

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8 Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique

Réf:...../2019



MEMOIRE

Présenté pour l'obtention du **diplôme** de **MASTER Académique**

Domaine: Sciences et Technologie

Filière: Electromécanique

Spécialité: Electromécanique

Par: Haddad Aiman et Bensaad Akram

Thème

**Commande Robuste d'un Système Electromécanique
Non- linéaire par Adaptation Paramétrique
" Application à la Machine à Induction"**

Soutenu publiquement, le 02/07 /2019 , devant le jury composé de:

M. MENDACI Sofiane
M.BENLALOUI Idriss
M. BOUZIT Ali

MCA
MCB
MAA

Univ. Guelma Président
Univ. Guelma Encadreur
Univ. Guelma Examineur

Année Universitaire: 2018/2019

Remerciements

On doit de jour sa clarté, à la nuit sa sérénité,

A la terre sa richesse et sa bonté,

A chacun on doit quelque chose...

On doit à ceux qui nous ont aidé et soutenu un sentiment qui ne saurait être traduit.

En leur disant leur simplement "merci..."

On tient à exprimer nos vifs remerciements à :

DIEU, tout-puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné durant toutes ces années d'études, afin que nous puissions en arriver là.

Notre promoteur Dr. I. BENLALOUI pour ses remarques pertinentes. Lui qui n'a pas cessé de nous accompagner. Ses conseils, ses encouragements, son soutien moral nous ont été d'un grand apport.

Notre président Dr. S. MENDACI pour Ses conseils, ses encouragements, son aide et d'avoir accepté de présider et d'honorer de sa présence le jury de soutenance du présent mémoire.

Nos professeurs qui ont contribué de près ou de loin à notre formation, qui nous ont permis de rédiger ce mémoire, pour leurs aides, pour leurs encouragements et leurs soutiens moral qu'ils nous ont portés tout au long de ce travail.

Aux membres de jury à qui nous exprimons nos profondes gratitude et nos entières reconnaissances de bien vouloir accepter de juger ce travail.

Enfin , on remercie aussi toutes les personnes qui nous ont aidé de près ou de loin à la rédaction de ce mémoire.

Haddad Aiman et Bensaad Akram

Dédicaces

*A toute ma famille, en particulier à **nos parents** ;*

A tous nos amis chacun en son nom ;

A tous les musulmans convaincus que la seule richesse est la bonne foi et que le seul modernisme est l'islam.

Haddad Aiman et Bensaad Akram

ملخص

تعمل مستشعرات الموضع والسرعة والتدفق من جهة ،على تعزيز خصائص العمل للأنظمة الكهروميكانيكية (ELM) مثل "المحركات الغير متزامنة " ، ولكنها من جهة أخرى، تزيد من تكلفة التحكم وتفسد خاصة الصلابة للمحرك الغير متزامن. لذلك ، فإن ما يسمى التحكم دون وجود مستشعر مادي تحظى بالكثير من الاهتمام. في هذا السياق ، ولتحقيق مستوى عالٍ من الأداء ، نستخدم تقنية النظام التكيفي بواسطة النموذج المرجعي MRAS من أجل إنشاء مستشعر برمجي للسرعة وآخر لمقاومة الدوار بالارتكاز على نظرية Lyapunov، وذلك لتعزيز بنية التحكم مع ضمان الاستقرار والامتانة أيضاً. اختبارات المحاكاة تؤكد صحة طريقة MRAS.

الكلمات المفتاحية : محرك غير متزامن- تحكم شعاعي- تحكم دون مستشعر مادي-تقنية النظام التكيفي مع النموذج المرجعي- نظرية Lyapunov

Résumé

Les capteurs de position, de vitesse et de flux améliorent les caractéristiques de fonctionnement des systèmes électromécaniques (ELM) tels que «les entraînements du moteur à induction», mais ils augmentent également le coût de l'entraînement et gâchent la robustesse inhérente du moteur à induction. Par conséquent, les entraînements dits sans capteur ont suscité beaucoup d'attention. Dans ce contexte et dans le but d'atteindre un haut niveau de performance, nous utilisons la technique MRAS pour l'observation des systèmes ELM non-linéaires. L'observateur concerne la vitesse de rotation et la résistance rotorique du moteur asynchrone, ce dernier vient renforcer la structure de la commande vectorielle sans capteur de vitesse, le contrôle est assuré par des régulateurs issue de théorie de Lyapunov. Les tests de simulation vient confirmer la validité de la méthode MRAS.

Mots-clés: Machine à Induction, Commande Vectorielle, Commande Sans Capteur de Vitesse, Estimateurs MRAS, Fonction de Lyapunov.

Abstract

The position, speed, and flux sensors enhance operating characteristics of Electromechanical (ELM) Systems such as "the induction motor drives", but they also increase the cost of the drive and spoil the inherent ruggedness of the induction motor. Therefore, the so-called sensorless drives have been receiving a lot of attention. In this context and in order to achieve a high level of performance, we use the MRAS technique for observation of nonlinear ELM systems. The observer relates the speed and rotor resistance of the induction motor, it reinforces the structure of the sensorless oriented vector control. The stability and robustness were also guaranteed by the Lyapunov function. Simulation tests confirm the validity of MRAS method.

Key-words: Induction Machine, Vector Control, Sensorless Control, MRAS Estimator, Lyapunov Function.

Listes des Symboles et Abréviations

MAS	Machine asynchrone
MI	Machine à induction
MLI	Modélisation de Largeur d'Impulsion..
PI	Proportionnel Intégral
CVI	Commande Vectorielle Indirecte
d, q	Indices pour les composantes de Park directe et quadrature,
(\wedge)	Signe de valeur estimée
ref	Signe de valeur de référence
Ω	Vitesse de rotation mécanique du rotor [rd/s]
ω	Vitesse de rotation électrique du rotor ($\omega = p\Omega$) [rd/s]
s	Opérateur de Laplace.
L_d	Inductance propre cyclique rotorique [H]
L_q	Inductance propre cyclique statorique [H]
R_s	Résistance statorique [Ω]
C_e	Couple électromagnétique [Nm]
C_r	Couple mécanique résistant (couple de charge) [Nm]
f	Coefficient de frottement visqueux [SI] où [Nm.s/rad]
J	Moment d'inertie de l'entraînement [kg.m ²]
p	Nombre de paire de pôles
U_c	Tension de l'étage continu de l'onduleur [V]
V_p	Amplitude de la porteuse [V]
\bar{I}_s	Vecteur complexe du courant statorique
x	Variable à régler
V	Fonction définie positive.
X	Vecteur d'état
Y	Vecteur d'observation
σ	Coefficient de dispersion Totale.
T_r	Constante de temps rotorique.
L_m	Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

e_{sd} Le terme de couplage à compenser sur l'axe d.

e_{sq} Le terme de couplage à compenser sur l'axe q.

- ❖ D'autres symboles et abréviations spécifiques peuvent être définis dans les chapitres, s'il y a lieu.

Listes des Figures

Figure I.1: Machine asynchrone à cage d'écureuil -----	4
Figure I.2: Construction d'une machine asynchrone à cage d'écureuil-----	5
Figure I.3 : Vue schématique du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines, Enroulement statorique d'une machine a 4 pôles)-----	6
Figure I.4 : Vue schématique du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit. -----	6
Figure I.5 : Modèle de la MAS triphasée -----	7
Figure I.6 : Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé -----	12
Figure I.7: Schéma bloc de la transformation de Park -----	15
Figure I.8 : Schéma de bloc de modèle de la machine asynchrone-----	16
Figure I.9: Schéma bloc de la transformation de Park modifié-----	16
Figure I.10 : Schéma bloc global de simulation de la MAS alimentée en tension -----	17
Figure I.11: Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. -----	18
Figure I.12 : Principe de la commande MLI. -----	20
Figure I.13 : Schéma bloc de simulation de MLI-----	21
Figure I.14 : Schéma bloc de simulation de l'onduleur à MLI -----	21
Figure I.15 : Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur -----	22
Figure I.16 : Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension sinusoïdale avec un démarrage à vide et en charge nominale à $t=1.5s$ -----	23
Figure I.17 : Résultats de simulation de la MAS alimentée avec un onduleur de Avec un démarrage à vide et en charge nominale à $t=1.5s$ -----	24
Figure II.1 : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu -----	27
Figure II.2 : Référentiel lié au flux Sur l'axe d -----	28
Figure II.3 : Représentation du bloc d'estimateurs-----	30
Figure II.4 : Structure du bloc de découplage-----	31
Figure II.5 : Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq} -----	31

Figure II.6 : Bloc de compensation e_{sd}	32
Figure II.7 : Bloc de compensation e_{sq}	32
Figure II.8 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) en tension sans capteur de vitesse.	33
Figure II.9 : Schéma de la régulation de la vitesse.....	34
Figure II.10 : Schéma de la régulation du couple.....	35
Figure II.11 : Les échelons des charges résistives et de couple résistif appliqué sur la machine.....	37
Figure II.12 : Comportement de la commande vectorielle de la machine asynchrone.....	37
Figure II.13 : Comportement de la commande vectorielle de la machine asynchrone avec une augmentation en R_r de 50%.....	38
Figure II.14 : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse Pour $1/T_r=50\%$ $1/T_{rn}$	38
Figure III.1 : Structure MRAS.....	42
Figure III.2 : Estimation de la vitesse par la méthode de MRAS basée sur le flux rotorique.....	46
Figure III.3 : Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.....	48
Figure III.4 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI) Sans capteur de vitesse.....	49
Figure III.5 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS.	51
Figure III.6 : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse pour $R_r = 50\% * R_{rn}$	52

SOMMAIRE

Remerciements

Dédicaces

Résumé

Liste des Symboles et Abréviations

Liste des Figures et Tableaux

Introduction Générale

Problématique

Objectif du Travail

Structure du Mémoire

Chapitre Un

Modélisation de l'ensemble MAS -Convertisseur Statique

I.1	Introduction	3
I.2	Constitution et fonctionnement de la MAS à cage	4
I.2.1	Définition de la MAS	4
I.2.2	Constitution de la MAS à cage	4
I.2.3	Le stator	5
I.2.4	Rotor à cage	5
I.2.5	Principe de fonctionnement	6
I.3	Modélisation de la machine asynchrone	7
I.3.1	Hypothèses simplificatrices	7
I.3.2	Equations générales	7
I.3.2.1	Equations électriques	8
I.3.2.2	Equations magnétiques	8
I.3.2.3	Equations mécanique	10
I.3.3	Modélisation dans le repère de Park	10
I.3.3.1	Equations électriques	12
I.3.3.2	Equations magnétiques	12
I.3.3.3	Equations mécaniques	13
I.3.4	Choix des vecteurs d'état	13
I.3.4.1	Représentation d'état	13
I.3.5	Choix du référentiel au stator	15
I.3.5.1	Mise en œuvre des matrices de passage triphasée (α, β)	15
I.4	Modélisation de l'onduleur à deux niveaux	17

I.4.1	Technique de modulation de largeur d'impulsion	19
I.4.2	Schéma bloc de génération des signaux MLI	21
I.5	Résultats de simulation de la MAS	22
I.9	Conclusion	25

Chapitre Deux

Commande Vectorielle par Orientation de Flux Rotorique

II.1	Introduction	26
II.2	Principe du découplage	27
II.3	Principe de la commande vectorielle	27
II.4	Les estimateurs utilisés dans la commande	29
II.5	Principe du découplage par compensation	30
II.6	Schémas de simulation de la compensation	32
II.6.1	Détermination de ϕ_r	32
II.6.2	Détermination de ω_s et θ_s	32
II.7	Schéma de structure générale de la commande vectorielle de la machine asynchrone	33
II.8	Calcul des régulateurs	33
II.8.1	Régulateur de vitesse	34
II.8.2	Régulateur de couple	35
II.9	Résultats de simulation	36
II.10	Conclusion	40

Chapitre Trois

Commande Vectorielle Sans Capteur de Vitesse basée sur MRAS

III.1	Introduction	41
III.2	Système adaptatif avec modèle de référence MRAS	42
III.2.1	MRAS basé sur l'estimation du flux rotorique	42
III.3	Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par la technique MRAS	46
III.4	Schémas de simulation et résultats	49
III.5	Conclusion	53

Conclusion Générale

Travail Accompli

Difficultés et Problèmes Rencontrés

Suggestions et Perspectives

Références Bibliographiques

Annexes

Introduction Générale

*" Se trouver ensemble est un débat,
Rester ensemble est un progrès,
Travailler ensemble est un succès".*

T. ROOSEVELT

Introduction générale

Problématique

Pourquoi on parle de la commande robuste du système électromécanique (ELM) " la machine a induction -MAS-" ?

Grace à sa simplicité de construction, sa robustesse, son faible cout, et son excellente fiabilité, les machines asynchrones sont les plus utilisées dans l'ensemble des applications industrielles [1]. Ces avantages rendent ce type de moteur, apprécié pour réaliser des entrainements électriques à vitesses variables performants [2], De part sa structure, la commande de la machine asynchrone est très complexe. Cette complexité réside dans le couplage naturel existant entre le flux et le couple parce que les variations du couple provoquent des variations du flux mais ce qui n'est pas le cas pour les machines à courant continu [3].

De nos jour, et grâce à la technologie de traitement numérique des signaux et l'évolution de l'électronique de puissance, il est devenu possible d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu où il y a un découplage naturel entre le flux et le courant par la commande vectorielle [4].

La stratégie de cette commande basée sur l'orientation du flux rotorique, et donc, nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et le faire coïncider avec l'axe direct (d) tournant à la même vitesse synchrone [5]. Aujourd'hui, elle est reconnue comme étant la technique la plus répandue dans le domaine de la commande des machines électriques

Cette technique de réglage nécessite de connaitre avec précision la vitesse de rotor dans la boucle externe de contrôle de la vitesse par la méthode directe (boucle fermée) ou la méthode indirecte (boucle ouverte), la méthode directe est attribuée aux capteurs de vitesse qui fournissent cette information [2]. Bien que ces capteurs soient généralement performants mais ils présentent beaucoup d'inconvénients : Ils augmentent la masse, le volume, et le cout. En plus, il exige beaucoup de matériaux tels que: nombre de câbles,....etc.

Pour éviter ces problèmes, la commande vectorielle sans capteur de vitesse est donc devenue la commande la plus utilisée.

Objectif du travail

Le travail présenté a pour but d'augmenter nos connaissances dans ce domaine. Il est consacré à l'étude et la simulation de la commande vectorielle à flux orienté avec et sans capteur de vitesse par l'estimation de la vitesse et les paramètres du système à partir des grandeurs mesurées (par la technique du système adaptatif avec modèle de référence MRAS).

Structure du mémoire

Notre présent mémoire est constitué de trois chapitres :

Le premier chapitre présentera un aperçu sur la machine à induction (constitution, principe de fonctionnement, modélisation ...). En mettant en relief l'étude de l'onduleur de tension piloté par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), puis, on terminera par la simulation numérique du système sans et avec onduleur.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique avec capteur de vitesse, nous présenterons également le réglage de la vitesse et du couple de la machine asynchrone par le régulateur (PI), et on illustrera les résultats obtenus par simulation.

Le troisième chapitre s'intéressera à l'application de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur la technique du système adaptatif avec modèle de référence (MRAS) pour estimer des grandeurs et paramètres (vitesse, résistance rotorique).

Une conclusion générale permettra de rassembler un certain nombre de remarques nécessaires à l'amélioration de ce travail. Ensuite, les problèmes rencontrés durant la réalisation de ce travail. On terminera par des suggestions et perspectives sur les projections de ce travail.

Chapitre Un

Modélisation de l'ensemble MAS -Convertisseur Statique

"En toute chose, il n'y a qu'une manière de commencer, quand on veut discuter convenablement : il faut bien comprendre l'objet de la discussion".

I.1.Introduction

En général, les Systèmes Electromécanique telles que les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres, trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes. Parmi ces machines on cite ; la machine à courant continu (MCC), asynchrone (MAS), synchrone (MS)...etc.

Les moteurs asynchrones triphasés cumulent de multiples avantages : ils sont simples, robustes et faciles d'entretien. Toutes ces raisons expliquent leur popularité en milieu industriel.

La progression technologique de la microélectronique et l'électronique de puissance a rendu possible l'implémentation des commandes performantes de cette machine associée à un convertisseur statique faisant d'elle un concurrent redoutable dans les secteurs de la vitesse variable et le contrôle rapide du couple.

Par conséquent, l'étude du régime de fonctionnement transitoire et permanent de l'association machine asynchrone-convertisseur nécessite l'élaboration d'un modèle mathématique qui tient compte des différents phénomènes enregistrés dans celle-ci. La modélisation est indispensable quelque soit l'objectif de l'étude envisagée qu'elle soit commande ou surveillance [6].

