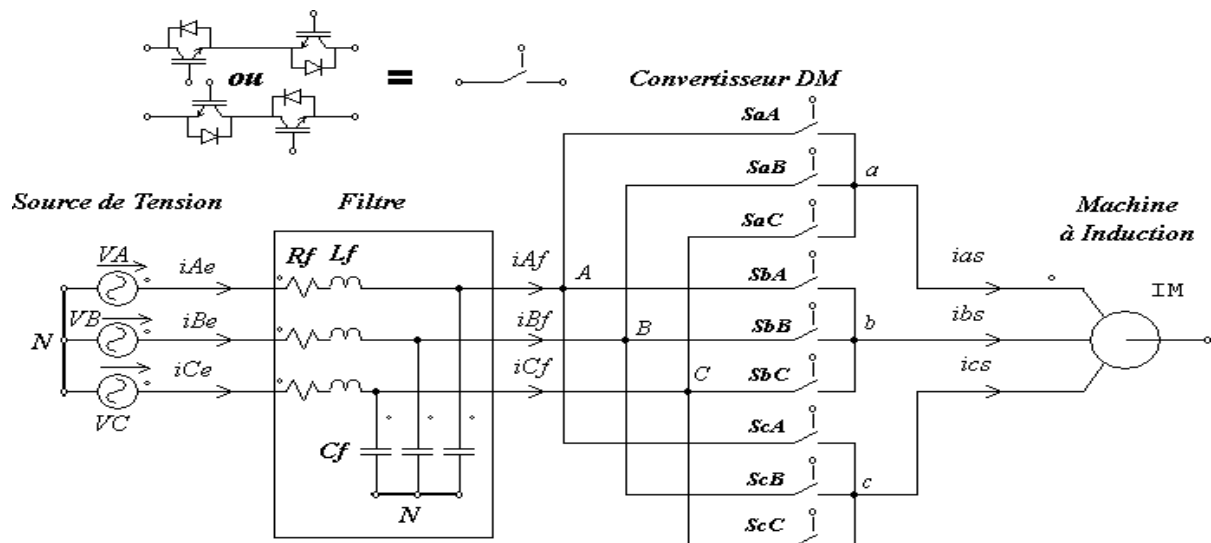
Premièrement introduit en 1976 par Guygyi-Pelly, le convertisseur matriciel direct DMC est constitué d'une matrice d'interrupteurs de dimensions $m*n$ connectant directement une source de tension m -phase à une source de courant n -phase. Cette structure est totalement réversible, ne contenant aucun 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 coût de cette topologie se trouvent nettement réduites. En plus, le DMC permet un fonctionnement quatre quadrants avec une qualité de la forme d'ondes des courants et des tensions meilleures dans la charge. On note que ces convertisseurs s'inscrivent dans la tendance actuelle de la recherche en

électronique de puissance : plus de silicium, moins de composants passifs [16]. Cette tendance est appuyée par la baisse continue du prix des semi-conducteurs.

2.7.1 Structure

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 (2-7) donne la représentation d'un convertisseur matriciel associant trois sources de tensions à trois sources de courants à l'aide d'interrupteurs idéaux.

La structure étant parfaitement symétrique et le fonctionnement est complètement réversible, il n'y a pas, à proprement parler, d'entrée et de sortie pour ce convertisseur. Ces termes pourront cependant être utilisés pour désigner respectivement le côté réseau (source de tension) et le côté charge (source de courant moteur).



Figure(2-7): Structure détaillée du convertisseur matricielle direct (DMC).

2.7.2 Propriétés

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

2.7.2.1 Encombrement

L'encombrement du circuit de puissance du DMC est nettement réduit grâce au fait que le condensateur électrolyte (ou tout autre élément de stockage d'énergie) est éliminé dans sa topologie. Donc une haute densité de puissance, une grande compacité et potentiellement une haute fiabilité [17].

2.7.2.2. 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(2-7) utilise 18 semi-conducteurs commandés et 18 diodes. Pour la même charge, les composants utilisés sont de même calibre[18]. Cette comparaison est donc en faveur de la structure classique en termes de réduction du nombre de composant commandable mais le convertisseur matriciel élimine le condensateur de stockage [16].

2.7.2.3 Fiabilité

La suppression du condensateur électrolyte pour le stockage d'énergie apporte un gain de fiabilité pour le convertisseur. Une comparaison de la fiabilité de différentes structures de convertisseurs parmi lesquelles le convertisseur matriciel et deux onduleurs dos à dos est effectuée dans . Par exemple pour un onduleur triphasé à deux niveaux, la tension aux bornes d'un interrupteur qui ne conduit pas vaut toujours la tension du bus continu, alors qu'avec un convertisseur matriciel, cette tension est la tension entre deux phases d'entrée. Les simulations montrent qu'avec le convertisseur matriciel, la tension efficace aux bornes d'un composant est plus faible (fonctionnement moins contraignant), la probabilité de défaillance du composant pour le DMC est donc réduite [18].

2.7.2.4 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 2-8 et 2-9) 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 .

2.7.2.5. Fonctionnement à haute température

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

2.7.2.6. Interrupteurs

Le convertisseur matriciel direct triphasé –triphase utilise neuf interrupteurs quatre segments à commutation forcée dont la caractéristique statique est donnée par la(figure 2-8)Ces interrupteurs sont commandables aussi bien à l'amorçage qu'au blocage et nécessitent d'avoir la capacité de bloquer une tension ainsi que de conduire un courant quelque soit son signe .

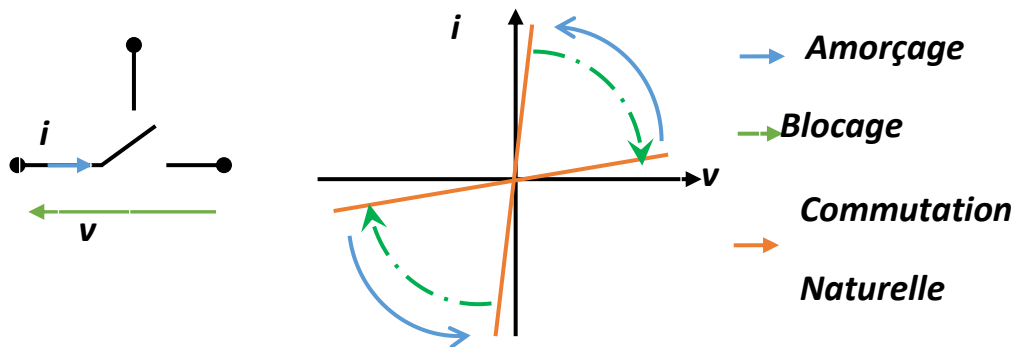
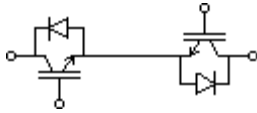


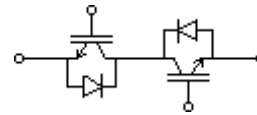
Figure (2-8) : Caractéristique statique de l'interrupteur quatre segments.

Les interrupteurs réversibles en courant et en tension (capables de conduire le courant dans les deux sens et de bloquer une tension quelque soit son signe) sont donc des éléments clefs du convertisseur. Ils utilisent généralement des IGBT en silicium et des diodes la plupart du temps en silicium, parfois en carbure de silicium [19]. Les diodes sont incluses pour fournir la capacité de blocage en tension inverse manquant au transistor.

