

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
بلحاج بوشعيب جامعة عين تموشنت
Université-Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Filière : Électrotechnique.
Spécialité : Commandes Electriques.
Thème

Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par l'utilisation d'un observateur adaptatif

Présenté Par :

- 1) Sabri nouha
- 2) Guerrouad Amina

Devant le jury composé de :

Dr BENAZZA Baghdadi	MCB	UAT.B.B (Ain Temouchent) Président
Dr MENDEZ Kheira	MCA	UAT.B.B (Ain Temouchent) Examineur
Dr ZEGAI. Mouhammed Lamine	MCB	UAT.B.B (Ain Temouchent) Encadrant

Année universitaire 2022/2023

Dédicace

Je Dédie Ce Modest Travail

A Allah pour la force qu'il a donne aux personnes qui m'ont aidée et soutenue.

A ce lui a fait l'impossible pour me donner le bonheur mon père; ainsi pour tous ses sacrifices sa tendresse , ses prières tout au long de mes études.

A celle qui est plus chère au monde ; qui n'a pas cessé de m'encourage et de prie pour moi pour leur amour et leur soutien que dieu la protège ma chère mère .

Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours mon père.

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitte jamais assez.

Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive.

A mes chères frères: Seddik et Abd El Hakim

Mes anges gardiens et mes fidèles compagnons dans

les moments les plus délicats de cette vie mystérieuse,, qui m'a assisté dans les moments difficiles et m'a pris doucement par la main pour traverser ensemble des épreuves pénibles....

Je te suis très reconnaissante, et je ne te remercierai jamais assez pour ton amabilité, ta générosité, ton aide précieux. Je te souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de réussite et de sérénité, que Dieu te protégeait et te garde.

Je t'exprime à travers ce travail mes sentiments de fraternité et d'amour.

A mes petits amours:

,Zaine El dine –Mouhamed – Abd El Azize- Mohsene-Ahmed-Ilyase- Djawede-
Nada -Basma--Douaa-Serine- Aicha- Houda.

Ma grand-mères Aicha

que j'affectionne tendrement et qui ne cessent de prier pour moi, que Dieu, leurs procures
santé, et longue vies ;

Ma grand-mères Fatma Que dieu ait pitié d'elle

À Mon Encadrant

Grâce à lui, nous avons accompli ce travail dans les meilleures conditions, qui doit voir la
fierté dans ce dernier.

À Mon Binôme Amina

Qui a pu me supporté durant toute notre préparation de ce travail.

Pour tous les moments de joies et de peines qu'on a passés ensemble.

À toute ma famille ;

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

Sabri Nouha

Dédicace

Je Dédie Ce Modest Travail

À Mes Chers Parents

Aucune dédicace ne saurait exprimer mon respect, mon amour éternel et ma considération pour les sacrifices que vous avez consentis pour mon instruction et mon bien- être.

Je vous remercie pour tout le soutien et l'amour que vous me portez depuis mon enfance et j'espère que votre bénédiction m'accompagne toujours.

Que ce modeste travail soit l'exaucement de vos vœux tant formulés, le fruit de vos innombrables sacrifices, bien que je ne vous en acquitte jamais assez.

Puisse Dieu, le Très Haut, vous accorder santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous déçoive.

À Mon Très Cher Frère Mohammed Abdallah

Mon ange gardien et mon fidèle compagnon dans les moments les plus délicats de cette vie mystérieuse,, qui m'a assisté dans les moments difficiles et m'a pris doucement par la main pour traverser ensemble des épreuves pénibles....

Je te suis très reconnaissante, et je ne te remercierai jamais assez pour ton amabilité, ta générosité, ton aide précieux. Je te souhaite un avenir plein de joie, de bonheur, de réussite et de sérénité, que Dieu te protégeait et te garde.

Je t'exprime à travers ce travail mes sentiments de fraternité et d'amour.

À Ma Très Chère Sœur Sara et son conjoint Hichem

À Ma Très Chère Sœur Hadjer et son conjoint Karim

À Ma Très Chère Sœur Khadija et son conjoint Mouhamed

En témoignage de mon affection fraternelle, de ma profonde tendresse et reconnaissance, je vous les souhaite une vie pleine de bonheur et de succès et que Dieu, le tout-puissant, vous protège et vous garde.

À Mes Chers Petits Neveux

Hanine-fotoun, Aridj et sa seour Insaf

Aucune dédicace ne saurait exprimer tout l'amour que j'ai pour vous, votre joie et votre gaieté me comblent de bonheur.