Dans ce chapitre, on donnera la constitution, le principe de fonctionnement et la modélisation de la machine asynchrone : les hypothèses simplificatrices, les équations qui traduisent le modèle réel de la machine (machine triphasée), le modèle général de Park, duquel nous choisirons après, le repère d'observation, la représentation d'état. Ensuite, on passera à la modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux, on terminera par la présentation des résultats de la simulation du modèle complet de l'association machine asynchrone-onduleur de tension en utilisant le block «Simulink» sous le logiciel «MATLAB».

I.2. Constitution et fonctionnement de la MAS à cage

I.2.1. Définition de la MAS

On appelle MAS toute machine qui, ayant un nombre de paires pôles, et étant reliée à un réseau de fréquence (f) (machine alternatif), ne tourne pas exactement à la vitesse de synchronisme ($60 \cdot f / p$).

Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types,[7]:

- Les machines d'induction (à cage d'écureuil).
- Les machines à collecteur (à rotor bobiné).

On parle généralement de moteurs asynchrones (c.à.d. destinés à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique), le plus utilisé dans l'ensemble des applications industrielles et lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction.

La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence (f_s) (stator). La figure (I.1), représente une machine asynchrone à cage d'écureuil.



Figure I.1 : Machine asynchrone à cage d'écureuil

I.2.2. Constitution de la MAS à cage

Le moteur asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source.

Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Dans notre étude, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

La figure (I.1), représentée la Construction d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

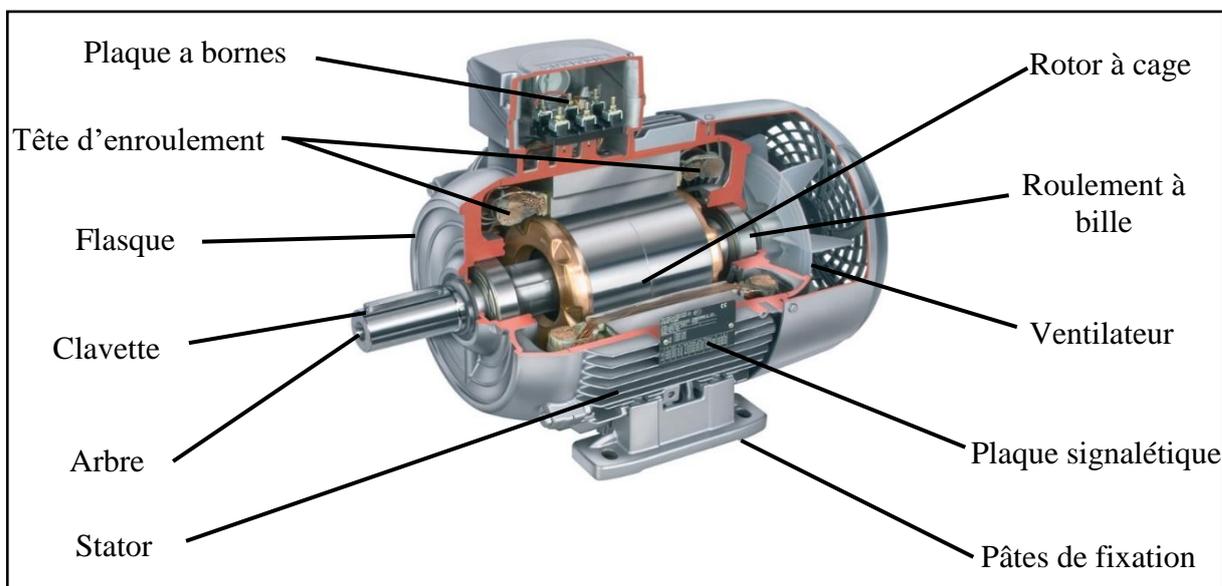


Figure I.2 : Construction d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

I.2.3. Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste (au moins dans son principe) le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine. (Voir figure I.3).

I.2.4. Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. [8]. (Voir figure I.4 dans la page suivante).

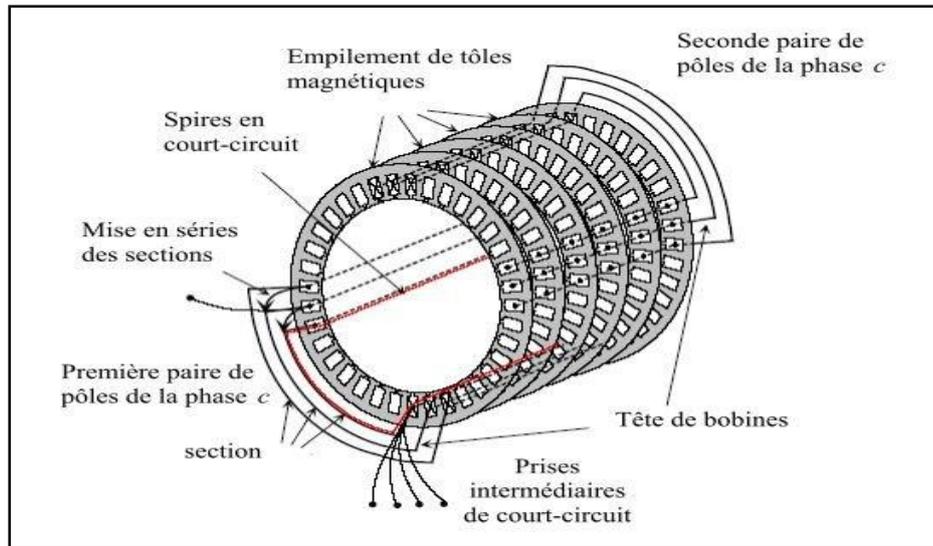


Figure I.3 : Vue schématique du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines, Enroulement statorique d'une machine à 4 pôles)

I.2.5. Principe de fonctionnement

Le moteur d'induction se comportant comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit. Le primaire (stator) recevant des courants de pulsation ω_s crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone. Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des forces électromotrices et donc, des courants, puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est dû à l'action du flux primaire sur les courants secondaires induits.

Le moteur tourne à une vitesse ω_m d'autant inférieure à ω_s que le couple résistant sur son arbre est plus grand. On appelle glissement (g) l'écart des vitesses angulaires synchrones ω_s et réel ω_m rapporté à la vitesse angulaire synchrone comme dans la relation $g = \omega_s - \omega_m / \omega_s$.

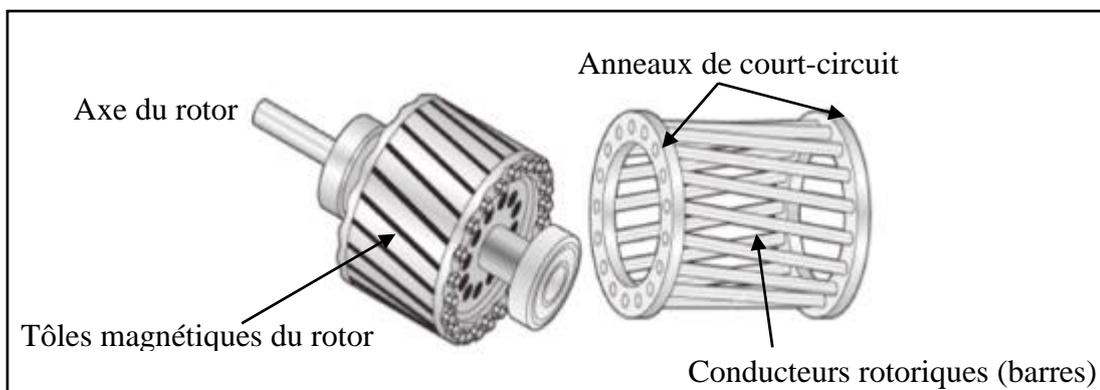


Figure I.4 : Vue schématique du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit

I.3.Modélisation de la machine asynchrone

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable. Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant, alors, les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle donc d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (S_a , S_b et S_c) régulièrement déphasées de $(2\pi/3)$ radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (R_a , R_b et R_c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de $(2\pi/3)$ radians électriques [9]. La figure I.5 ce dessous illustre le modèle de la MAS triphasée :

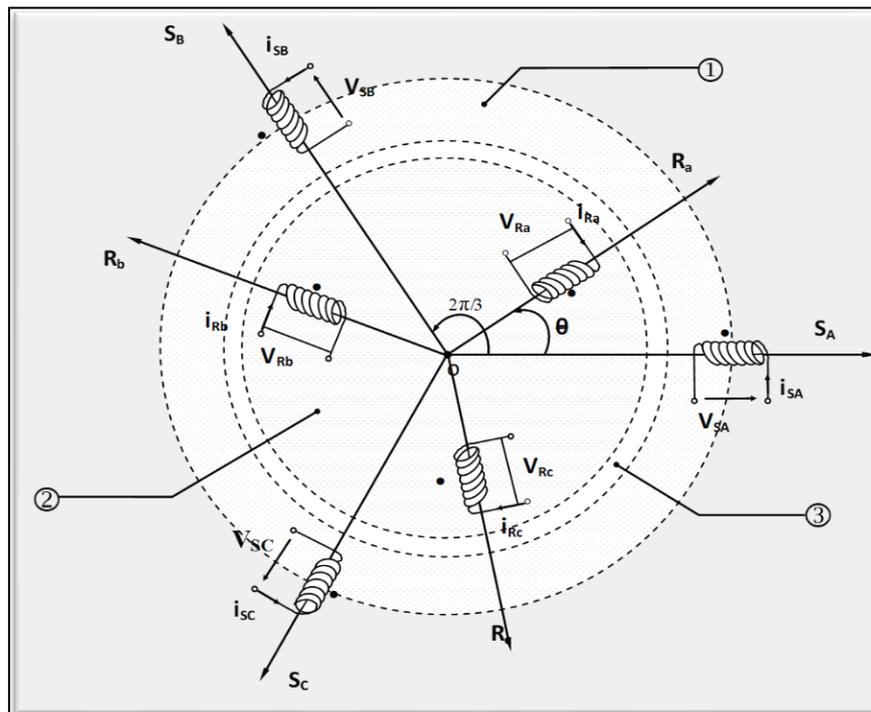


Figure I.5 :Modèle de la MAS triphasée

I.3.2. Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

Les équations électriques, les équations magnétiques et les équations mécaniques.

I.3.2.1. Equations électriques

Les tensions des trois phases statorique et rotorique s'écrivent [8], [6], [7] :

- Le stator;

$$[V_s] = [R][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad (I.1)$$

Tel que :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

- Le rotor ;

$$[V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad (I.3)$$

Tel que

$$[V_r] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

En désignant par :

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : les tensions appliquées aux trois phases du stator.
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : les courants qui parcourent les enroulements statorique.
- $\phi_{sc}\phi_{sb}\phi_{sa}$: les flux résultants à travers ces trois phases .
- R_s : la résistance de chaque enroulement du stator.

Et en adoptant pour le rotor les mêmes notations, au remplacement de l'indice « s » par l'indice « r » près.

I.3.2.2. Équations magnétiques

Pour évaluer les flux, on remarque que l'entrefer étant constant, le stator et le rotor étant triphasés et de construction symétrique, les inductances propres et les mutuelles entre phases d'un même enroulement sont constantes et égaux.

Soit alors les définitions des inductances suivantes :

- L_s : inductance propre d'une phase statorique tel que ($L_s = L_{sa} = L_{sb} = L_{sc}$).

- M_s : inductance mutuelle entre deux phases du stator tel que ($M_s = M_{sa, sb} = M_{sa, sc} = M_{sb, sc}$).
- L_r : inductance propre d'une phase rotorique tel que ($L_{ra} = L_{rb} = L_{rc}$).
- M_r : inductance mutuelle entre deux phases rotorique tel que ($M_r = M_{ra, rb} = M_{ra, rc} = M_{rb, rc}$).

Donc, les équations des flux sont exprimées comme suit :

- Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s & M_{sa,ra} & M_{sa,rb} & M_{sa,rc} \\ M_s & L_s & M_s & M_{sb,ra} & M_{sb,rb} & M_{sb,rc} \\ M_s & M_s & L_s & M_{sc,ra} & M_{sc,rb} & M_{sc,rc} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

- Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_{ra,sa} & M_{ra,sb} & M_{ra,sc} & L_r & M_r & M_r \\ M_{rb,sa} & M_{rb,sb} & M_{rb,sc} & M_r & L_r & M_r \\ M_{rc,sa} & M_{rc,sc} & M_{rb,sc} & M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Par concaténation des deux formes matricielles, on aura

$$\begin{bmatrix} \phi_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Tel que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}; [\phi_s] = \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix}; [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}; [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [L_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

I.3.2.3.Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre,etc.), il faut ajouter l'équation de mouvement (I.10) au système d'équations différentielles [9] :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{I.10})$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (\text{I.11})$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices $[M_{sr}]$ et $[M_{rs}]$ dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent, donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [10].

I.3.3. Modélisation dans le repère de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous a choix entre trois repères. Le premier est garder fixe par rapport au stator, et est communément appelé (α, β) , le second est lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s et est appelé (d, q) , et le dernier garder fixe par rapport au rotor est appelé (x, y) . La modélisation en (α, β) voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique.

Celle en (d, q) voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park.

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les: courants, tensions et flux :

$$[P(\theta_s)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta_s & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$$p[\theta_s]^{-1} = p[\theta_s]^T = \text{transposée de } P[\theta_s]$$

$$[P(\theta_s)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

Le changement de variable relatifs aux tensions, courants et flux est défini par la transformation:

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)] \times \begin{bmatrix} V_{s1} \\ V_{s2} \\ V_{s3} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Ou :

V_{sd} : Composante directe de Park.

V_{sq} : Composante en quadrature de Park.

V_{so} : Composante homopolaire de Park.

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q. Pour avoir en fin :

* Pour les tensions :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} + \omega_s \times \begin{bmatrix} -\phi_{sq} \\ +\phi_{sd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} + \omega_s \times \begin{bmatrix} -\phi_{rq} \\ +\phi_{rd} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

* Pour les flux :

$$[\phi_{sp}] = \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Ls & 0 & 0 \\ 0 & Ls & 0 \\ 0 & 0 & Ls + 2M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + M \times \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$[\phi_{rp}] = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Lr & 0 & 0 \\ 0 & Lr & 0 \\ 0 & 0 & Lr + 2M \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + M \times \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

La figure (I.6) illustre une représentation du passage : d'un système triphasé (a, b,c) à un système biphasé (d,q).

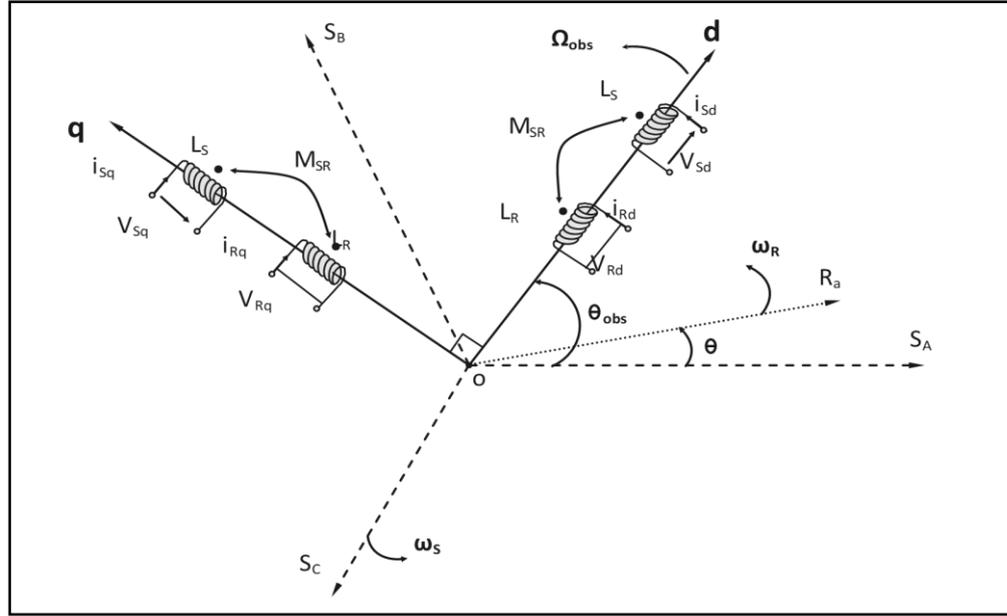


Figure I.6 :Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

I.3.3.1. Équations électriques:

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_c \cdot \Phi_{qs} \quad (I.19)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_c \cdot \Phi_{ds} \quad (I.20)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{qr} = 0 \quad (I.21)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (I.22)$$

I.3.3.2. Equations magnétiques:

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad \text{et} \quad \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \quad (I.23)$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad \text{et} \quad \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \quad (I.24)$$

I.3.3.3. Équations mécaniques :

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r$$

$$C_e = (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (I.25)$$

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \cdot$$

I.3.4 Choix des vecteurs d'état :

$[x] = [I_s, \Phi_r]$: utilisé beaucoup plus pour la commande vectorielle (CV).