Deux structures existent pour réaliser des interrupteurs bidirectionnels à partir de deux diodes et deux IGBT (Figure 2-9), soit à émetteurs communs soit à collecteurs communs.



(a) Emetteurs communs



(b) Collecteurs communs

Figure (2-9) : Topologie des interrupteurs bidirectionnels du Convertisseur DMC.

L'utilisation d'un montage à émetteurs communs permet d'utiliser un seul convertisseur isolé pour l'alimentation des drivers des deux IGBT d'un interrupteur, soit neufs alimentations pour un montage triphasé-triphasé.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté un aperçu des différentes méthodes de commande prédictive. Nous avons également exposé le principe de base de contrôle prédictif basé sur le modèle du système contrôlé et son application pour le contrôle des systèmes de puissance et l'entraînement électrique. Un schéma général a été introduit et il sera développé avec plus de détails dans le prochain chapitre.

Chapitre 3

*Application de la commande
prédictive à la MAS alimentée par les
convertisseurs matriciels*

Chapitre 3

Application de la commande prédictive à la MAS alimentée par les convertisseurs matriciels

3.1. Introduction

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

Les topologies classiques intègrent généralement deux convertisseurs statiques en cascade connectés entre eux par un étage intermédiaire continu (bus continu dit aussi DC-link). Cette structure permet la conversion indirecte de l'énergie AC/DC/AC [20]. Le premier convertisseur n'est qu'un pont redresseur triphasé à diodes (robuste et non couteux) délivrant une tension continue depuis le réseau triphasé, alors que le second convertisseur est le plus souvent un onduleur de tension à deux niveaux commandé par différentes techniques de modulation (MLI, SVM,..), permettant ainsi la variation de l'amplitude et la fréquence du fondamental des tensions de la machine.

Une telle topologie, malgré sa simplicité et son faible cout, présente plusieurs inconvénients dont on cite :

- Les courants et les tensions de sortie appliquées aux terminaux de la machine par le variateur de fréquence sont très pollués avec des formes d'ondes distordues (taux de distorsion harmoniques THD élevés).
- Les courants et les tensions coté réseau le sont aussi à cause de la commutation des interrupteurs renvoyant ainsi plus d'harmoniques au réseau, d'où la nécessité d'un système de réduction des perturbations et de correction du facteur de puissance.
- La présence des condensateurs électrolytiques rend le variateur plus couteux, plus encombrant en volume (de 20% à 50% du volume du variateur).

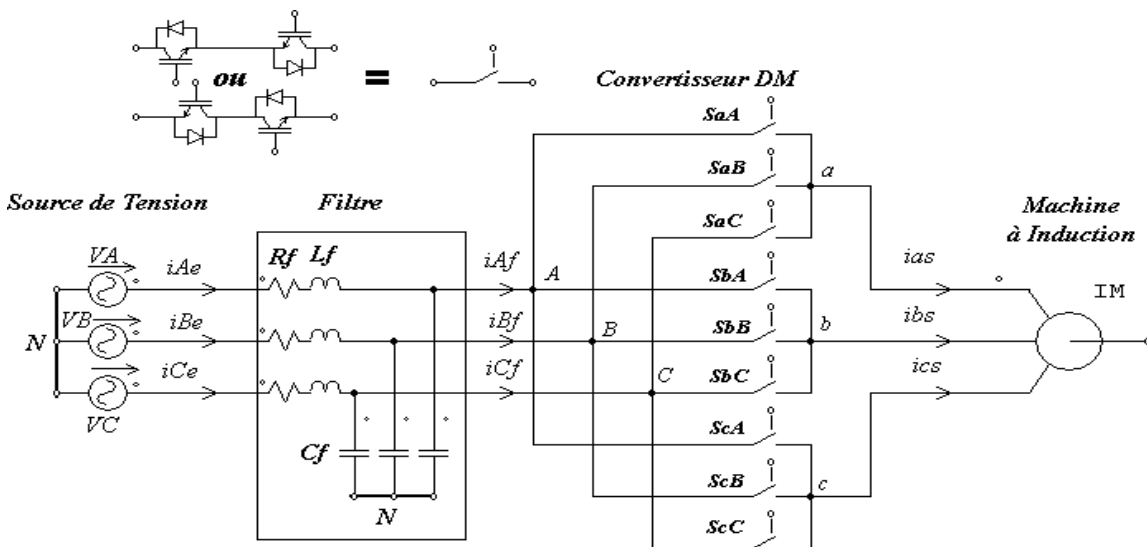
Ces limitations des topologies classiques ont enclenché le processus de recherche pour d'autres topologies plus performantes réalisant la conversion directe AC/AC (c'est le convertisseur matriciel direct DMC donné par la figure(3-1) .

Ce chapitre passe en revue la technologie des convertisseurs matriciels direct, leurs modélisation ainsi que leurs performances lors de leurs pilotage des machines à courant alternatif dans une chaine de commande.

3.2. Structure de convertisseur matriciel

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 connectées 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 (3-1) donne la représentation d'un convertisseur matriciel associant trois sources de tensions à trois sources de courants à l'aide d'interrupteurs idéaux.

La structure étant parfaitement symétrique et le fonctionnement est complètement réversible, il n'y a pas, à proprement parler, d'entrée et de sortie pour ce convertisseur. Ces termes pourront cependant être utilisés pour désigner respectivement le côté réseau (source de tension) et le côté charge (source de courant moteur).



Figure(3-1): Structure détaillée du convertisseur matricielle direct (DMC).

3. 3 Modélisation de convertisseur matriciel

Les tensions d'alimentation du réseau de l'entrée, nommés V_A , V_B et V_C sont connectés à l'entrée du DMC via un filtre RLC noté $(R_f L_f C_f)$ donnant ainsi une nature capacitive à la source d'entrée. Ces trois potentiels sont référencés par rapport au potentiel neutre du réseau d'entrée N (voir figure 3-1).

Le DMC pilote une MAS triphasée de nature inductive respectant ainsi de principe de l'alternance des sources. Les courants de sortie sont notés i_{as} , i_{bs} et i_{cs} . Soit kj ($k = A, B, C$ et $j = a, b, c$) le rang de l'interrupteur placé entre la phase d'entrée k et la phase de sortie j . Soit S_{jk} l'état de commutation de l'interrupteur avec $S_{jk} = 0$ implique que l'interrupteur jk est ouvert et $S_{jk} = 1$ implique que l'interrupteur est fermé.

$$S_{jk} = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } jk \text{ fermé} \\ 0 & \text{l'interrupteur } jk \text{ ouvert} \end{cases} \quad (3-1)$$

La connexion directe de la source de tension (le réseau et le filtre d'entrée) au moteur asynchrone (source de courant) exige de respecter les spécifications des sources d'entrée et de sortie comme suit [21]:

-Le convertisseur DMC doit assurer le passage du courant par chaque phase de la charge pour éviter le circuit ouvert de la source de courant qu'est le moteur (la tension à travers l'inductance devient infinie).

- D'autre part, le court-circuit de deux phases de la source de tension n'est pas permis, il entraînerait une surintensité de courant qui détruirait les semi- conducteurs.