I.3.4.1. Représentation d'état

La représentation dépend en premier lieu du référentiel, choisi. Si on considère le repère commun tournant au synchronisme c'est à dire $\omega_{OBS} = \omega_s$, dont, l'avantage est l'obtention de grandeurs constantes en régime permanent. Les équations du modèle de la machine s'écrivent comme suit [7] :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ \bar{V}_r = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_r \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \bar{I}_s + M \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \bar{I}_r + M \bar{I}_s \end{cases} \quad (I.26)$$

Avec:

La pulsation de glissement $\omega_r = \omega_s - \omega$

Par la suite, la modélisation de la machine dépend des variables d'états ; pour notre part le choix est basé sur les composantes du courant statorique et du flux rotorique sur les axes (d, q) . En manipulant les équations des flux, le système d'équations (I.26) peut alors être décrit par :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} I_{ds} &= -\left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{dr} + \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} I_{qs} &= -\omega_s I_{ds} + \left(\frac{1}{T_s \sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r \sigma} \right) I_{qs} - \omega \frac{M}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} + \frac{M}{L_s L_r T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= \frac{M}{T_r} I_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \omega_r \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= \frac{M}{T_r} I_{qs} - \omega_r \Phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} \end{aligned}$$

D'une manière compacte, la machine peut être représenté par la relation suivant:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.27)$$

Avec :

$[X]$: Vecteur d'état ; $X = [I_{ds} \quad I_{qs} \quad \Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]^T$

[U] : Vecteur du système de commande. $U = [V_{ds} \quad V_{qs}]^T$

[A] : Matrice d'évolution d'état du système.

[B] : Matrice de la commande.

Tel que [A] et [B] s'écrivent comme suit :

$$[A] = \begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_c & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_c & \frac{-1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_c - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_c - \omega_m) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}, \quad (I.30)$$

I.3.5.Choix du référentiel au stator:

$$\theta_c = 0 \quad ; \quad \theta_r = -\theta \Rightarrow \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad ; \quad \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Le système d'axes (α, β) : système immobile par rapport au stator, ce système possède des tensions et des courants réels, et on peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif, avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator [11].

I.3.5.1 Mise en œuvre des matrices de passage triphasée (α, β)

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Pour la simulation, dans cette partie on expliquera comment faire le passage d'un ensemble des équations obtenues à partir de la modélisation vers des schémas blocs Simulink :

Les étapes à suivre sont :

Le passage d'un système triphasé à un système biphasé : pour ce passage on utilise les équations de la transformation de Park, ces dernières représentées sur Matlab par deux fonctions, comme le montre la figure (I.7).

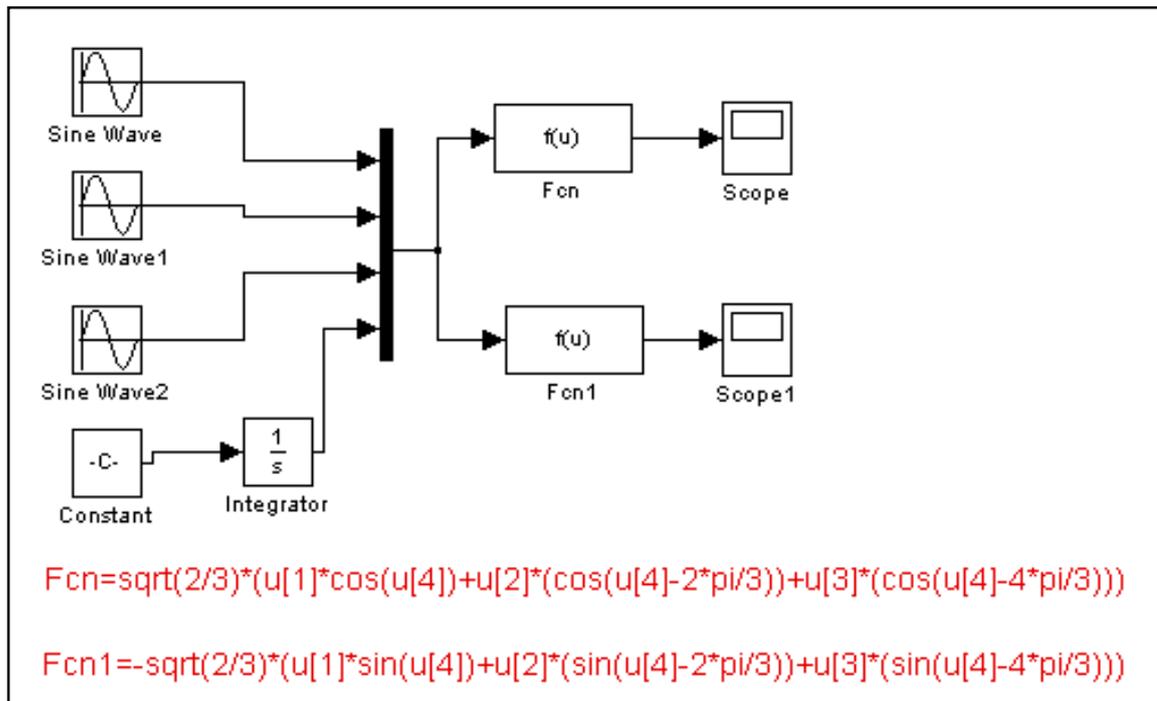


Figure I.7 : Schéma bloc de la transformation de Park :Système triphasé /Système biphasé

↳ Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant

La simulation dans le cas présent, représente la phase de validation du modèle de la machine asynchrone dans le repère lié au stator, la généralisation sur les autres repères pourra se faire de manière analogue. Cette étude ne teste que le modèle dans le cas d'un démarrage direct. Le passage d'un système biphasé à un système triphasé : pour ce passage on utilise les équations de la transformation de Park inverse ou Park modifié, ces dernières sont représentées sur Matlab par trois fonctions, comme le montre sur la figure (I.9).

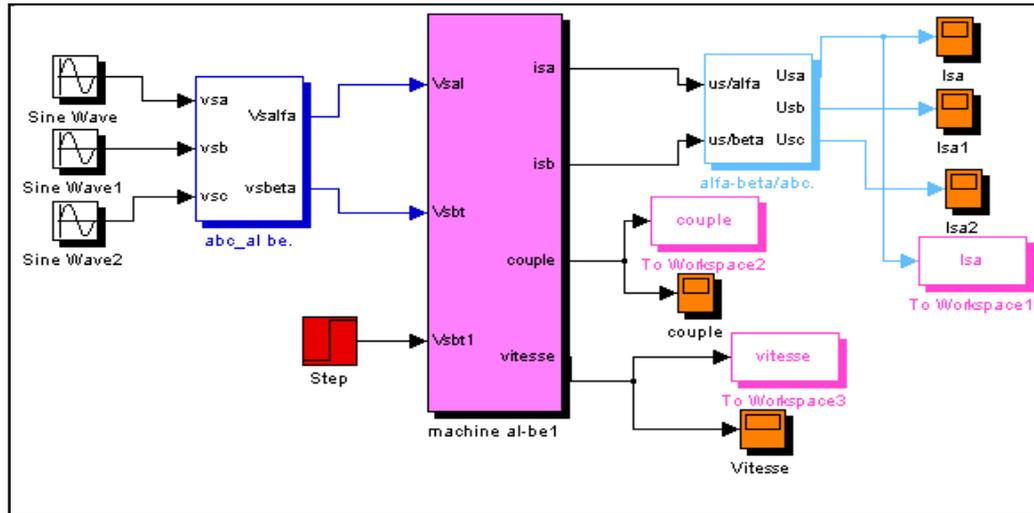


Figure I.10 : Schéma bloc global de simulation de la MAS alimentée en tension

I.4. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

L'onduleur, qui est un dispositif d'électronique de puissance à base de transistors ou thyristors GTO pour les grandes puissances, est le cœur de l'organe de commande de la MAS. Il peut être considéré comme un amplificateur de puissance. Son principe de fonctionnement dépend du séquençement imposé aux interrupteurs,[7].

L'onduleur de tension que l'on projette de modéliser est un onduleur de tension triphasé à deux niveaux, constitué de trois bras, avec deux interrupteurs pour chaque bras. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération pour assurer la continuité du courant dans la charge. La structure d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux, est illustrée sur la figure (I.11).

Les interrupteurs K_{ij} ($i=1,2$ et $j=1, 2,3$) admettent deux états binaires (commutation supposée idéal):

$$F_{ij} = \begin{cases} K_{ij} \text{ fermé, alors } i_{k_{ij}} \neq 0, V_{k_{ij}} = 0 \\ K_{ij} \text{ ouvert, alors } i_{k_{ij}} = 0, V_{k_{ij}} \neq 0 \end{cases}$$

Les tensions composées s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.31)$$

V_{ao} , V_{bo} et V_{co} peuvent être considérées comme des tensions d'entrées à l'onduleur ou « tensions continues », [11].

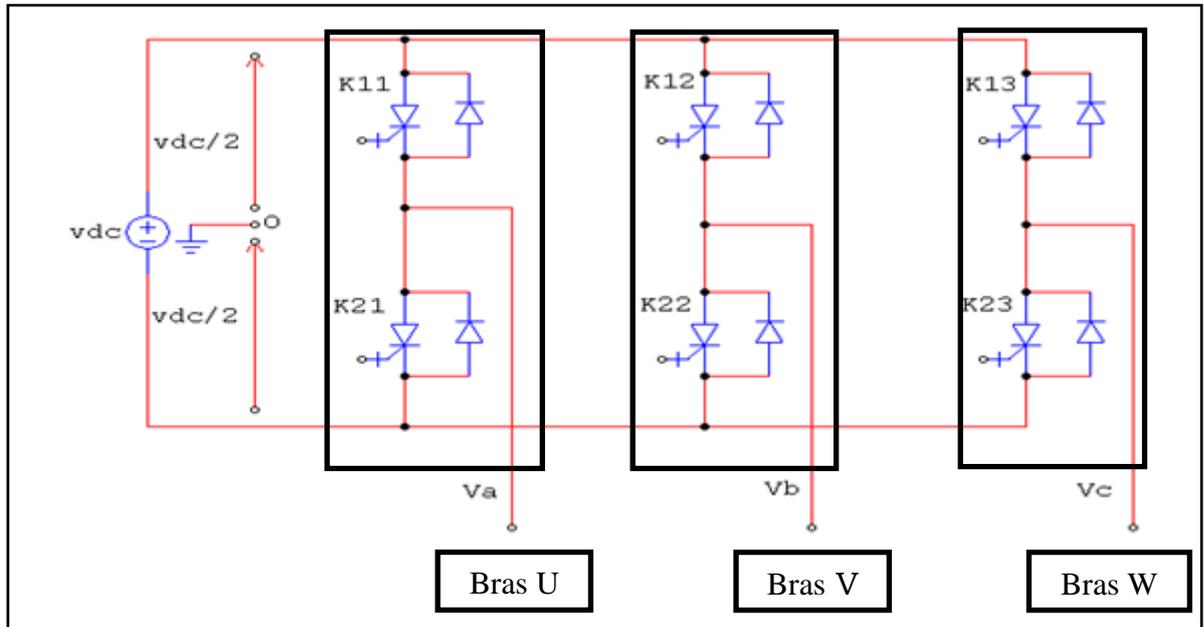


Figure I.11: Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveau

Soit n l'indice du point neutre du côté machine (MAS), alors il vient :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (I.32)$$

V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions de phase et V_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice 'o'. Le système V_{an} , V_{bn} et V_{cn} étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.33)$$

La substitution de (I.32) dans (I.33) aboutit à :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (I.34)$$

Après simplification, on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}(V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3}V_{co} - \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (I.35)$$

- Si V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions de sortie (valeurs alternatives).

Par conséquent, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice $[T]$ assurant le passage continu – alternatif (DC – AC), et on aura alors : $[V_{AC}] = [T] [V_{DC}]$,

ou bien de la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix}. \quad (I.36)$$

Avec :

$$[V_{AC}] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T \quad : \text{Tension alternative.}$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} V_{bo} V_{co}]^T = V_{DC} * [S_1 S_2 S_3] \quad : \text{Tension continue.}$$

Le courant i_s à l'entrée de l'onduleur sera donné par la relation suivante :

$$I_{dc} = S_1 * i_a + S_2 * i_b + S_3 * i_c \quad \text{tel que : } S_i = 0 \text{ ou } 1, (i=1, 2, 3).$$

Remarque : Les commutations sont supposées idéales.

Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs d'un onduleur. La stratégie qu'on choisit est la modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) ou (*PWM*) en anglais.

I.4.1 Technique de Modulation de largeur d'impulsion

La *MLI* (ou *PWM* : Pulse Width Modulation) permet d'obtenir une tension de sortie formée de plusieurs créneaux rectangulaires, dont les largeurs convenablement choisies ont pour but :

- De repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage.
- De faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie.

Le principe de fonctionnement d'une telle commande est illustré par les instants de commutation des interrupteurs qui sont déterminés par l'intersection du signal de référence appelé modulante avec un signal triangulaire de haute fréquence appelée porteuse, qui peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} \leq V_p \end{cases} \quad (I.37)$$

Tel que : V_r : tension de référence, V_p : tension de la porteuse. S_j : signal *MLI* résultant.

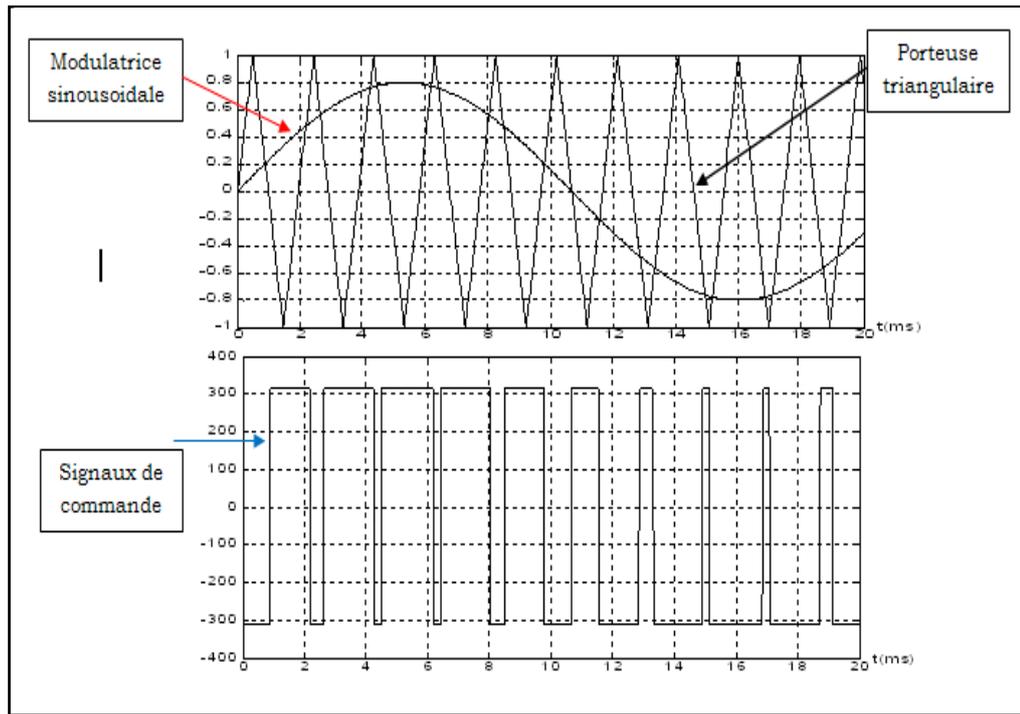


Figure I.12 : Principe de la commande MLI

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport des fréquences de la porteuse f_p sur celle

$$\text{de la référence } f_{ref} : m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} . \quad (I.38)$$

Plus la fréquence de la porteuse (f_p) est élevée plus les harmoniques indésirables sont à fréquence élevée mais les pertes en commutation croissent aussi avec la fréquence, et par conséquent, une diminution du rendement du système, [8].

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) 'r' qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la porteuse V_p :

$$r = \frac{V_{mref}}{V_p} \quad (I.39)$$

I.4.2. Schéma bloc de génération des signaux MLI

Le schéma bloc de la technique du *MLI* sur Matlab est donné par la figure I.12.