Il en découle la relation suivante :

$$S_{jA} + S_{jB} + S_{jC} = 1 \quad j \in (a, b, c) \quad (3-2)$$

Pour un convertisseur DMC triphasé-triphasé, les conditions (3-1) et (3-2) permettent de générer 27 combinaisons possibles pour produire des courants et des tensions à la charge, ces combinaisons sont présentées dans le tableau (3-1) ci-après :

N	S_{aA}	S_{bA}	S_{cA}	S_{aB}	S_{bB}	S_{cB}	S_{aC}	S_{bC}	S_{cC}
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0
2	0	1	0	0	1	0	0	1	0
3	0	0	1	0	0	1	0	0	1
4	1	0	0	0	0	1	0	0	1
5	0	1	0	0	0	1	0	0	1
6	0	1	0	1	0	0	1	0	0
7	0	0	1	1	0	0	1	0	0
8	0	0	1	0	1	0	0	1	0
9	1	0	0	0	1	0	0	1	0
10	0	0	1	1	0	0	0	0	1
11	0	0	1	0	1	0	0	0	1
12	1	0	0	0	1	0	1	0	0
13	1	0	0	0	0	1	1	0	0
14	0	1	0	0	0	1	0	1	0
15	0	1	0	1	0	0	0	1	0
16	0	0	1	0	0	1	1	0	0
17	0	0	1	0	0	1	0	1	0
18	1	0	0	1	0	0	0	1	0
19	1	0	0	1	0	0	0	0	1
20	0	1	0	0	1	0	0	0	1
21	0	1	0	0	1	0	1	0	0
22	1	0	0	0	1	0	0	0	1
23	1	0	0	0	0	1	0	1	0
24	0	1	0	1	0	0	0	0	1
25	0	1	0	0	0	1	1	0	0
26	0	0	1	1	0	0	0	1	0
27	0	0	1	0	1	0	1	0	0

Tableau (3-1): Combinaisons valides de commutation possibles pour un convertisseur DMC.

Si les conditions des équations (3-2) sont respectées, on a:

$$S_{aA}=1 \rightarrow S_{aB}=0 \text{ et } S_{aC}=0 \quad \text{alors : } V_a=V_A$$

$$S_{aB}=1 \rightarrow S_{aA}=0 \text{ et } S_{aC}=0 \quad \text{alors : } V_a=V_B \quad (3-3)$$

$$S_{aC}=1 \rightarrow S_{aB}=0 \text{ et } S_{aA}=0 \quad \text{alors : } V_a=V_C$$

En on déduit la relation suivante :

$$V_a = S_{aA} V_A + S_{aB} V_B + S_{aC} V_C \quad (3-4)$$

En appliquant le même raisonnement aux autres phases, on montre que le vecteur des tensions de sortie (de la charge) $V_{mph} = (V_a V_b V_c)^t$ est relié au vecteur des tensions d'entrée (du réseau) $V_{rph} = (V_A V_B V_C)^t$ par la matrice de transfert instantanée T_{ph} suivante :

$$V_{mph} = (V_a V_b V_c)^t = T_{ph} \cdot (V_A V_B V_C)^t = T_{ph} \cdot V_{rph} \quad (3-5)$$

Avec T_{ph} la matrice de transfert instantanée des phases d'entrée aux phases de sortie

$$T_{ph} = \begin{pmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{pmatrix} \quad (3-6)$$

En faisant la même démarche pour les courants, on obtient la relation suivante :

$$i_{rph} = (i_A i_B i_C)^t = T_{ph}^t \cdot (i_a i_b i_c)^t = T_{ph}^t \cdot i_{mph} \quad (3-7)$$

Où T_{ph}^t matrice transposée de la matrice T_{ph}

Si on utilise les vecteurs des tensions entre lignes (composés) V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} pour la tension et i_{ab} , i_{bc} et i_{ca} pour les courants entre lignes, on introduit la matrice de transfert instantanée T_{LL} qui relie les phases d'entrée aux phases entre lignes de sortie [21]. Les valeurs instantanées des tensions composées de sortie et les courants d'entrée produits par chaque combinaison de commutation peuvent être déterminés par les relations suivantes :

$$V_{mLL} = \begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = T_{LL} \cdot V_{rph} \quad (3-8)$$

$$I_{rLL} = \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = T_{LL}^t \cdot \begin{bmatrix} i_{ab} \\ i_{bc} \\ i_{ca} \end{bmatrix} = T_{LL}^t \cdot i_{mLL} \quad (3-9)$$

Les matrices T_{LL} et T_{ph} sont données par les relations suivantes [MY09]:

$$T_{LL} = \begin{pmatrix} S_{aA} - S_{bA} & S_{aB} - S_{bB} & S_{aC} - S_{bC} \\ S_{bA} - S_{cA} & S_{bB} - S_{cB} & S_{bC} - S_{cC} \\ S_{cA} - S_{aA} & S_{cB} - S_{aB} & S_{cC} - S_{aC} \end{pmatrix}, T_{ph} = \begin{pmatrix} S_{aA} & S_{aB} & S_{aC} \\ S_{bA} & S_{bB} & S_{bC} \\ S_{cA} & S_{cB} & S_{cC} \end{pmatrix} \quad (3-10)$$

Ces 27 états de commutation sont classés dans le tableau 3.2 suivant :

Groupes	Interrupteurs fermées			tensions de sortie (charge)			tensions entre lignes (composés)			Courants d'entrée (réseau)		
	S _{ak}	S _{bk}	S _{ck}	V _a	V _b	V _c	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}	i _A	i _B	i _C
I	SaA	SbB	ScC	V _A	V _B	V _C	VAB	VBC	VCA	i _a	i _b	i _c
	SaA	SbC	ScB	V _A	V _C	V _B	-VCA	-VBC	-VAB	i _a	i _c	i _b
	SaB	SbA	ScC	V _B	V _A	V _C	-VAB	-VCA	-VBC	i _b	i _a	i _c
	SaB	SbC	ScA	V _B	V _C	V _A	VBC	VCA	VAB	i _c	i _a	i _b
	SaC	SbA	ScB	V _C	V _A	V _B	VCA	VAB	VBC	i _b	i _c	i _a
	SaA	SbB	ScA	V _C	V _B	V _A	-VBC	-VAB	-VCA	i _c	i _b	i _a
II V _{ab} =0	SaA	SbA	ScB	V _A	V _A	V _B	0	VAB	-VAB	-i _c	i _a	0
	SaA	SbA	ScC	V _A	V _A	V _C	0	-VCA	VCA	-i _c	0	i _c
	SaB	SbB	ScA	V _B	V _B	V _A	0	-VAB	VAB	i _c	-i _c	0
	SaB	SbB	ScC	V _B	V _B	V _C	0	VBC	-VBC	0	-i _c	i _c
	SaC	SbC	ScA	V _C	V _C	V _A	0	VCA	-VCA	i _c	0	-i _c
	SaC	SbC	ScB	V _C	V _C	V _B	0	-VBC	VBC	0	i _c	-i _c
II V _{bc} =0	SaB	SbA	ScA	V _B	V _A	V _A	-VAB	0	VAB	-i _a	i _a	0
	SaC	SbA	ScA	V _C	V _A	V _A	VCA	0	-VCA	-i _a	0	i _a
	SaA	SbB	ScB	V _A	V _B	V _B	VAB	0	-VAB	i _a	-i _a	0
	SaC	SbB	ScB	V _C	V _B	V _B	-VBC	0	VBC	0	-i _a	i _a
	SaA	SbC	ScC	V _A	V _C	V _C	-VCA	0	VCA	i _a	0	-i _a
	SaB	SbC	ScC	V _B	V _C	V _C	VBC	0	-VBC	0	i _a	-i _a
II V _{ca} =0	SaA	SbB	ScA	V _A	V _B	V _A	VAB	-VAB	0	-i _b	i _b	0
	SaA	SbC	ScA	V _A	V _C	V _A	-VCA	VCA	0	-i _b	0	i _b
	SaB	SbA	ScB	V _B	V _A	V _B	-VAB	VAB	0	i _b	-i _b	0
	SaB	SbC	ScB	V _B	V _C	V _B	VBC	-VBC	0	0	-i _b	i _b
	SaC	SbA	ScC	V _C	V _A	V _C	VCA	-VCA	0	i _b	0	-i _b
	SaC	SbB	ScC	V _C	V _B	V _C	-VBC	VBC	0	0	i _b	-i _b
III	SaA	SbA	ScA	V _A	V _A	V _A	0	0	0	0	0	0
	SaB	SbB	ScB	V _B	V _B	V _B	0	0	0	0	0	0
	SaC	SbC	ScC	V _C	V _C	V _C	0	0	0	0	0	0

Tableau (3-2): Groupement des commutations en fonction de la tension de sortie et courant d'entrée dans un convertisseur DMC.

D'après le tableau (3-2), on pourra distinguer les 27 états de commutation en trois groupes selon la nature du courant d'entrée et de la tension composée de sortie :

- 1) Vecteurs spatiaux nuls : chacune des trois phases de sortie est connecté à la même phase d'entrée. Les états de commutation de ce groupe génèrent un vecteur spatial ayant une amplitude nulle.
- 2) Vecteurs spatiaux stationnaires : deux phases de sortie sont reliées à une phase d'entrée commune, et le troisième est connecté à une phase d'entrée différente. Ce groupe génère des vecteurs stationnaires avec amplitude variable et direction fixe.
- 3) Vecteurs spatiaux tournants : chaque phase de sortie est connecté à une phase d'entrée différente. Les vecteurs groupe ont une amplitude constante, mais son angle varie selon la fréquence angulaire.

3.4. Modélisation de la machine

Le modèle simplifié de la machine à induction alimentée via le convertisseur DMC est donné dans les conditions des hypothèses de simplification (saturation négligée, effet de peau non pris en compte, effet de la température sur les résistances négligé,...). Le modèle de Park de la MAS dans le repère α - β lié au stator est donné par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (3-11)$$

R_s, R_r : sont respectivement les résistances d'une phase statorique et rotorique

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}, i_{r\alpha}, i_{r\beta}$: les courants statorique et rotorique selon les axes α - β .

$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}$: les flux statorique et rotorique selon les axes α - β .

L_s, L_r, L_m : les inductances propres statorique, rotorique et mutuelle respectivement.

$\Omega = \omega/p$: la vitesse mécanique du rotor.

p : nombre de paire de pole.

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

$$\dot{X} = AX + BU, X = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \Omega]^t, U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^t \quad (3-12)$$

Ou les variables d'état sont les courants statorique et les flux rotorique ainsi que la vitesse. Les variables de commande sont les tensions statorique.

$$\begin{cases} \frac{dis\alpha}{dt} = -\gamma is\alpha + \frac{k}{Tr} \Phi r\alpha + \omega k \Phi r\beta + \frac{Vs\alpha}{\sigma Ls} \\ \frac{dis\beta}{dt} = -\gamma is\beta - \omega k \Phi r\alpha + \frac{k}{Tr} \Phi r\beta + \frac{Vs\beta}{\sigma Ls} \\ \frac{d\Phi r\alpha}{dt} = \frac{Lm}{Tr} is\alpha - \frac{1}{Tr} \Phi r\alpha - \omega \Phi r\beta \\ \frac{d\Phi r\beta}{dt} = \frac{Lm}{Tr} is\beta + \omega \Phi r\alpha - \frac{1}{Tr} \Phi r\beta \end{cases} \quad (3-13)$$

Le couple électromagnétique de la machine est:

$$C = P \frac{Lm}{Lr} (\Phi r\alpha is\beta - \Phi r\beta is\alpha) \quad (3-14)$$

L'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C - Cr - f\Omega \quad (3-15)$$

Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{Tr} & \omega k \\ 0 & -\gamma & -\omega k & \frac{k}{Tr} \\ \frac{Lm}{Tr} & 0 & -\frac{1}{Tr} & -\omega \\ 0 & \frac{Lm}{Tr} & \omega & \frac{1}{Tr} \end{bmatrix}, B = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma Ls} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma Ls} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^t$$

Où :

$$\gamma = \frac{Rs + \frac{Rr}{(1+\sigma r)^2}}{\sigma Ls}, \quad \sigma = 1 - \frac{Lm^2}{LsLr}, \quad k = \frac{Lm}{\sigma LsLr}, \quad Tr = \frac{Lr}{Rr}$$

3.5. Commande Prédictive du couple et du flux

La philosophie de la commande Prédictive, d'ailleurs comme toutes les commandes, repose sur la minimisation des écarts ou des erreurs entre les grandeurs de sortie et leurs références. La commande prédictive du couple et du flux n'est qu'une version avancée de la commande directe du couple communément appelée DTC, il s'agit d'une commande Prédictive (Prédictive Torque Control) [21]. L'objectif est donc d'obtenir des performances dynamiques élevées en terme 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:

$$\Phi_{s\alpha}(k+1) = \Phi_{s\alpha}(k) + T_s V_{s\alpha}(k+1) - R_s T_s i_{s\alpha}(k)$$

$$\Phi_{s\beta}(k+1) = \Phi_{s\beta}(k) + T_s V_{s\beta}(k+1) - R_s T_s i_{s\beta}(k)$$

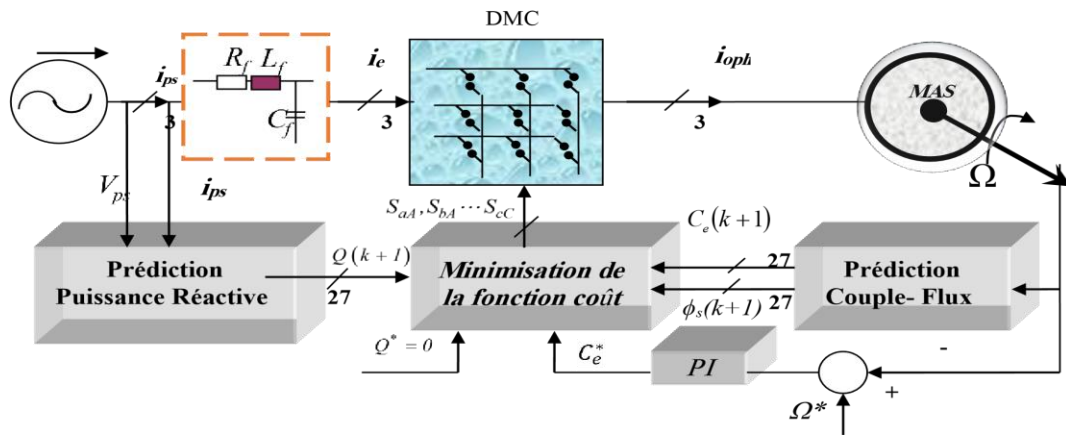
$$i_{s\alpha}(k+1) = (1 - \gamma T_s) i_{s\alpha}(k) + T_s \left(\frac{k}{T_r} \Phi_{r\alpha}(k) + \omega k \Phi_{r\beta}(k) + \frac{V_{s\alpha}(k+1)}{\sigma L_s} \right) \tag{3-16}$$

$$i_{s\beta}(k+1) = (1 - \gamma T_s) i_{s\beta}(k) + T_s \left(\frac{k}{T_r} \Phi_{r\beta}(k) - \omega k \Phi_{r\alpha}(k) + \frac{V_{s\beta}(k+1)}{\sigma L_s} \right)$$

Ensuite, en utilisant la relation (3-14), il est possible de prédire le couple de la machine $C_e(k+1)$ pour les 27 vecteurs tensions possible ($V_s = [V_1 \dots V_{27}]$) susceptibles d’être appliqués par le DMC aux terminaux de la MAS par la relation suivante :

$$C(k+1) = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha}(k+1) i_{s\beta}(k+1) - \Phi_{s\beta}(k+1) i_{s\alpha}(k+1)) \tag{3-17}$$

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(3-2): Schéma de la commande prédictive via un convertisseur DMC avec minimisation de la puissance réactive coté réseau.