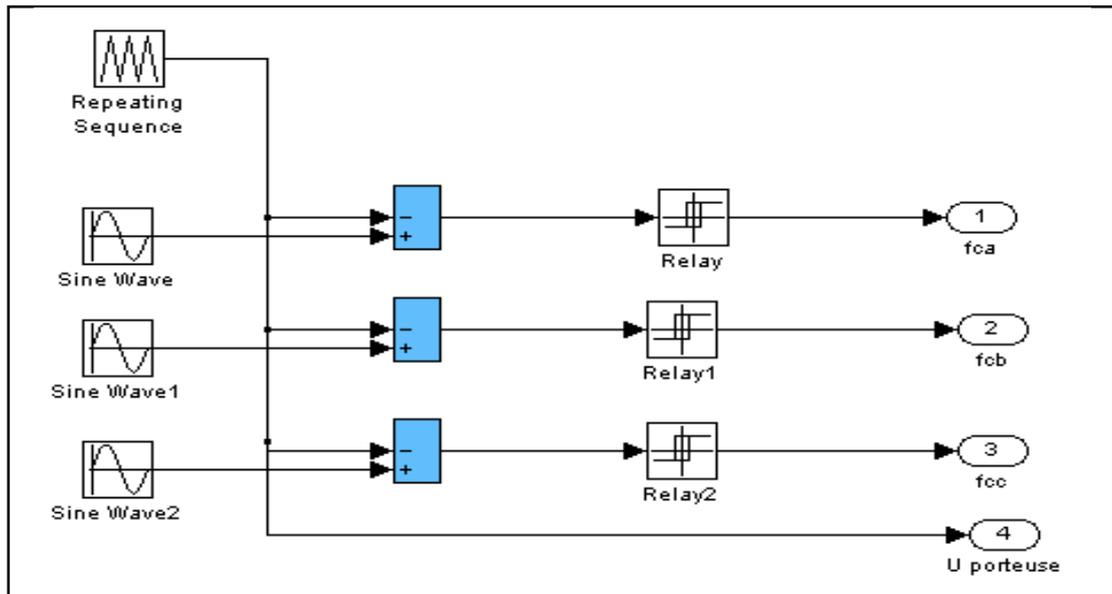


Figure I.13 : Schéma bloc de simulation de MLI.

I.4.3. Schéma bloc de simulation de l'onduleur à MLI

Le schéma bloc de l'association de réseaux, bloc MLI et l'onduleur est donné par la figure I.

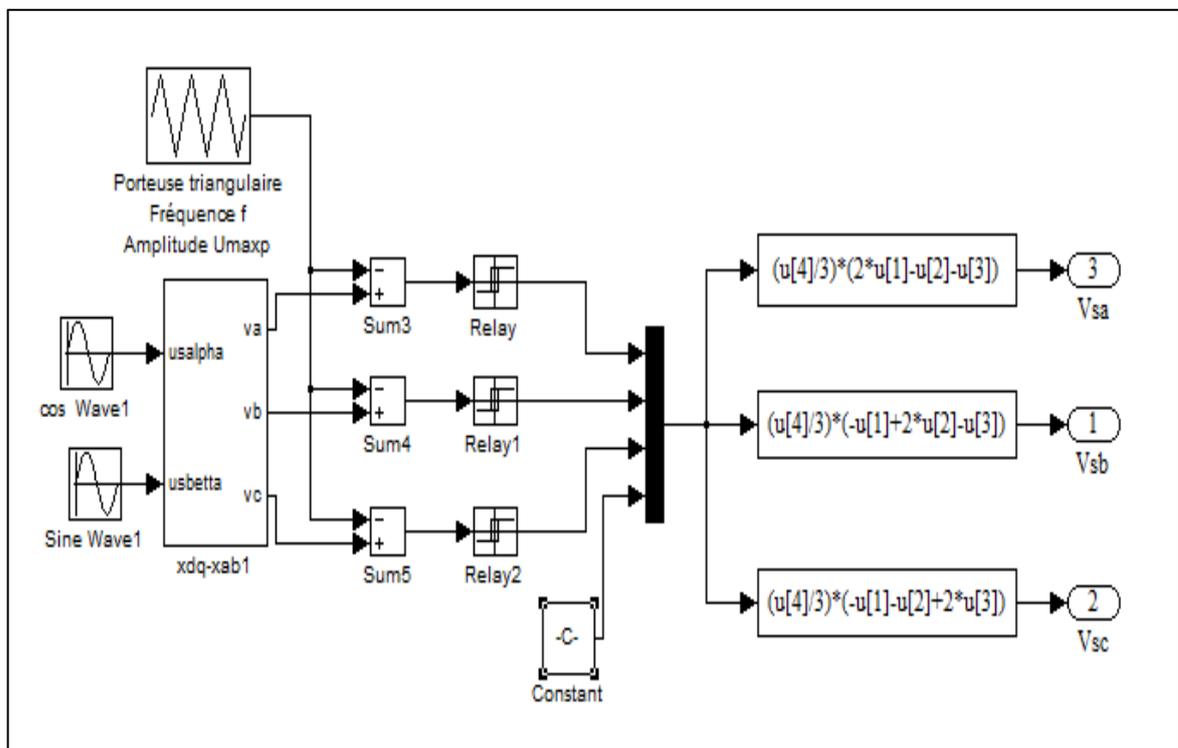


Figure I.14 : Schéma bloc de simulation de l'onduleur à MLI

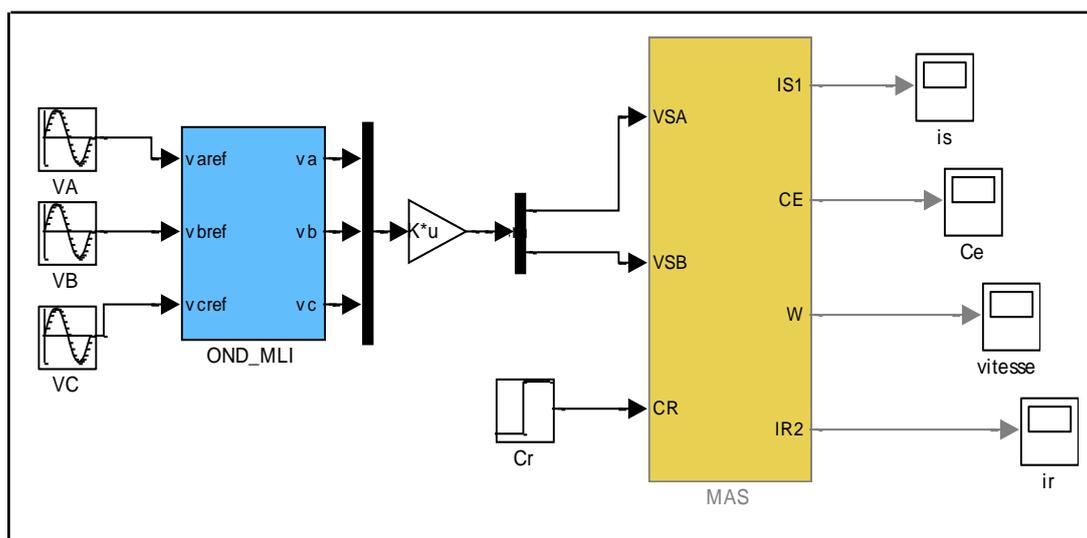


Figure I.15 :Schéma de simulation de la MAS alimentée en tension avec onduleur

I.5. Résultat de simulation de la MAS:

A. Premier cas : sans onduleur de tension

La simulation numérique des modèles mathématiques des machines électriques utilisés nous permet de modéliser, d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. La machine asynchrone dont les paramètres sont donnés dans l'annexe est tout d'abord alimentée directement par un réseau de caractéristiques 220/380 (V) et de 50Hz. Les résultats de simulation obtenus sont donnés par la figure. I.15 pour le démarrage à vide de la machine asynchrone suivi de l'application d'une charge de (25 Nm) à l'instant 1.5 (sec).

On reconnaît l'appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal. Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide, mais pour une charge de 25Nm il monte jusqu'à 15 (A).

Lors du démarrage, le courant est excessif et est dû à l'appel de puissance pour pouvoir démarrer la machine. Ces pulsations de courant disparaissent au bout de quelques alternances pour donner une forme sinusoïdale d'amplitude constante, en plus, le couple atteint une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide et après un temps 1.5s le couple atteint une valeur de 25 Nm en régime permanent en charge.

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps 0.25s la vitesse de rotation s'établit à une valeur de 157 rad/s. La petite diminution de la vitesse après un temps 1.5s à cause de l'application du couple de charge.

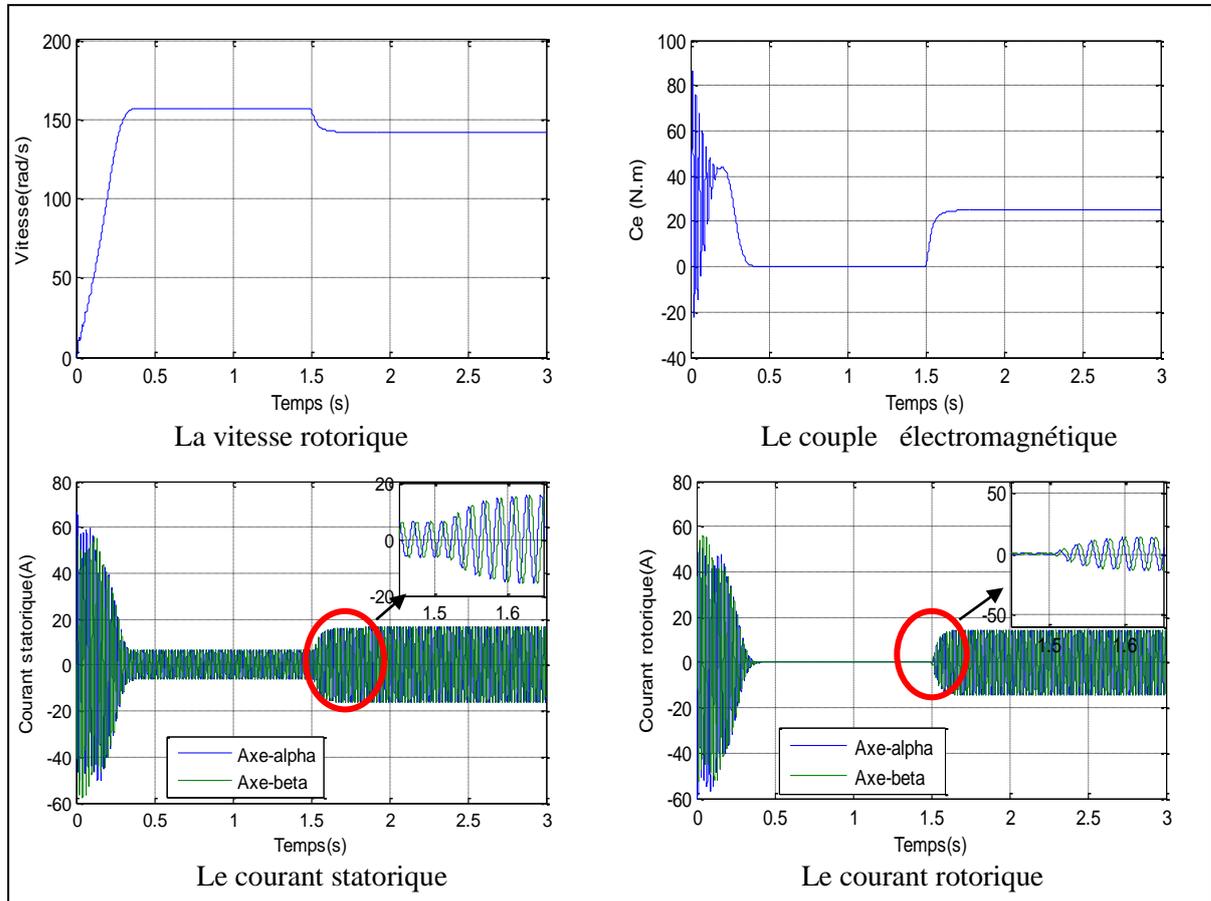


Figure. I.15 : Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension sinusoïdale
avec un démarrage à vide et en charge nominale à $t=1.5s$

B. Deuxième cas : avec onduleur de tension

Dans cette partie d'étude nous avons présenté le cas d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension pour les mêmes paramètres de la machine et même condition d'application du couple de charge.

Les résultats de simulation obtenus sont donnés par la figure (I.16) pour une machine alimentée par un onduleur de tension.

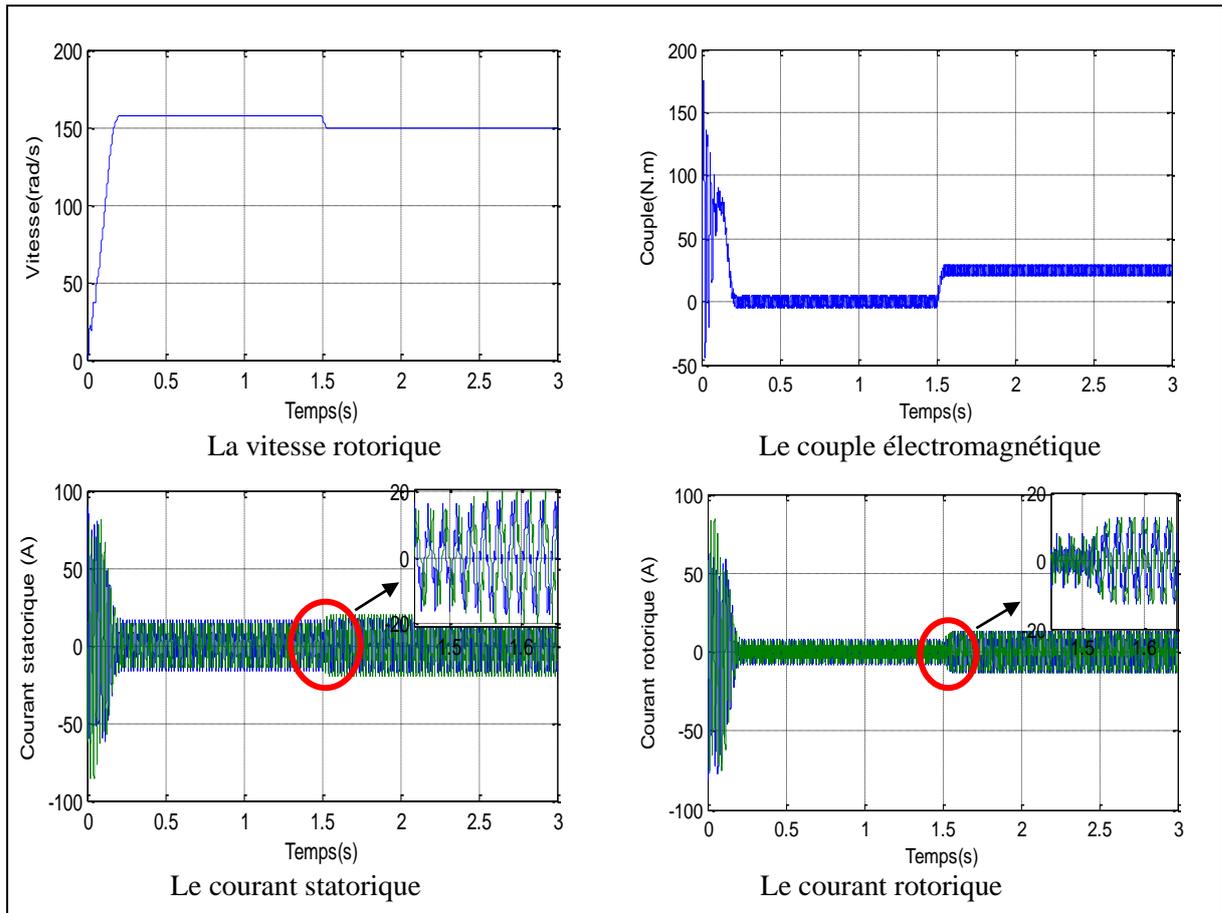


Figure I.16 : Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension sinusoïdale avec un démarrage à vide et en charge nominale à $t=1.5s$

On remarque que sur les courbes des courants et de couple il existe une augmentation des oscillations remarquable à cause de convertisseur statique, parce que la conversion continue alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple. On peut diminuer ces oscillations par augmentation de la fréquence de commutation des interrupteurs, ce qui permet de minimiser le taux d'harmoniques. Mais, cette augmentation de la fréquence de commutation provoque l'augmentation des pertes joules (l'échauffement des composants de puissance).

I.6.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons décrit la modélisation de la machine asynchrone et de l'onduleur alimenté en tension triphasé. Le modèle de la machine a été établi dans le repère (α,β) lié au stator.

Ensuite, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone seulement et avec un onduleur de tension commandé par la technique du modulation de largeur d'impulsion (MLI). Ce qui génère des oscillations sur le couple et les courants.

On remarque que sur la variation de la charge, la vitesse de la machine asynchrone est diminuée à sa valeur de référence, ce qui permet aussi de chercher des lois de commande pour compenser cette diminution pour cela, on aura en particulier, le deuxième chapitre pour la technique de commande vectorielle afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique.

Chapitre Deux

Commande Vectorielle par Orientation de Flux Rotorique

*"La science n'est pas seulement une connaissance mais
elle est aussi une éducation".*

II.1 Introduction

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) permet lui d'être le meilleur variateur de vitesse. Toutefois, sa structure et par la présence du collecteur mécanique, nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises.