La fonction de coût est alors formulée de la façon suivante [21] :

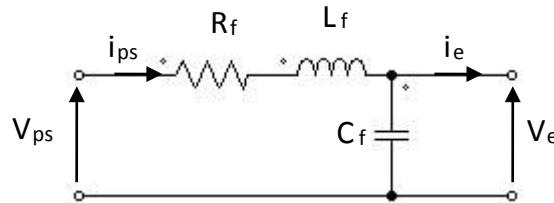
$$F = \frac{(C^*(k+1) - Ce^p(k+1))^2}{Cn^2} + \frac{(\Phi_s(k+1)^* - \Phi_s^p(k+1))^2}{\Phi_{sn}^2} \quad (3-18)$$

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

3.6. 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 (3-3) est ajouté à l'entrée du convertisseur [22]. 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(3-3): Filtre d'entrée du DMC.

Afin de prédire le comportement du courant d'entrée i_{ps} de la relation (3-20) selon le modèle de la figure (3-3), une modélisation du filtre d'entrée s'impose comme suit [23]:

$$V_{ps} = R_f i_{ps}(t) + L_f \frac{di_{ps}(t)}{dt} + V_e(t) \quad (3-19)$$

$$i_{ps}(t) = C_f \frac{dV_e(t)}{dt} + i_e(t) \quad (3-20)$$

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 $k^{ème}$

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:

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_e \\ \dot{i}_s \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} V_e \\ i_e \end{pmatrix} + B \begin{pmatrix} V_{ps} \\ i_e \end{pmatrix} \quad (3-21)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \frac{1}{cf} \\ -\frac{1}{Lf} & Rf \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{cf} \\ \frac{1}{Lf} & 0 \end{pmatrix} \quad (3-22)$$

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

$$\begin{pmatrix} V_e(k+1) \\ i_s(k+1) \end{pmatrix} = D \begin{pmatrix} V_e(k) \\ i_s(k) \end{pmatrix} + R \begin{pmatrix} V_{ps}(k) \\ i_e(k) \end{pmatrix} \quad (3-23)$$

Avec :

$$D = \begin{pmatrix} D11 & D12 \\ D21 & D22 \end{pmatrix}, \quad R = \begin{pmatrix} R11 & R12 \\ R21 & R22 \end{pmatrix} = A^{-1}(D - I2 * 2)B \quad (3-24)$$

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

$$V_e(k+1) = D11V_e(k) + D12 i_{ps}(k) + R11V_{ps}(k) + R12 i_e(k) \quad (3-25)$$

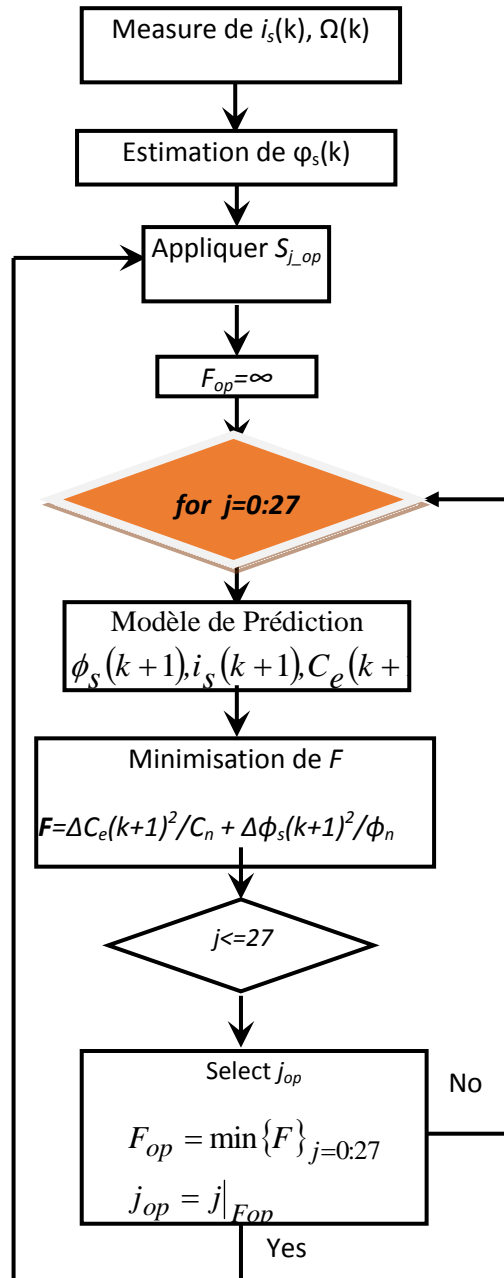
$$i_{ps}(k+1) = D21V_e(k) + D22 V_e(k) + R21V_{ps}(k) + R22 i_e(k) \quad (3-26)$$

Pour chaque vecteur des 27 vecteurs de la tension statorique disponibles [19], la fonction de coût F est évaluée, le vecteur tension produisant la valeur minimale de F est alors choisi pour être appliqué aux bornes du moteur. Un récapitulatif de la méthode est résumé dans les étapes suivantes :

- Mesurer la vitesse mécanique $\Omega(k)$, le courant statorique $i_s(k)$ et la tension $V_s(k)$.
- Les mesures de $\Omega(k)$, $i_s(k)$ et $V_s(k)$ seront utilisées pour prédire les valeurs du couple $C(k+1)$ et du flux statorique $\Phi_s(k+1)$, pour les différents 27 vecteurs de tensions.
- Les tensions d'entrée $V_{ps}(k)$ et $V_e(k)$, les courants d'entrée $i_{ps}(k)$ sont mesurées pour prédire la puissance réactive $Q(k+1)$ en utilisant la relation (3-27).
- A chaque période d'échantillonnage, les vingt sept (27) vecteurs tensions sont évaluées en utilisant la fonction de coût F .

- Le vecteur tension correspondant à l'état de la commutation optimal sera choisi pour être appliqué aux bornes de la machine pendant la période d'échantillonnage suivante.

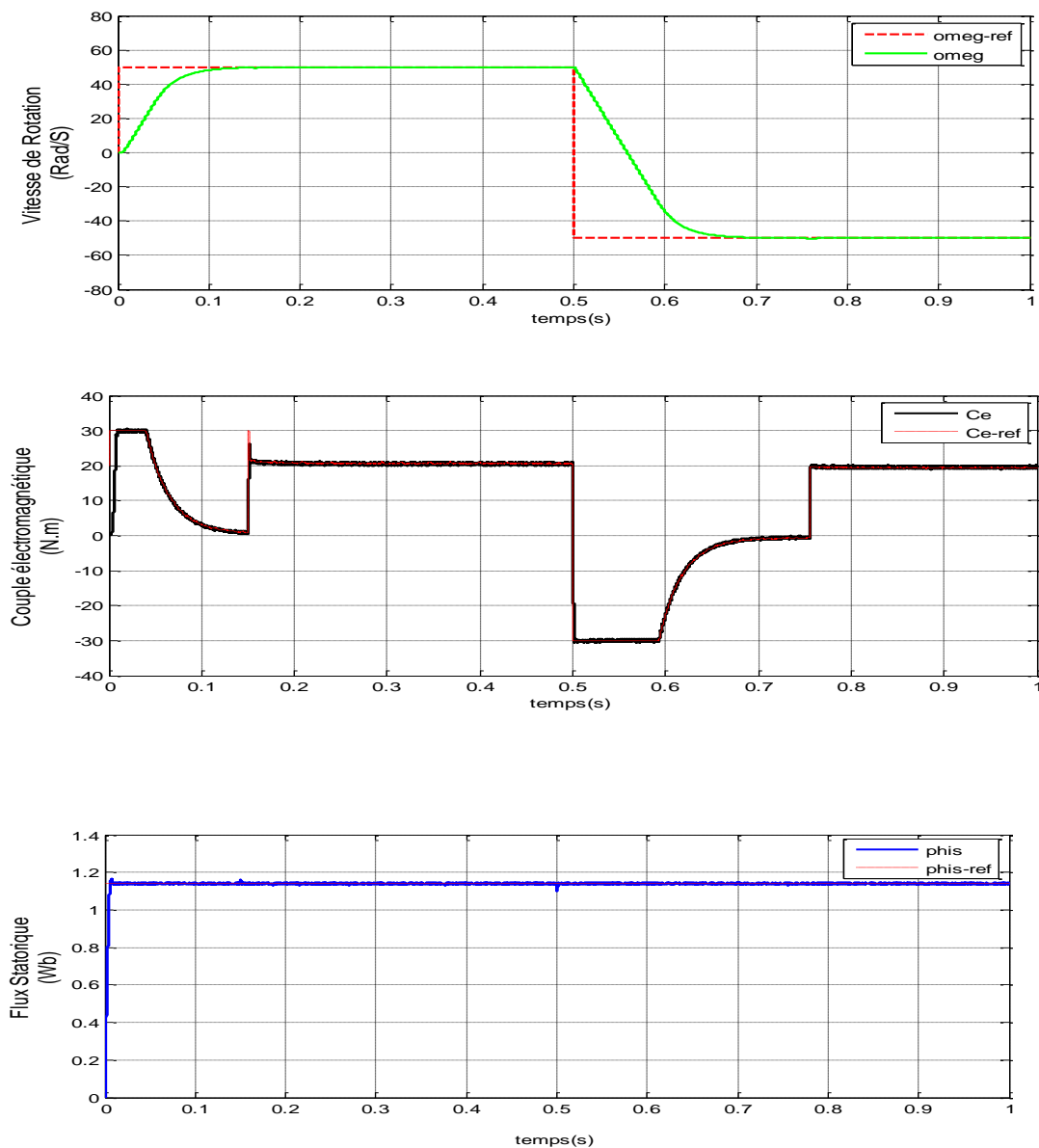
Toutes les étapes citées ci-dessus seront répétées à chaque nouvelle période et avec les nouvelles références et mesures. Ces étapes sont résumées par le diagramme de la figure(3-4)

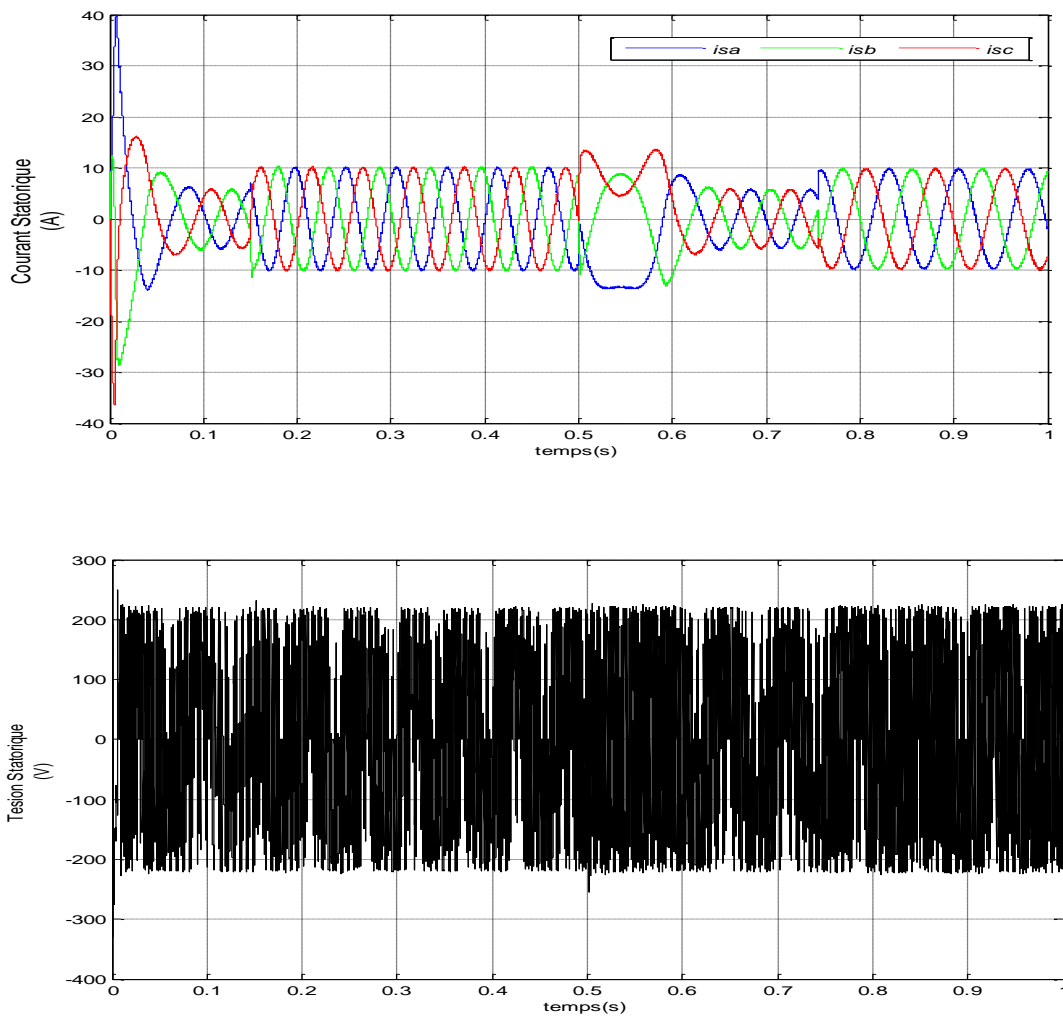


Figure(3-4) :Algorithme de la commande prédictive avec le convertisseur matriciel direct

3.7. Résultats de Simulation

Les performances de la commande prédictive du couple et du flux de la figure (3-2) sont maintenant examinées par simulation dans l'environnement Matlab. La période d'échantillonnage est de $30\mu\text{s}$. Le profil de fonctionnement choisi est un fonctionnement quatre quadrants (4Q) avec une consigne de vitesse à $+50\text{ rd/s}$ pour le sens direct et à -50 rd/s pour le sens inverse. Pour tester la commande, une charge de 20N.m est appliquée dans les intervalles de temps $[0.15 - 0.5]\text{s}$, ensuite entre $[0.75 - 1]\text{s}$.