Pour cela, les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable.

La difficulté de commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c'est à dire qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures : stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc, des performances dynamiques appréciables.

Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités ci-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone sous le nom « commande vectorielle » pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue [15], dont le but, est d'assurer le découplage entre le couple électromagnétique et le flux. Cette stratégie de régulation par orientation du flux, permet d'aboutir à des performances particulièrement intéressante:

- Réponse rapide de couple.
- Une grande plage de contrôle de vitesse.
- Grande efficacité sur une grande plage de charge en régime permanent.

Il existe, essentiellement deux méthodes pour régler le flux orienté : la première, directe repose sur une commande en boucle fermée, la seconde indirecte, caractérisée par une régulation du flux en boucle ouverte.

Le but de ce chapitre est d'étudier la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques(PI).

II.2. Principe du découplage

En négligeant les phénomènes parasites tels que la réaction d'induit ou la commutation, le moteur à courant continu à excitation séparée est la machine qui répond mieux aux hypothèses de découplage. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des réglages indépendants du flux et du couple donnés respectivement par les courants d'inducteur et d'induit. Le but d'une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme l'indique la figure (II.1);

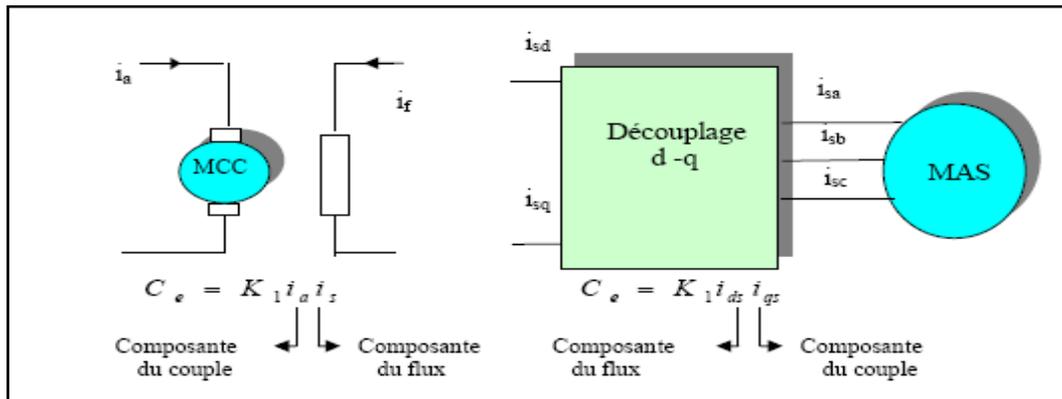


Figure II.1 : Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

II.3. Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à transformer les courants en deux composantes la première composante permet le réglage du flux et la seconde règle le couple. Pour cela, il faut choisir un système de référence (d – q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la MAS est donnée par:

$$C_{em} = P \cdot \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \quad (II.1)$$

Pour l'orientation du flux, trois choix sont possibles :

- Orientation du flux rotorique : $\Phi_{dr} = \Phi_r$ et $\Phi_{qr} = 0$
- Orientation du flux statorique : $\Phi_{ds} = \Phi_s$ et $\Phi_{qs} = 0$
- Orientation du flux d'entrefer : $\Phi_{dm} = \Phi_m$ et $\Phi_{qm} = 0$

Nous choisissons d'orienter le flux rotorique suivant l'axe (d) du référentiel (d - q) comme il est illustré sur la figure (II 2) alors on aboutit à :

$$\Phi_{qr} = 0, \quad \Phi_{dr} = \Phi_r \quad (\text{II.2})$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} \quad I_{qs}] \quad (\text{II.3})$$

Ou encore moyennant une constante K'_t pour que $K'_t = p(L_m / L_r)$ le couple devient.

$$C_{em} = K'_t \cdot \phi_{rd} \cdot I_{sq} \quad (\text{II.4})$$

Cette expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu (M.C.C).

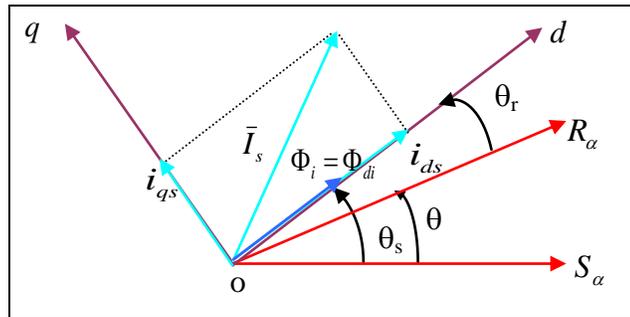


Figure II.2 : Référentiel lié au flux Sur l'axe d

La théorie de cette commande permet d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu, à excitation séparée La figure (II.1) montre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine asynchrone, [16].

- i_a, i_{sq} : Les composantes qui règlent le couple.
- i_f, i_{sd} : Les composantes qui règlent le flux.

On peut classer à partir de ces principes de base de nombreuses variantes de la façon suivante :

⇒ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant ;

⇒ Selon l'orientation du repère (d-q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

⇒ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

En tenant compte le choix du référentiel, c'est-à-dire, référentiel lié au champ tournant, puis en choisissant d'orienter le flux rotorique, le modèle d'état du système d'équations (I.21) et (I.22) devient :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} I_{ds} \quad (\text{II.5})$$

D'après les équations, (II.3) et (II.5) on remarque que le couple électromagnétique est proportionnel au produit du flux rotorique par la composante du courant statorique. Donc, ce couple est déterminé directement à partir de la composante I_{sq} du courant statorique en choisissant de maintenir le flux rotorique constant, alors que le flux rotorique est déterminé à partir de la composante I_{sd} du courant.

Donc, on a bien découplé le courant statorique en deux composantes, la première correspondant au flux et la deuxième au couple, ainsi le modèle ressemblera au modèle de la machine à courant continu.

En substituant (II-2) dans les équations de tensions, on obtient [11]:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - L_s \sigma \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_r \\ V_{sq} = L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + L_s \sigma \omega_s I_{sd} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = L_m I_{sd} \\ \frac{L_m}{L_r} I_{sq} = \omega_{sl} \phi_r \\ C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} [\phi_r \quad I_{sq}] \end{array} \right. \quad (\text{II.6})$$

II.4. Les estimateurs utilisés dans la commande

Comme nous l'avons déjà expliqué (section II.3), on utilise trois estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et l'angle de transformation à partir de la pulsation statorique. A partir de l'équation (II.5), l'estimation du flux ϕ_r est donnée par l'équation (II.7) :

$$\phi_r = \left(\frac{L_m}{1 + sT_r} \right) I_{ds} \quad (\text{II.7})$$

Ainsi que l'estimation du pulsation statorique ω_s (voir figure II.3) est donnée par la quatrième équation du système (II.6), puis le flux est nul au démarrage, alors pour éviter les valeurs infinies du pulsation statorique il faut ajouter 0.001 au dénominateur:

$$\omega_s = p\Omega + \left(\frac{L_m}{T_r \phi_r + 0.001} \right) I_{qs} \quad (\text{II.8})$$

$$\Theta_s = (1/s)\omega_s . \quad (\text{II.9})$$

Tel que : le symbole S est l'opérateur de Laplace

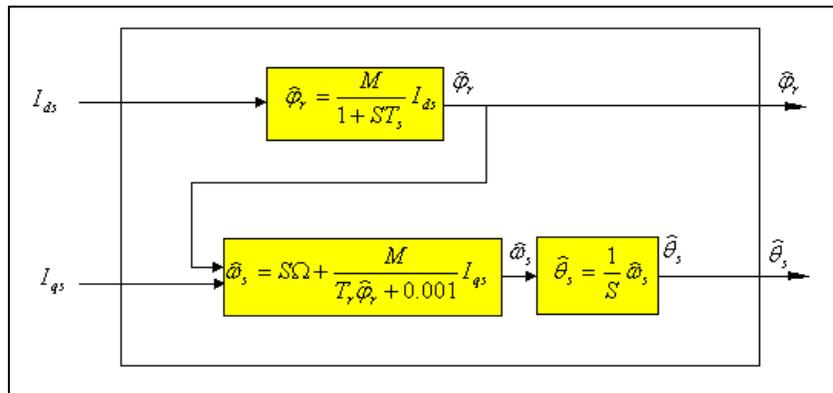


Figure II.3 : Représentation du bloc d'estimateurs

D'après le système d'équations (II.6), on remarque des termes de couplage sur les deux composants V_{ds} et V_{qs} puisque V_{ds} par exemple agit simultanément sur I_{ds} et I_{qs} . Il faut alors, définir ces termes et les compenser. Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation.

II.5. Principe du découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} tel que V_{sd1} n'agit que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq} .

Nous définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que [17] :

$$\begin{cases} V_{sd1} = V_{sd} - e_{sd} \\ V_{sq1} = V_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Avec :

$$e_{sd} = L_s \sigma \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r$$

$$\text{et } e_{sq} = -L_s \sigma \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r$$
(II.11)

La Figure (II.4) donne le schéma bloc de découplage :

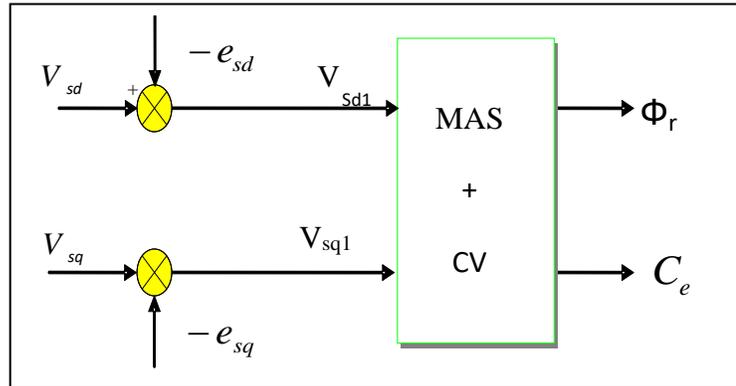


Figure II.4 : Structure du bloc de découplage

Nous définissons ainsi un nouveau système figure (II.5) pour obtenir [11] :

$$\begin{cases} V_{sd1} = L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

D'après l'équation (II.12) on remarque que les actions sur les axes d et q sont découplées.

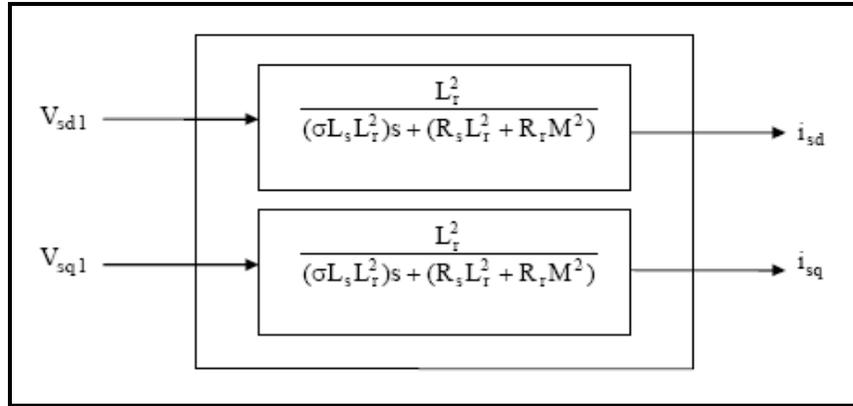


Figure II.5 : Commande découplée – Expression de i_{sd} et i_{sq}

II.6. Schémas de simulation de la compensation

Les schémas blocs de compensation peuvent être représentés par les figures suivantes [18] :

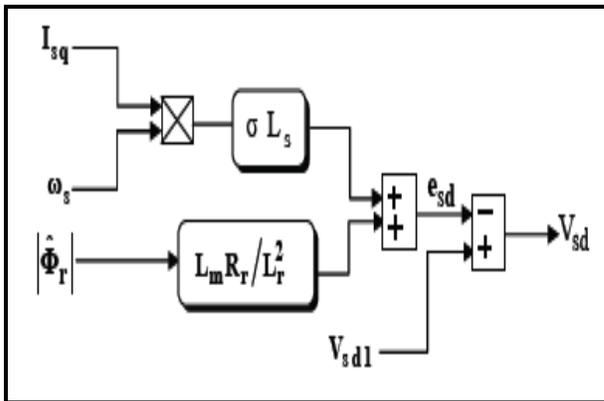


Figure II.6 : Bloc de compensation e_{sd}

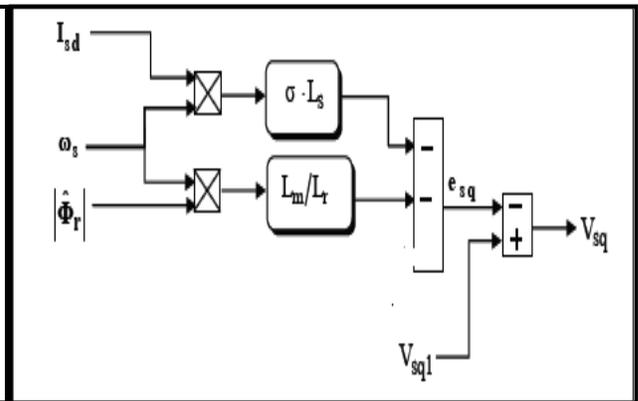


Figure II.7 : Bloc de compensation e_{sq}

II.6. 1. Détermination de ϕ_r

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. On peut reconstituer le flux par des estimateurs utilisés en boucle ouverte,

Donc, on peut estimer le flux ϕ_r par le système d'équation suivant :

$$\phi_r = \left(\frac{L_m}{1 + T_r s} \right) I_{ds} \tag{II.13}$$

II.6. 2. Détermination de ω_s et θ_s

La méthode indirecte peut mesurer la position θ_s

La pulsation statorique s'écrit, par le système suivant :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{Tr\phi_{rd}} I_{sq} \quad (\text{II.14})$$

Il faut éviter les valeurs infinies de ω_s pour cela l'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque ϕ_r est nul au démarrage du moteur. Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation

suivante :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{Tr\phi_{rd}} I_{sq} \quad (\text{II.15})$$

Nous avons donc :

$$\theta_s = (1/s)\omega_s \quad (\text{II.16})$$

II.7. Schéma de structure générale de la commande vectorielle de la machine asynchrone

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre I (équations (I.20), et des équations de découplage, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôle en tension (figure (II-8)) L'intégration de la pulsation statorique ω_s donne la position θ_s de l'axe d par rapport au stator. Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux.

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\Omega(S)/\Omega_{\text{ref}}(S) = \left\{ \frac{\left[\frac{1}{JS+f} \right] + (K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S})}{\left[1 + (\frac{1}{JS+f})(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}) \right]} \right\} = \frac{1 + \tau S}{\left[1 + (\tau + \frac{f}{K_{i1}})S + \frac{j}{K_{i1}}S^2 \right]} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (\text{II.18})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique $(1 + \frac{2\xi}{\omega_0}S + \frac{1}{\omega_0^2}S^2)$, nous avons à résoudre le système

d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{j}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{array} \right. \quad (\text{II.19})$$

Si le coefficient d'amortissement critique $\zeta=1$, on obtient :

$$K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \quad \text{et} \quad K_{i1} = \frac{4j}{\tau_1^2} \quad (\text{II.20})$$

tel que :

$$\tau_1 = \frac{t_{\text{rep}}}{3} \quad (\text{II.21})$$

II.8.2. Régulateur de couple

La relation de découplage définie par la figure (II.5), nous donne le système d'équation suivant :

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \left[\frac{pL_m\phi_r}{\sigma L_r L_s} \right] \cdot \left[\frac{1}{\gamma + S} \right] = \frac{K_2}{\gamma + S} \quad (\text{II.22})$$

Tel que:

$$K_2 = \left[\frac{pL_m\phi_r}{\sigma L_r L_s} \right] \quad (\text{II.23})$$

Pour la régulation de couple nous utilisons un régulateur proportionnel- intégral (PI) représenté par la Figure.II.10.

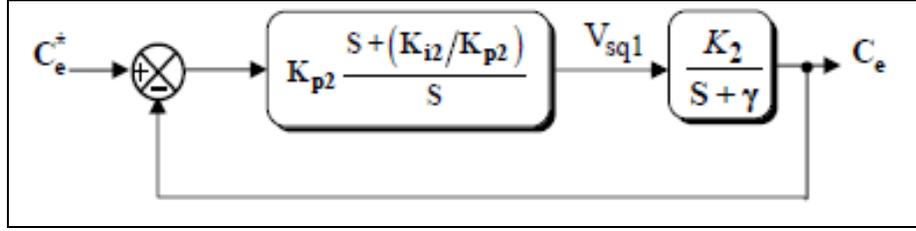


Figure II.10 : Schéma de la régulation du couple

La compensation du pôle $(S+\gamma)$ par $(S + (\frac{K_{i2}}{K_{p2}}))$ se traduit par la relation suivante :

$$(S + \gamma) = S + \left(\frac{K_{i2}}{K_{p2}}\right) \quad (\text{II.24})$$

Ce qui nous donne :

$$\gamma = \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \quad (\text{II.25})$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{C_e}{C_{eref}} = \left[\frac{K_{p2}K_2}{K_{p2}K_2 + S} \right] = \left[\frac{1}{\left(\frac{1}{K_{p2}K_2}\right)S + 1} \right] \quad (\text{II.26})$$

Telle que la constante du temps associé au régulateur est donnée par le système d'équation suivant

$$t_2 = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad (\text{II.27})$$

Pour un temps de réponse imposé t_{rep2} (5%), nous obtenons la condition suivante :

$$\tau_2 = \frac{t_{rep2}(5\%)}{3} \quad (\text{II.28})$$

Nous obtenons les paramètres du régulateur de couple à partir des relations (II-26) et (II-25)

comme suit:

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 t_2} \\ K_{i2} = \gamma * K_2 \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

II.9. Résultats de simulation

On applique à la machine un test de simulation sur Matlab, qui a présenté sur la figure (II.11), on applique un échelon de vitesse de référence et un échelon de couple résistant ($C_r = 10Nm$) à l'instant (5 sec).

Sur la figure (II.12) on a représenté en simulation la commande vectorielle de la machine asynchrone avec un échelon de vitesse variable ($\Omega = ([0 \ 0 \ 100 \ 100 \ 10 \ 10 \ -100 \ -100 \ 0])rad/sec$) à l'instant (0, 2, 3, 8, 9, 13, 18, 19, 20) sec, on remarque que, la vitesse mesurée suite à chaque fois sa consigne imposée (vitesse de référence) avec des indices de performance très acceptés et le couple se contrôlé proportionnellement à la vitesse de référence.

Le flux est aussi installé à l'instant initial sur la valeur nominale de flux rotorique ($\phi_r = 1Wb$), et orienté sur l'axe d puisque la composante sur l'axe q est nulle.

La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, le couple électromagnétique a la même allure que le courant I_{sq} à un coefficient près ce qui prouve que le découplage est parfaitement réalisé ($C_e = K \cdot I_{sq}$ tel que $\Phi_{qr} = 0$).

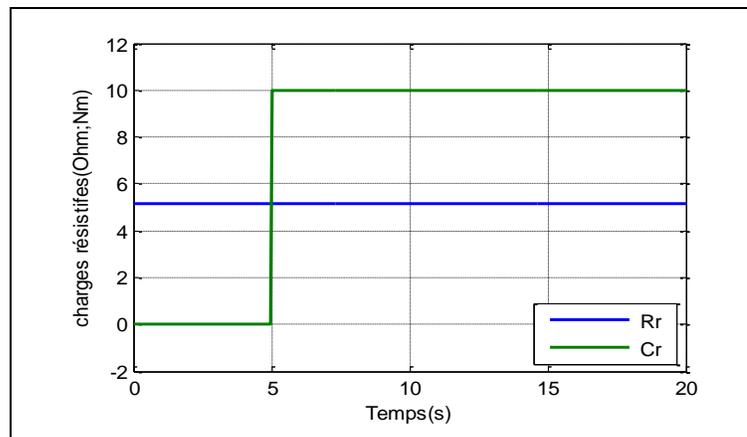


Figure II.11 : Profils de référence résistance rotorique - couple de charge

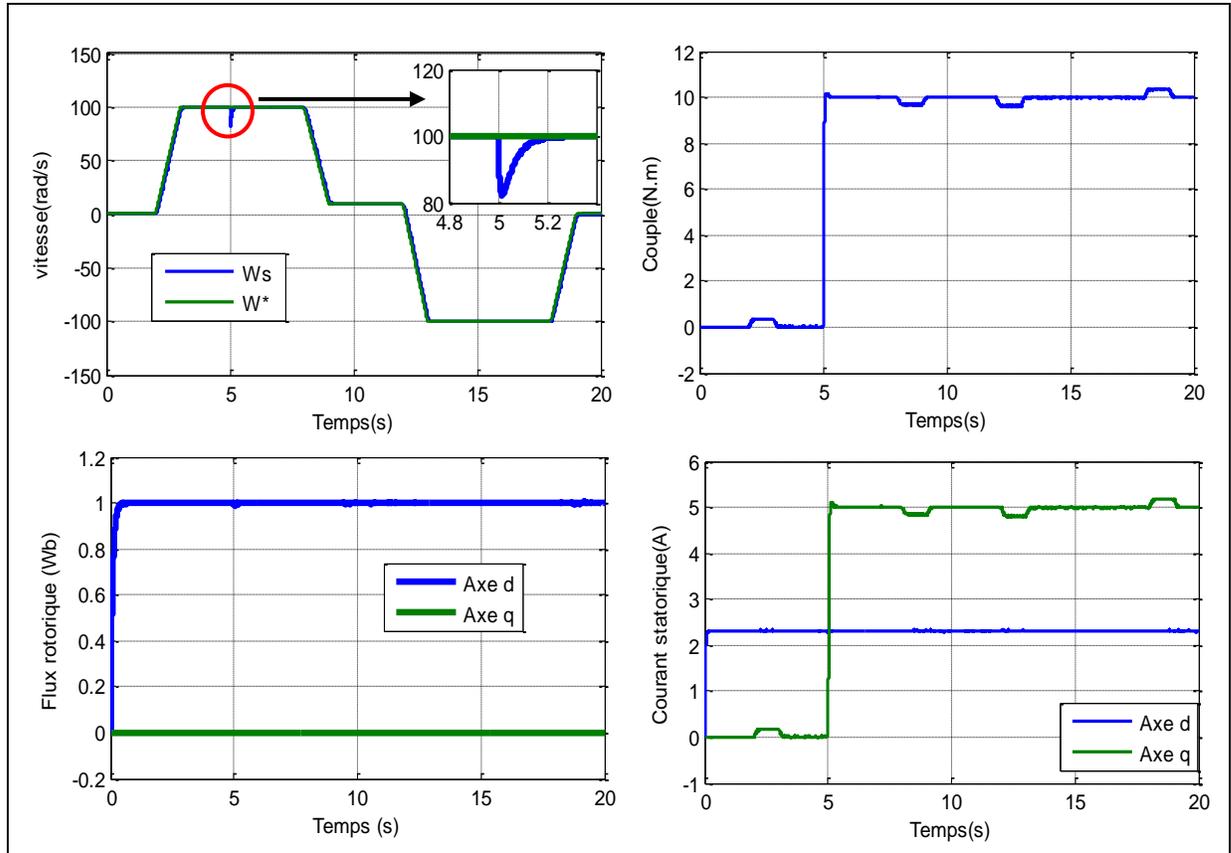


Figure II.12 :Comportement de la commande vectorielle de la machine asynchrone

Au vu de ces résultats, on peut constater que la commande vectorielle est très performante et permet, en particulier, le positionnement de la machine.

Evaluation de L'influence de variation paramétrique en régime dynamique

La figure II.13 représente le profil du variation de la résistance rotorique et le couple de charge. On notera que, après (7s) une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance rotorique nominale.

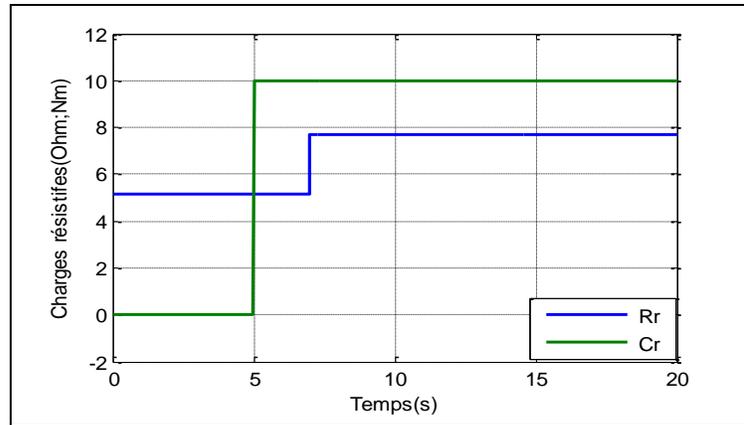


Figure II.13 : Profils de référence résistance rotorique - Couple de charge

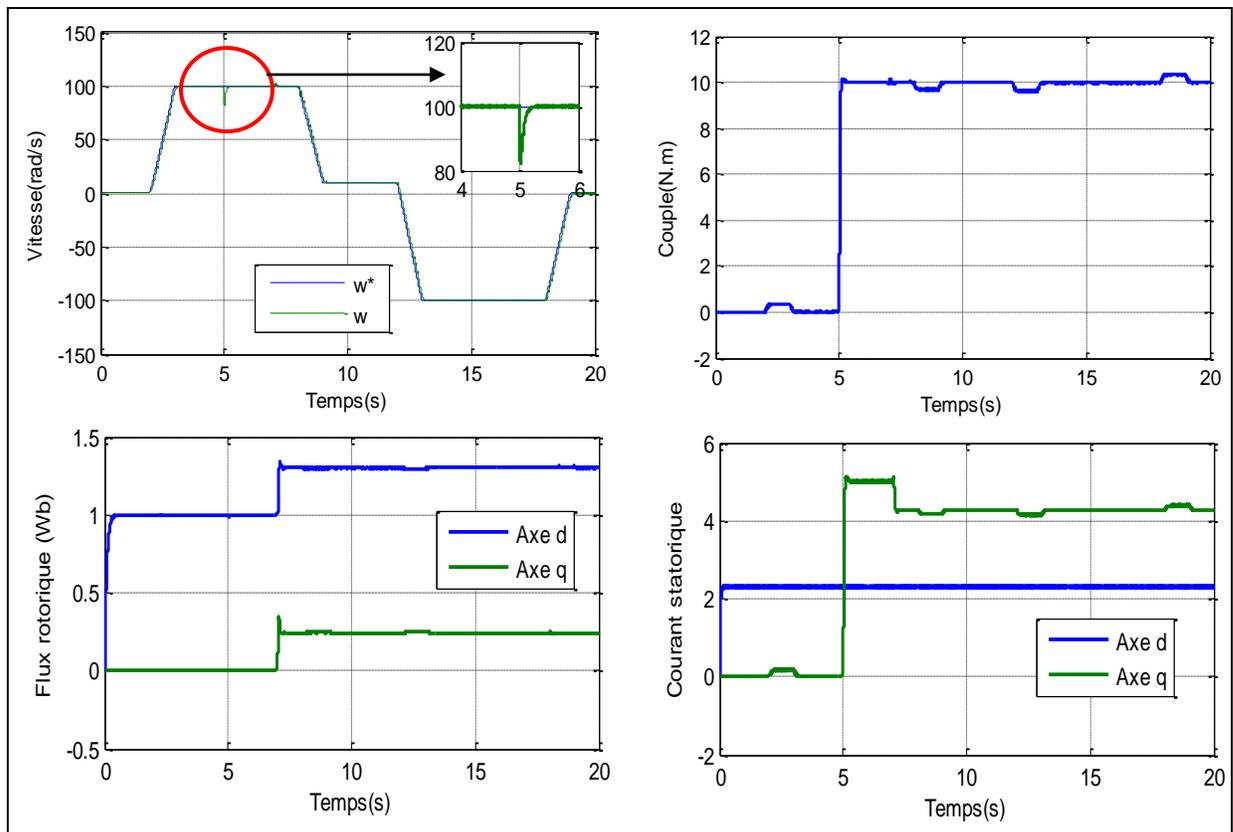


Figure II.14 : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse pour $R_r=50\% \cdot R_{rn}$

On remarque que sur les résultats de simulation, lorsqu'on augmente la valeur de la résistance rotorique le flux rotorique n'est pas vraiment orienté sur l'axe d (perte de découplage entre le flux et le couple) ce qui montre que la sensibilité est très grande. Donc, le changement de la constante de temps rotorique conduit à une erreur sur l'amplitude et la phase du vecteur flux.

Le flux n'est pas toujours constant avec un couplage entre le flux et le couple qui diffère alors temporairement de la valeur de référence. Une adaptation de ce paramètre est nécessaire pour éviter une dégradation du contrôle vectoriel (voir figure II.14).

II.10. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la commande vectorielle indirecte (simulation, de la commande, les résultats et leurs interprétations), l'influence des variations paramétriques sur les performances de la commande.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

La commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblables à ceux de la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Les résultats de simulation montrent que la commande vectorielle indirecte est très sensible aux variations paramétriques, parce qu'il existe une dégradation de la commande lorsque les paramètres de la machine subissent une variation. Cette variation provoque une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple.

La commande vectorielle basée sur la connaissance et la mesure de la vitesse du rotor cette dernière est fournie par un capteur de vitesse, donc on va essayer de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse et de réévaluer en temps réel la résistance rotorique (constante de temps rotorique) de la machine, c'est ce que appelle le contrôle sans capteur, c'est ce volet qui sera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre Trois

Commande Vectorielle Sans Capteur de Vitesse basée sur MRAS

"Necessity is the mother of invention".

III.1 Introduction

Le bon fonctionnement d'un mécanisme de commande des processus nécessite un retour d'informations fiables. Ces informations peuvent parvenir à travers des capteurs. Dans le cas de la commande des machines électriques les capteurs peuvent être électriques (courants, tensions, flux) ou mécaniques (couple électromagnétique, vitesse de rotation, position angulaire). Or ces capteurs nécessitent un espace pour leur installation et présentent des difficultés liées à leur montage (montage sur bride des codeurs à en haut d'arbre et le montage en porte à faux des codeurs à arbre creux). Ils sont sensibles également aux vibrations de l'arbre sur l'équipement et leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques.

On essaye donc de faire remplir sa fonction par des capteurs de grandeurs électriques et algorithmes de calcul afin de reconstituer la vitesse de la machine et leurs différents paramètres.

Il existe plusieurs algorithmes pour la reconstitution de la vitesse et les différents paramètres :

- Estimation en boucle ouverte, basée sur la connaissance des tensions et des courants.
- Estimateurs basés sur l'analyse des harmoniques (calcul de l'harmonique d'ordre 3).
- Estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence (MRAS).
- Utilisation de l'observateur adaptatif et filtre de Kalman étendu.
- Emploi d'observateurs basés sur l'utilisation des techniques de l'intelligence artificielle (logique floue et réseaux de neurones artificiel) .

Dans ce qui suit. Nous exposons la méthode d'estimation de la vitesse et la constante du temps rotorique à partir des estimateurs basés sur un système adaptatif à modèle de référence MRAS :

III.2. Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

Schauder a proposé la première étude du système de vitesse adaptative selon le modèle de référence de la machine asynchrone. Cette approche utilise deux modèles: le modèle qui ne dépend pas de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle de référence, le modèle qui dépend de la grandeur à estimer est considéré comme le modèle adaptatif (ou le modèle ajustable). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation générant la vitesse estimée [17]. La figure (III.1) illustre la structure de MRAS classique:

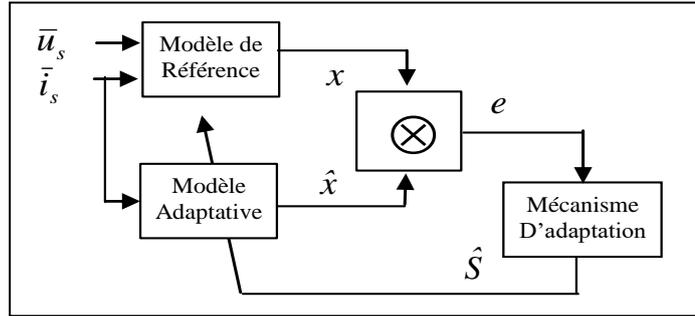


Figure III.1 : Structure MRAS

Il existe plusieurs structures MRAS, dénombrées par le choix de la variable x , tel que le flux rotorique, la force contre électromotrice ou la puissance réactive. L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous les formes suivantes :

- ✓ Entre le flux rotorique estimé par le modèle en courant et celui en tension.
- ✓ Résultante du produit croisé entre les forces contre électromotrices estimées, cette méthode a pour avantage l'élimination de l'intégration pure du modèle de tension.
- ✓ Résultante de produit croisé entre les courants statoriques et les flux rotoriques estimés.