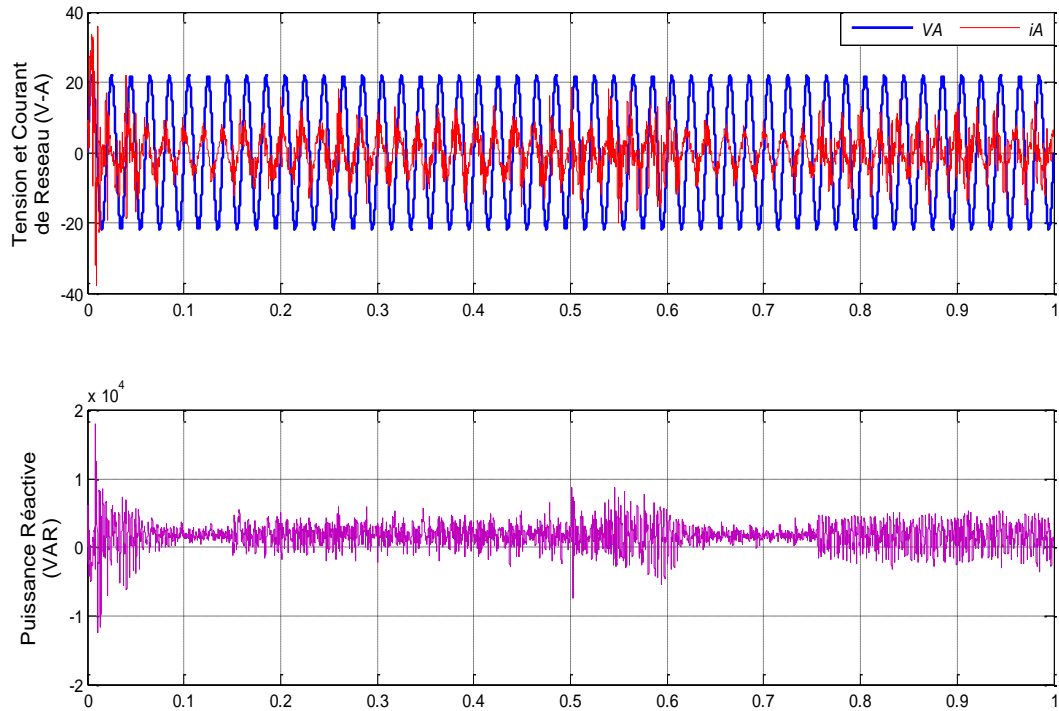


Figures(3-5): performances de la vitesse, du couple et du flux et du courant et du tension statorique.

L'objectif du premier test ci-après, est de contrôler seulement le couple et le flux de la machine sans minimisation de la puissance réactive coté réseau, ce qui correspond à utiliser la fonction de cout de la relation (3-18). Les profils de la vitesse de rotation, du couple électromagnétique, du flux statorique, des courants statoriques ainsi que celui de la tension de sortie délivrée par le DMC sont illustrés par l'ensemble des figures (3-5)

Les figures (3-6) illustrent les allures du courant d'entrée, de la tension d'alimentation et de la puissance réactive consommée par le réseau, sans activation de l'algorithme de minimisation de la puissance réactive en employant la relation (3-27), pour contrôler seulement le couple et le flux de la machine. Comme on peut le constater, le courant d'entrée est largement distordu, son allure n'est plus sinusoïdale présentant ainsi un déphasage majeur

avec la tension du réseau. Ce qui se traduit par une consommation excessive de la puissance réactive de la part du réseau qui devient ainsi très pollué.



Figures(3-6) :(a) Courant et tension (Vs/20) (b) puissance réactive consommée sans minimisation.

3.8. Minimisation de la puissance réactive

Parmi les avantages du convertisseur DMC, 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 (3-2). Des objectifs multiples peuvent être atteints en même temps en ajoutant un autre terme dans la fonction de cout (3-27) comme suit [20] :

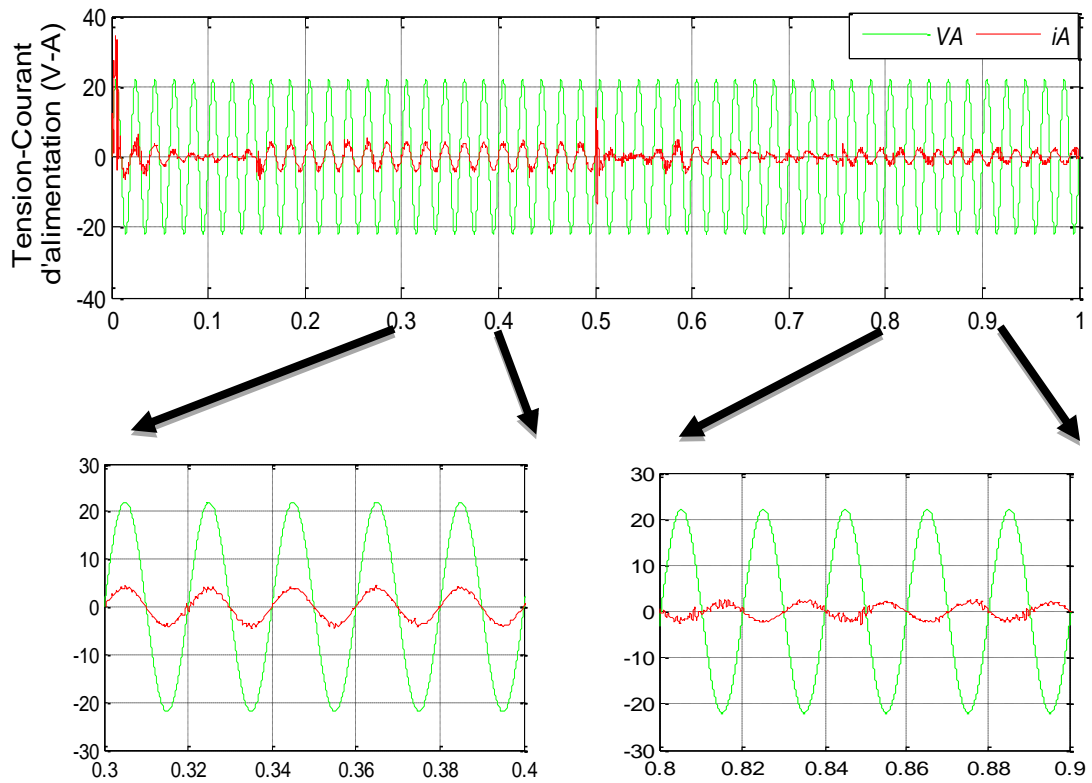
$$F = \frac{(C^*(k+1) - Ce^p(k+1))^2}{Cn^2} + \frac{(\Phi_s(k+1)^* - \Phi_s^p(k+1))^2}{\Phi_{sn}^2} + \lambda |Q^*(k+1) - Q(k+1)| \quad (3-27)$$

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 :

$$Q(k+1) = V_{ps\beta}(k+1)i_{ps\alpha}(k+1) - V_{ps\alpha}(k+1)i_{ps\beta}(k+1) \quad (3-29)$$

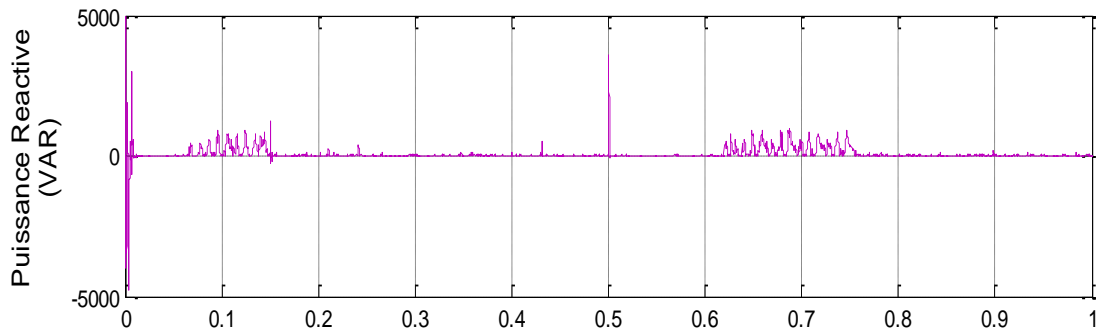
$V_{ps\alpha}$, $V_{ps\beta}$, $i_{ps\alpha}$, $i_{ps\beta}$, sont les composantes de la tension et du courant coté réseau.