II.2.1 MRAS basé sur l'estimation du flux rotorique

La structure MRAS la plus utilisée se base sur les modèles courants et de tensions de la machine asynchrone [11] [19]. Supposons que $\hat{\Phi}_r$ la valeur estimée de $\bar{\Phi}_r$ et $\hat{\omega}$ la valeur estimée de ω , dans le référentiel statorique (α, β) :

$$\text{a- } \underline{\text{pour le stator}} : \quad \bar{v}_s = R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{b- } \underline{\text{pour le rotor}} \quad 0 = \left(\frac{1}{T_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r - \frac{M}{T_r} \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \quad (\text{III.2})$$

Le modèle de référence (tension) est donné par le système (III.3) :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\bar{v}_s - R_s \bar{I}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} \right) \quad (\text{III.3})$$

Alors :

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} \int (\bar{v}_s - R_s \bar{I}_s) dt - \frac{L_r}{M} \sigma L_s \bar{I}_s \quad (\text{III.4})$$

Le modèle ajustable (courant) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.5})$$

Donc :

$$\bar{\Phi}_r = \int \left[\left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \right] dt \quad (\text{III.6})$$

On suppose que le flux réel est estimé, pour la détermination du mécanisme d'adaptation, ce flux réel est donné par :

L'équation du rotor :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.7})$$

Le flux estimé :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.8})$$

L'erreur vectorielle statique peut être définie par le système suivant

$$\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r \quad (\text{III.9})$$

Donc l'erreur dynamique est comme suit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \quad (\text{III.10})$$

Tel que :

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

On peut définir l'erreur sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{1}{T_r} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J(\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Pour :

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$$

Après simplification on obtient le système d'équation suivant : (III.14)

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + J \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Supposons que :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad W = (\omega - \hat{\omega}) \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

Donc le système (III.15) devient:

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W$$

On analyse l'énergie de cette erreur par le théorème de *Lyapunov* [19], pour assurer une diminution de l'erreur d'observation (une convergence vers zéro) sur les mesures.

Celle-ci certifié qu'un système possède un état d'équilibre uniformément asymptotiquement stable $x = 0$ pour une fonction de *Lyapunov* $V(x)$ vérifiant conditions ci-dessus :

1. Définie positive.
2. La dérivée de $V(x)$ par rapport au temps définie négative.
3. Pour $\|x\| \rightarrow \infty$ on trouve $V(x) \rightarrow \infty$

On considère la fonction de *Lyapunov* est la suivante :

$$V = \varepsilon^t \varepsilon + \left(\frac{\omega - \hat{\omega}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{III.18})$$

Tel que λ : Constante positive.

La dérivée de V par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^t \right) \varepsilon + \varepsilon^t \left(\frac{d}{dt} \varepsilon \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (\Delta\omega)^2 \quad (\text{III.19})$$

Après simplification, le système (III.19) devient:

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^t (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^t W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III.20})$$

Pour :
$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

Donc :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^t (A^t + A) + 2\varepsilon^t W - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III.21})$$

Tel que :

$$\varepsilon^T W = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, l'équation (III.21) doit être définie négative. On a le premier terme de l'équation (III.21) qui est négatif:

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Donc le deuxième terme de l'équation (III.21) doit être nul :

$$2\varepsilon^T W - 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = 0 \quad (\text{III.22})$$

$$2\varepsilon^T W = 2\Delta\omega \frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt}$$

On aboutit à :

$$\begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha & \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\hat{\Phi}_{\beta r} \\ \hat{\Phi}_{\alpha r} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (\text{III.23})$$

La loi d'adaptation de la vitesse est déduite comme suit:

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} = \varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r} \quad (\text{III.24})$$

$$\hat{\omega} = \lambda \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III.25})$$

La loi d'adaptation présente une intégration en boucle ouverte (problème d'offset). Pour l'amélioration de la réponse d'estimation, un filtre passe bas à été proposé par de nombreux auteurs.

Donc le système (II.25) devient :

$$\hat{\omega} = K_p (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) + K_i \int (\varepsilon_\alpha \hat{\Phi}_{\beta r} - \varepsilon_\beta \hat{\Phi}_{\alpha r}) dt \quad (\text{III.26})$$

Tel que : K_p et K_i des constantes positives.

Le schéma de principe de la structure *MRAS* pour l'adaptation de la vitesse est donné par la figure (II.2).

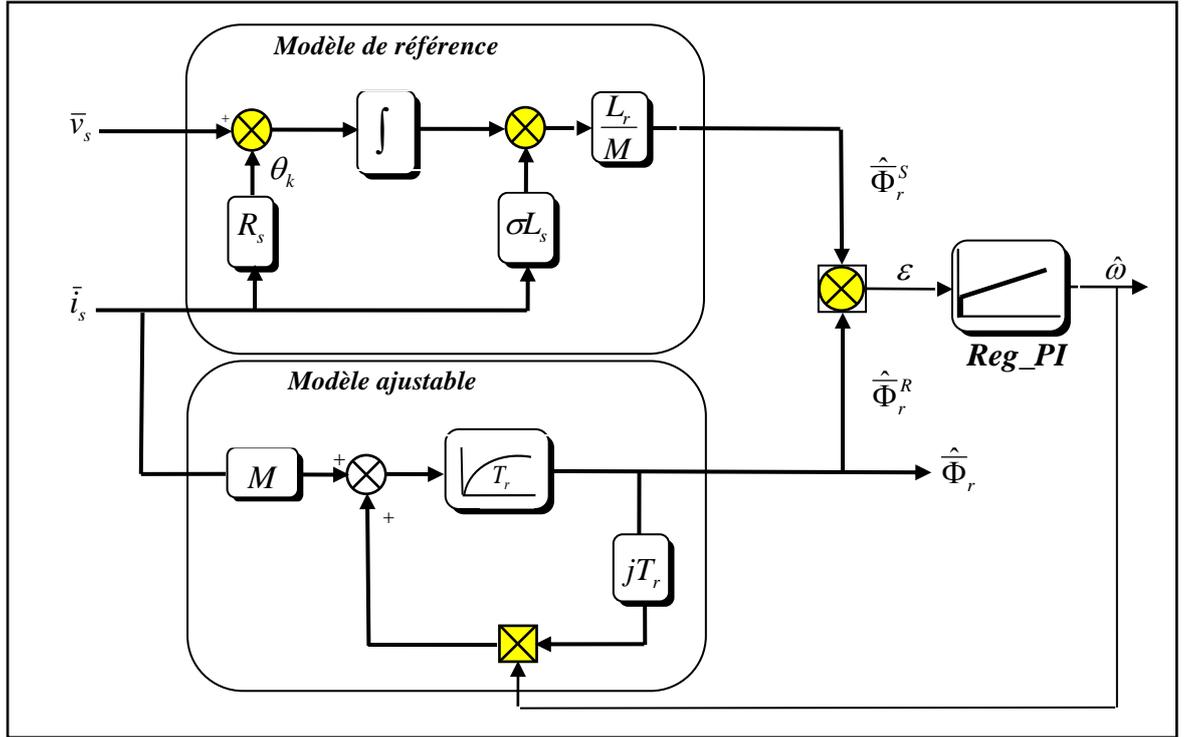


Figure III.2 : Estimation de la vitesse par la méthode de MRAS basée sur le flux rotorique

III.3. Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par la technique MRAS

La même approche appliquée pour l'estimation de la vitesse sera utilisée pour estimer la constante de temps rotorique.

On considère que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique sera prise comme un paramètre variable.

Le flux réel est donné par :

$$\dot{\bar{\Phi}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (III.27)$$

Le flux estimé est alors :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \quad (III.28)$$

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega (\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r) + M \bar{I}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \quad (III.29)$$

On pose :

$$\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r = \bar{\varepsilon}$$

On remplace dans (III.29) on trouve :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r}(\bar{\varepsilon} + \hat{\Phi}_r) + \frac{1}{\hat{T}_r}\hat{\Phi}_r + j\omega\varepsilon + M\bar{i}_s\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \quad (\text{III.30})$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right)\bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right)(M\bar{i}_s - \hat{\Phi}_r) \quad (\text{III.31})$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{III.32})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \begin{bmatrix} M\bar{i}_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ M\bar{i}_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.33})$$

Où

W : Terme non linéaire.

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \hat{\Phi}_{\beta r} \end{bmatrix} \quad \begin{aligned} \varepsilon_\alpha &= \Phi_{\alpha r} - \hat{\Phi}_{\alpha r} \\ \varepsilon_\beta &= \Phi_{\beta r} - \hat{\Phi}_{\beta r} \end{aligned}$$

L'expression (III.31) possède un terme non linéaire. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de *Lyapunov*.

On considère la fonction de *Lyapunov* candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left(\frac{1/T_r - 1/\hat{T}_r}{\lambda}\right)^2 \quad (\text{III.34})$$

Avec :

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \quad (\text{III.35})$$

La dérive par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left(\frac{d}{dt} \varepsilon^T\right) \varepsilon + \varepsilon^T \left(\frac{d}{dt} \varepsilon\right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta}{T_r}\right)^2 \quad (\text{III.36})$$

Après simplification on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{III.37})$$

Avec :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d1/\hat{T}_r}{dt} \quad (\text{III.38})$$

Où

$$\varepsilon^T W = [\varepsilon_\alpha \quad \varepsilon_\beta] \frac{\Delta}{T_r} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.38) doit être définie négative.

Le premier terme de (III.38) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} I < 0 \quad \forall \omega$$

Alors le reste de l'expression (III.38) doit être nul pour assurer la négativité.

$$2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} = 0$$

$$2\varepsilon^T W = \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \tag{III.39}$$

On a :

$$[\varepsilon_\alpha \quad \varepsilon_\beta] \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = -\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} \tag{III.40}$$

La loi d'adaptation est déduit comme suit:

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d(1/\hat{T}_r)}{dt} = \varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \tag{III.41}$$

On obtient la valeur estimée $1/\hat{T}_r$ donnée par la loi d'adaptation suivante :

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) + K_i \int (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) dt \tag{III.42}$$

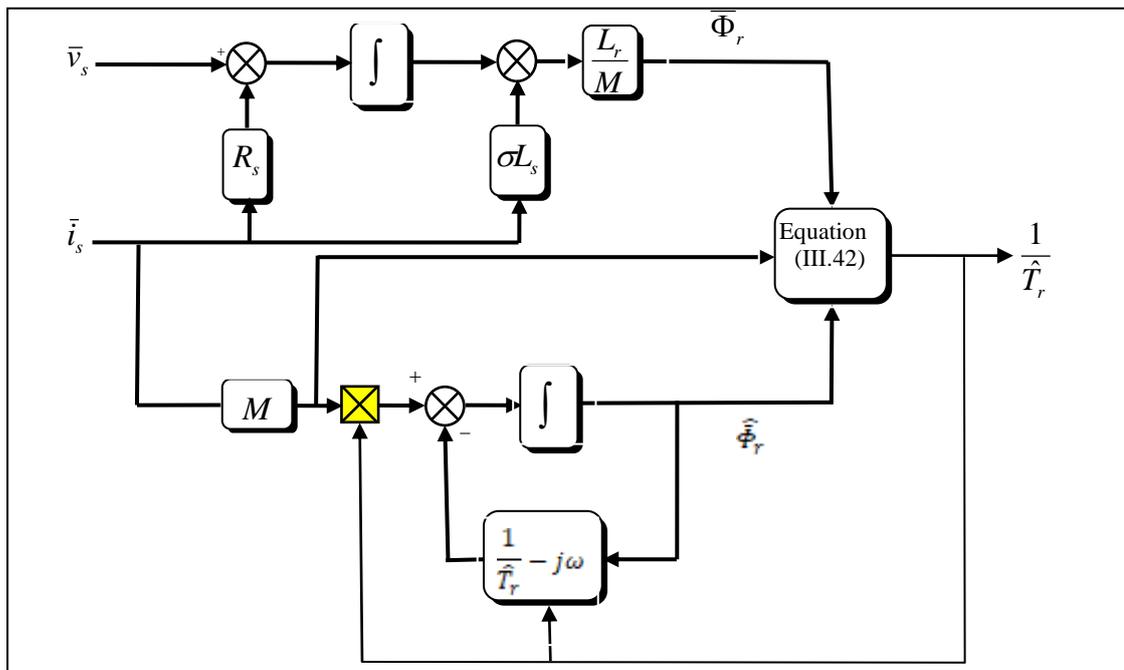


Figure III.3 : Estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basée sur MRAS.

III.4. Schémas de simulation et Résultats

Pour tester les performances statiques et dynamiques des techniques présentées précédemment d'estimation de vitesse, nous ajoutons quelques modifications au schéma décrit sur la figure (II.8) du deuxième chapitre.

On remplace la vitesse mesurée par la vitesse estimée, donc la relation (II.9) devient comme suit :

$$\hat{\theta}_s = \int (p\hat{\Omega} + \frac{MI_{qs}^*}{T_r\Phi_r^*})dt \tag{III.43}$$

Après ces modifications, la figure (II.8) devient, donc, le schéma de principe de la commande vectorielle sans capteur de vitesse (voir figure III.4)

Nous avons simulé la machine asynchrone pilotée par la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse. La figure (III.30) montre les résultats de la simulation pour le démarrage à vide de la machine asynchrone suivi de l'application d'une charge de (10 Nm) à l'instant (5) sec et avec un échelon de vitesse variable.

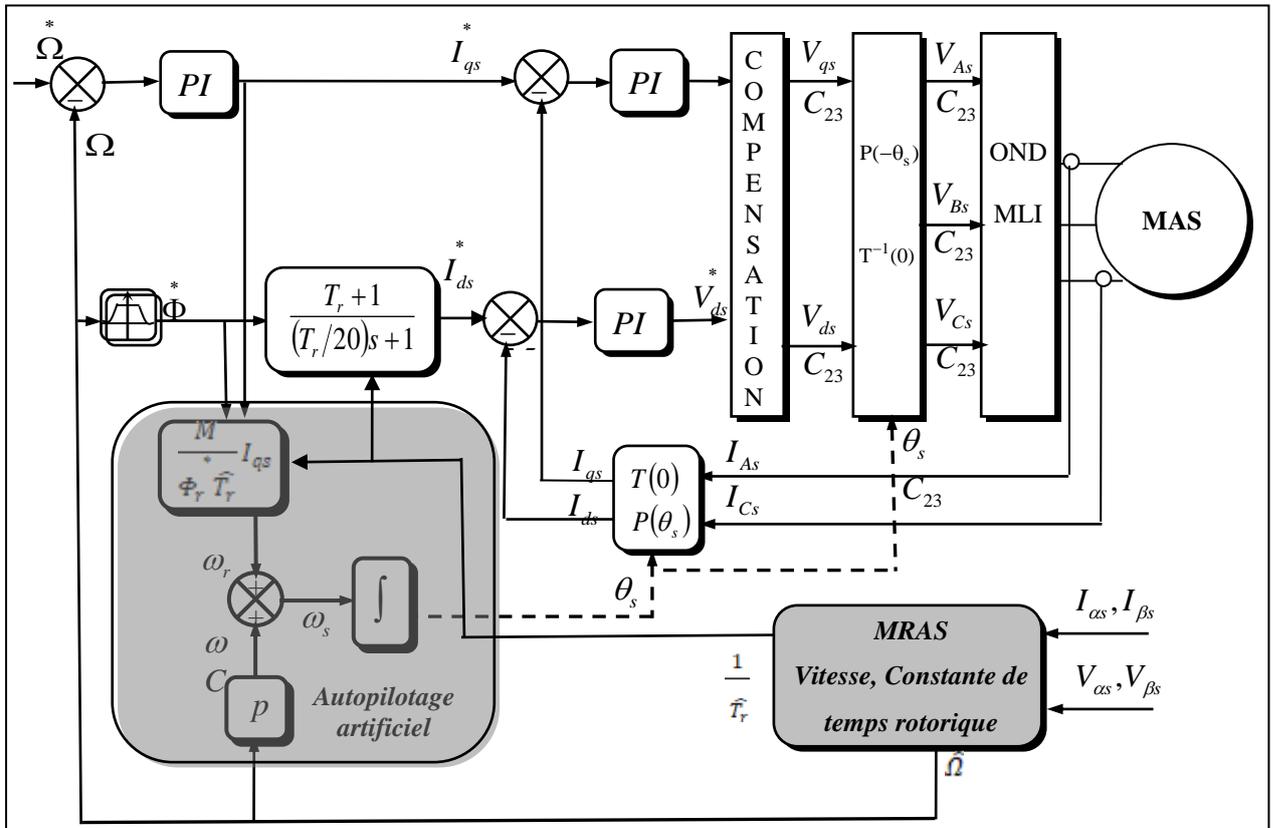
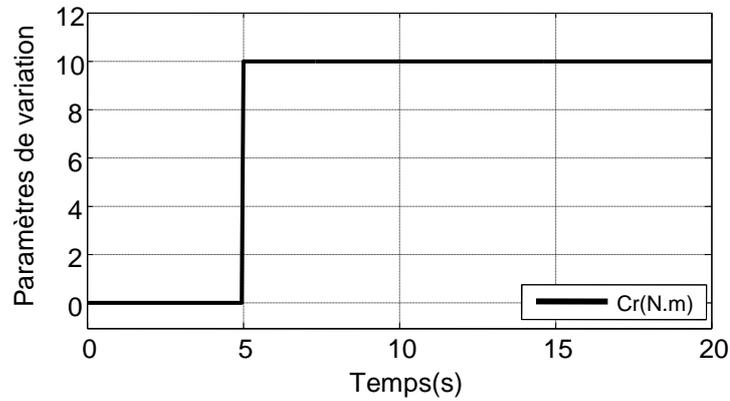


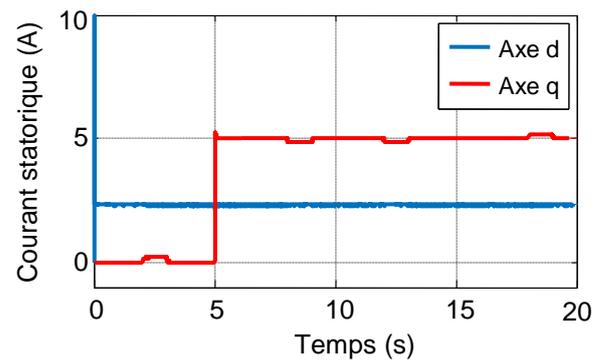
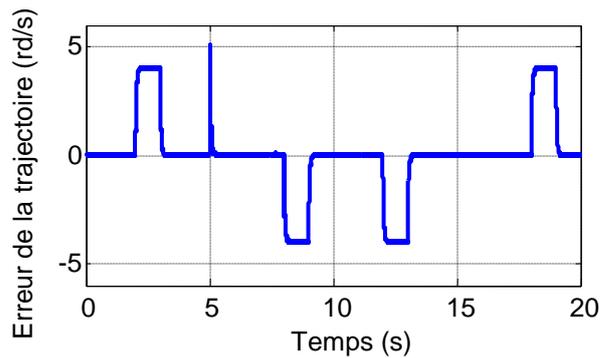
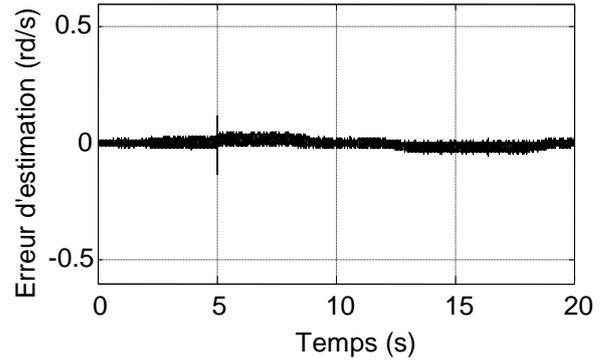
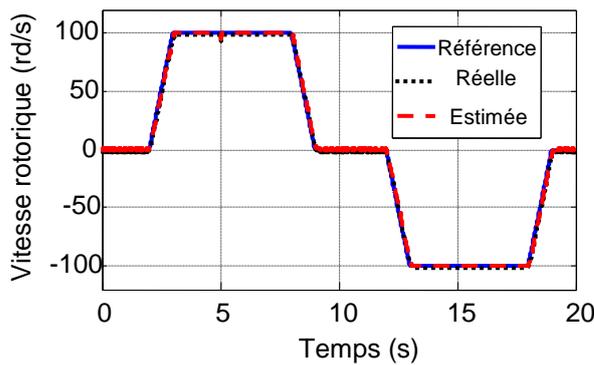
Figure III.4 : Régulation de vitesse par la commande vectorielle indirecte (CVI)

Sans capteur de vitesse

On remarque que sur la courbe de la vitesse : la vitesse estimée et la vitesse réelle suivent à chaque fois la vitesse de référence, et l'erreur d'estimation presque égale à zéros. Donc la technique d'estimation présente reste robuste et stable afin de permettre d'estimer même la vitesse nulle, alors la technique MRAS est jugée bonne.



Profils de référence couple de charge



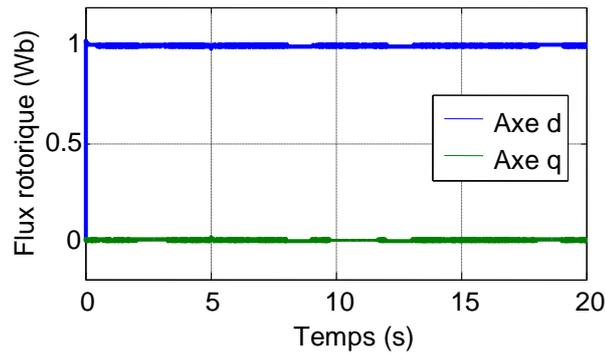
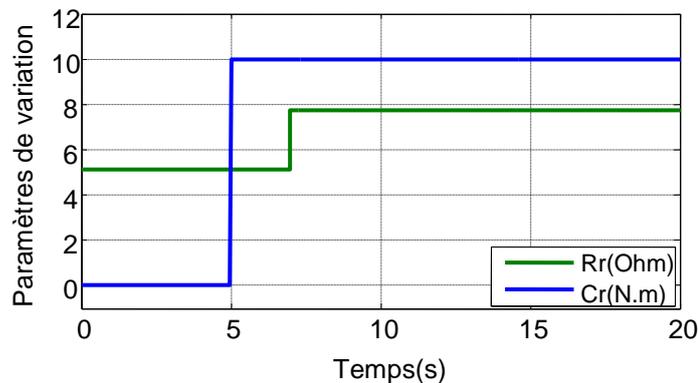


Figure III.5 : Résultats de simulation de la commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur MRAS

La courbe des flux montre qu'il existe un découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique, mais est-ce que ce découplage est sensible à la variation paramétrique pour la constante de temps rotorique ?, c'est ce que nous allons découvrir dans la prochaine partie.

- **Evaluation de L'influence de variation paramétrique en régime dynamique pour la constante de temps rotorique**

Dans cette partie nous avons présenté le profil de la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique $1/T_r$. On notera qu'après (7s), une variation paramétrique a été produite avec 50% d'augmentation sur la résistance rotorique de temps rotorique et avec les mêmes conditions d'application du couple de charge, comme le montre la figure (III.6):



Profils de référence résistance rotorique - couple de charge

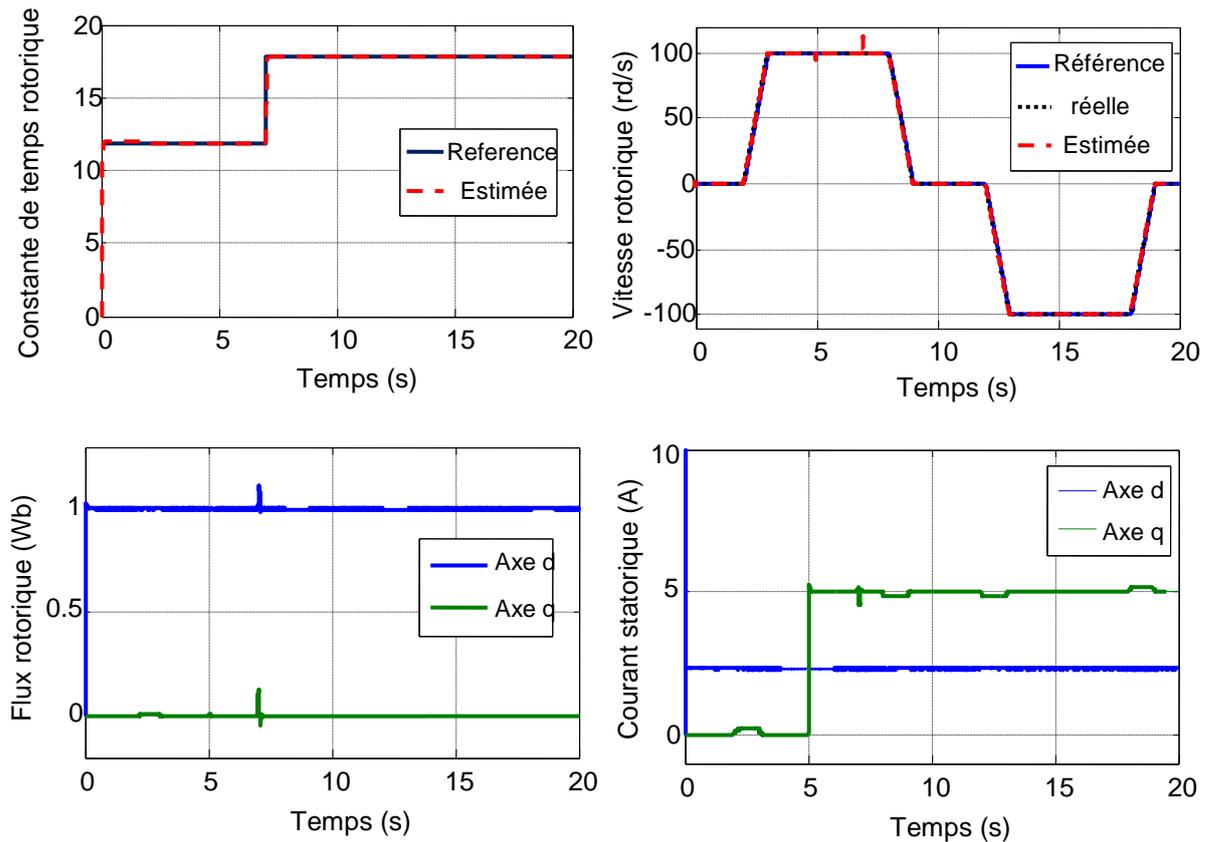


Figure III.6 : Résultats de simulation de la régulation de la vitesse pour $R_r = 50\% * R_{rn}$

D'après les résultats de simulation, on remarque que la sensibilité est très petite par rapport à ce paramètre, le flux rotorique est orienté sur l'axe d (le découplage est assuré entre le flux et le couple). Un changement de la constante de temps rotorique ne conduit pas à une erreur sur l'amplitude et la phase du vecteur flux.

III.5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre, la méthode d'estimation de la vitesse par *MRAS*.

Cette technique est exploitée dans une commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse.

Les résultats de la simulation pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global.

Donc on peut dire que ces résultats ont prouvé la fiabilité de l'application de la commande pour le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone. La technique MRAS a montré son importance pour remplacer le capteur de vitesse.

Les résultats de simulation obtenus ont montré la robustesse de la commande face aux variations paramétriques.

Conclusion Générale

*"Notre ennemi dans les études, c'est la suffisance quiconque veut
réellement apprendre doit commencer par s'en débarrasser "*

Conclusion Générale

Travail Accompli

Le travail présenté dans ce mémoire a essentiellement porté sur la commande robuste d'un système électromécanique non-linéaire par adaptation paramétrique "application à la machine à Induction". Ce travail repose beaucoup plus sur l'adaptation de l'état et des paramètres du moteur à induction en vue d'améliorer les performances de la commande vectorielle indirecte (IFOC), qui est basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase.

A l'issue de ce présent travail, on peut dire qu'on a une vue d'ensemble sur la modélisation et la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté sans capteur de vitesse basée sur l'estimateur MRAS de la machine à induction, qui nous permet de comprendre plusieurs aspects et phénomènes dans le domaine de la commande sans capteur et de savoir que ce dernier permet d'augmenter la fiabilité, de réduire la complexité et le coût du système électromécanique.

En plus, Nous avons également abordé le problème de l'effet de la variation de la résistance rotorique sur le contrôle vectoriel de la MI en utilisant l'estimation en ligne par la technique MRAS. Cette approche est basée initialement sur l'estimation des composantes du flux rotorique par les équations électriques du moteur, la résistance rotorique considérée en tant que paramètre inconnu, est estimée par une relation additionnelle obtenue en exploitant la théorie de Lyapunov.

Difficultés et Problèmes Rencontrés

Durant notre travail nous avons rencontré plusieurs problèmes. Le premier est le manque de temps accordé pour réaliser ce travail, manque d'informations sur l'utilisation du logiciel MATLAB (coté programmation, simulation...etc), mais, le problème majeur reste toujours d'ordre matériel, ce qui a empêché de valider les résultats de simulation obtenus.

Suggestions et Perspectives

Dans ce mémoire, nous sommes conscients de n'avoir étudié que certains points d'un sujet d'étude très vaste qui nécessitera une investigation plus poussée et une meilleure compréhension des phénomènes électriques -mécaniques mis en jeu avec l'utilisation d'outils appropriés.

Dans ce constat, on peut envisager de nombreuses suites à partir de ce travail :

- *Un premier point qui nous paraît intéressant concerne la réalisation d'une plateforme expérimentale permettant d'expérimenter en temps réel le comportement d'un système électromécanique industriel.*
- *L'introduction des algorithmes génétiques pour l'identification des paramètres du modèle et pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs.*

Références Bibliographiques

"A un bon ouvrir un bon ouvrage".

Bibliographies

- [1] “ Technique d’ingénieur, machine asynchrone ”, <https://www.techniques-ingenieur.fr/>
- [2] Addad Hamza, “ Commande Vectorielle Sans Capteur de Vitesse de la Machine Asynchrone”, Mémoire de Master, Université d'Oum EL-Bouaghi, Juin 2015.
- [3] Alia Salim, Guedda Smail, “ Commande Vectorielle d’une Machine à Induction”, Mémoire de Master, Université d’EL-Oued, Juin 2018.
- [4] “ Indirect Field Oriented control "IFOC"”, <https://www.scientificbulletin.upb.ro/>
- [5] Amouchas Nabil, Boutaleb Amine, “ Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone à double alimentation par régulateur PI”, Mémoire de Master, Université de Boumerdes, Juin 2016.
- [6] Benlaloui Idriss, “ Commande, Observation et Diagnostic d’un Système Non-linéaire : Application à la Machine Asynchrone en Présence de Défauts”, Thèse de doctorat, Université de Batna 2, juin 2016.
- [7] Benhamimid Radhwane, Brahimi Nadjib, “ Commande Vectorielle d’un Système Mono-Onduleur bi-Machines Asynchrones”, Mémoire d'ingénieur d’état, Université de M’sila, juin 2006.
- [8] Guenfoud Faycel, “ Etude et Simulation de l'Association Onduleur MLI-Moteur Asynchrone alimentée par un redresseur MLI”, Mémoire d'ingénieur d’état, Université de M’sila, juin 2006.
- [9] Rezgui Salah Eddine, “ Techniques de Commande Avancées de la Machine Asynchrone : Étude Comparative et Applications”, Thèse doctorat en sciences, Université des Frères Mentouri Constantine, juin 2015.
- [10] Franck Morand, “ Techniques d’Observation Sans Capteur de Vitesse en Vue de la Commande des Machines Asynchrones”, Thèse de Doctorat, Ecole Centrale de Lyon, janvier 2005.
- [11] Benlaloui. I, “ Implementation of a New MRAS Speed Sensorless Vector Control of Induction Machine" IEEE Trans. Energy conversion, Vol.30, No.2, 2015, pp. 588-595,
- [12] Lashab Abderezak, “ Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone sous la Carte DS1104”, Mémoire de Master, Université des Frères Mentouri Constantine1, juin 2012.
- [13] Benguesmia Toufik, Guerar Khalil, “ Implémentation de la commande scalaire pour une machine asynchrone triphasé”, Mémoire de Master, Université de M’sila, Juin 2018.
- [14] Benlaloui Idriss, “ Commande et Diagnostic d’un Système Non-linéaire”, Éditions Universitaires Européennes, 2017.
- [15] Yano. A, “ Commande vectorielle ”, <https://fr.wikipedia.org/wiki/>

- [16] Belhadeb Rabah, Boutaya Bilal, “Commande Vectorielle et par Logique Floue de la Machine Asynchrone Sans Capteur”, Mémoire d’Ingénieur d’état en, Ecole Nationale Polytechnique, juin 2008.
- [17] Lakhdar Rabia, “ Modélisation, Identification Expérimentale et Commande Vectorielle d’une Moteur Asynchrone Triphasé A Cage”, Mémoire Master, juin 2015.
- [18] “ Contrôle Sans Capteur de Vitesse d’une MAS ”, <https://studylibfr.com/>

Annexes

"pour bien savoir les choses, il faut savoir le détail, il est presque infini, nos connaissances sont toujours superficielles".

Annexe

Paramètres de la machine à induction

Paramètres électriques

$R_s = 12.75 \Omega$ Résistance du stator

$R_r = 5.1498 \Omega$ Résistance du rotor

$L_s = 0.4991 \text{ H}$ Inductance du stator

$L_r = 0.4331 \text{ H}$ Inductance du rotor

$M = 0.15 \text{ H}$ Inductance mutuelle

$P_n = 4 \text{ KW}$ Puissance électrique nominale

$V_s = 220/380 \text{ V}$ Tension du stator

Paramètres mécaniques

$J = 0.0035 \text{ Kg.m}^2$ Moment d'inertie

$f = 0.0001 \text{ SI}$ Coefficient de frottement

Paramètres électromagnétiques

$C_e = 25 \text{ N.m}$ Couple électromagnétique