Le second essai est réalisé en activant l'algorithme de minimisation de la puissance réactive. La fonction de cout (3-27) 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 a ceux des figures (3-5), alors que pour le coté réseau, les signaux des courants d'entrée sont nettement meilleurs. En effet, les figures (3-7) 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.



(a.1) : i_A en phase avec V_A

(a.2) : i_A en opposition avec V_A



Figures(3-7) : (a) Courant et tension d'entrée (Vs/20) (b) Puissance réactive consommée par le réseau lorsque lamda=0.05.

3.9. Conclusion

Une stratégie de contrôle prédictive du couple et du flux avec minimisation de la puissance réactive est appliquée à convertisseur matriciel direct DMC. 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.

Conclusion générale

Conclusion générale

La commande prédictive appliquée à la machine asynchrone triphasée est présentée dans notre travail. Une fonction de cout minimisant en premier lieu l'erreur quadratique entre les grandeurs de références et ceux mesurés ou estimés pour le couple et le flux de la machine est donnée pour cette commande. Ensuite, d'autres termes sont ajoutés à la fonction de cout formulée initialement pour la prise en compte d'autres contraintes et objectifs que nous voyons indispensable pour le bon fonctionnement de la chaine de conversion électromécanique, comme la compensation de la puissance réactive en fonctionnant avec un facteur de puissance unitaire coté réseau.

Au premier chapitre, nous avons donné un aperçu général sur la modélisation de la MAS les plus populaires.

Au second chapitre, une certaine méthodologie est présentée pour la commande prédictive du couple et flux de la MAS. D'abord la philosophie de commande est donnée en détails, ensuite les topologies matricielles pour les variateurs de vitesse sont d'une actualité accrue. En effet le convertisseur matriciel direct est présenté au dixième parti.

Au troisième chapitre : Une modélisation du convertisseur bien adaptée pour la commande prédictive est donnée en détails, le convertisseur direct un des avantages majeurs qu'offrent ces structures avec la commande prédictive en plus de la commande du couple et du flux, c'est la minimisation de la puissance réactive coté source. En effet un troisième terme est inclus dans la fonction de cout ayant pour rôle de fonctionner avec un facteur de puissance quasi unitaire.

Parmi les perspectives à donner à ce travail et qui nous paraissent très utiles, nous pensons à :

- ✓ Adjonction d'une technique d'optimisation en temps réel des paramètres de pondération de la fonction de cout.
- ✓ Etendre l'étude aux topologies matricielles (Sparse, Very Sparse, Ultra Sparse, Etage inverseur).

Références

- [1] Adel Merabet «Commande non linéaire à modèle prédictif pour unemachine asynchrone», Mémoire d'ingénierie, université quèbec Mai 2007.
- [2] Monsieur toufouti riad, «Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone», Thèse de magister, université mentour_ constantine, 2008.
- [3] A. Rahal et M.F Edjiri, «Contrôle direct du couple de la machine asynchrone », Mémoire d'ingénierie, université Msila 2004.
- [4] F. NACERI, «La commande vectorielle indirect et directe d'une machine asynchrone alimentée en tension », Mémoire de fin d'étude université de Batna 2000.
- [5] Dr. Nasri « La Commande Vectorielle indirecte& direct d'une machine asynchrone alimentée en tension » Mémoire de fin d'étude université de BATNA 2000
- [6] Z. Lammouchi, K.Barra, « predictive direct torque and flux control of an induction motordrive based on multilevel converter approach » , J. Electrical Systems ,Pp. 137-149, Vol.9-2(2013).
- [7] 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», thèse de magister d'électrotechnique université de Biskra 2007.
- [8] 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.
- [9] M. Abd elkebir et N. Merzoug, «contrôle direct de couple d'une machine a induction», mémoire d'ingénieur université de Msila, juin 2005.
- [10] L. Zakaria and K. Barra, "Finite States Predictive Torque and Flux control of Induction Motor Drive", International Conference on Electrical Engineering Batna. Octobre 2012.

- [11] K. Barra Z. Lammouchi , “Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive Based on Multilevel Converter Approach”. *Journal of Electrical Systems JES*, ISSN 1112-5209 ,Vol 9, Issue 2, pp. 137-149 , June 2013.
- [12] P.Kazmierkowski, M., R.Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics: Selected Problems*, ed. E. Science2002, San Diego: Academic Press. 518.
- [13] Grbovic, P .J., e t a l., 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.
- [14] Noguchi, T., et al., Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1998.: p. 473-479.
- [15] Ohnishi, T. Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control. in *Proceedings of the 1991 International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation - IECON '91*, October 28, 1991 - November 1, 1991. 1991. Kobe, Jpn: Publ by IEEE.
- [16] Meng Yeong Lee, “Three-level Neutral-point-clamped Matrix Converter Topology “,PHD thesis of University of Nottingham, March 2009.
- [17] F.s Gruson , “Modulation naturelle généralisée des convertisseurs matriciels poula variation de vitesse “,PHD thèse Université de Lille, Décembre 2010.
- [18] F.t Morel , “Commande Direct Appliqué à une Machine synchrone à Aimants permanents alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé “,PHD thèse Université de Lyon, Décembre 2007.
- [19] R. Vargas *et al.*, “Predictive Current Control of an Induction Machine Fed by a Matrix Converter With Reactive Power Control “, *IEEE Transactions on power Electronics* , Vol. 55, No. 12, Dec. 2008.
- [20] 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*, Vol15, Decembre 2015.
- [21] K. Barra Z. Lammouchi , Predictive Direct Torque and Flux Control of an Induction Motor Drive fed by a Direct Matrix Converter with Reactive Power Minimizatio Networking,

Sensing and Control (ICNSC), 2013 10th IEEE International Conference, N. 13612756, 10-12 April 2013.

[22] Patrick Wheeler et al. “Predictive Current Control Applied to a Matrix Converter: an Assessment with the Direct Transfer Function Approach,” IEEE Trans. Ind. Electron., Vol 978-1-4244-5697- March 2010.

[23] 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.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée:

P_n	Puissance nominale	4	k.w
V_n	Tension nominale	220/380	V
f_s	Fréquence d'alimentation	50	Hz
P	Nombre de paires de pôles	2	Pole
Ω	Vitesse nominale	1500	tr/min
C_r	Couple résistant	28	N.m
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
J	Inertie du moteur	0.070	Kg.m^2
M	Inductance mutuelle	0.150	H
F	Coefficient de frottement	0	SI