Puisse Dieu vous garder, éclairer votre route et vous aider à réaliser à votre tour vos vœux les plus chers.

À Mon Encadrant

Grâce à lui, nous avons accompli ce travail dans les meilleures conditions, qui doit voir la fierté dans ce dernier.

À Mon Binôme Nouha

Qui a pu me supporté durant toute notre préparation de ce travail.

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

Guerrouad Amina

Remerciement :

Remerciement à Dieu-le tout puissant, qui nous donne la force, la patience et qui nous a éclairé pour la réalisation de ce modeste travail.

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à monsieur ZEGGAI Mohamed L amine pour d'avoir accepté de nous encadrer et pour sa disponibilité constante et son aide tout au long de la rédaction du présent mémoire.

Nos remerciements vont aussi aux membres du jury d'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance et de juger ce travail. Que toute ma gratitude aille également au Président du jury, monsieur BAGHDADI Benazza , et au l'examineur madame MENDEZ.Kheira

Enfin, nous exprimons notre reconnaissant à l'ensemble de professeur qui n'ont ménagé aucun effort pour nos transmettre, le savoir et la connaissance.

Sabri Nouha

Guerrouad Amina

Résumé

La machine asynchrone depuis son apparition, est devenue une rivale de la M.C.C. Elle constitue, ces dernières années, l'outil le plus utilisé dans les applications industrielles à la faveur d'un ensemble d'avantages qu'elle peut offrir. Toutefois, sa commande posait des difficultés du fait que son modèle de base est non linéaire et est fortement couplé. Aussi, les paramètres du moteur asynchrone ne sont connues qu'approximativement et peuvent varier avec le temps. Pour avoir une similarité de la commande de MAS à celle de MCC nous avons fait l'appel de la commande vectorielle qui donne des résultats performants mais à cause de certaines variations externes et internes dégrade leur robustesse qui nécessite une autre commande pour la résolution de cette difficulté, donc on parle de la commande adaptative par modèle de référence qui répond à cette condition de robustesse. Nous avons procédé à une étude associée à une simulation pour tester la robustesse de la commande adaptative par modèle de référence, Les résultats obtenus confirment que la commande adaptative répond mieux aux exigences d'efficacité (efficacité par rapport à la variation externe).

Mots clés : machine asynchrone, la commande vectorielle, la commande par modèle de référence .

Abstract

however, its control posed difficulties because its basic model is nonlinear and strongly coupled. Also, the parameters of the asynchronous motor are only known approximately and may vary over time. To have a similarity of the command of MAS to that of MCC we made the call of the vectorial command which gives powerful results but because of certain external and internal variation degrades their robustness which required another command for the resolution of this difficulty, therefore speaks of adaptive control by reference model which meets this condition of robustness. We carried out a study associated with a simulation to test the robustness of the adaptive control by reference model. The results obtained confirm that the adaptive control better meets the efficiency requirements (efficiency with respect to external variation).

Keywords: asynchronous machine, vector control, control by reference model.

ملخص

ومع ذلك ، فقد فرضت سيطرتها صعوبات لأن نموذجها الأساسي غير خطي ومقترن بقوة. أيضًا ، لا تُعرف معلمات المحرك غير المتزامن إلا تقريبًا وقد تختلف بمرور الوقت. للحصول على تشابه بين أمر محرك غير متزامن وأمر محرك بتيار مستمر ، قمنا باستدعاء الأمر المتجه الذي يعطي نتائج قوية ولكن بسبب بعض التباين الخارجي والداخلي ، فإن قوتها تتطلب أمرًا آخر لحل هذه الصعوبة ، وبالتالي يتحدث عن التحكم التكيفي من خلال النموذج المرجعي الذي يلبي شرط المتانة هذا. أجرينا دراسة مرتبطة بالمحاكاة لاختبار قوة التحكم التكيفي بواسطة النموذج المرجعي. تؤكد النتائج التي تم الحصول عليها أن التحكم التكيفي يلبي بشكل أفضل متطلبات الكفاءة (الكفاءة فيما يتعلق بالتباين الخارجي).

الكلمات المفتاحية: الآلة غير المتزامنة ، التحكم في القوة الموجهة ، التحكم بالنموذج المرجع

Table des notations et symboles

Paramètres de modélisation de la machine:

$R_s(\Omega)$	Résistance statorique par phase,
$R_r(\Omega)$	Résistance rotorique par phase,
$L_s(H)$	Inductance cyclique statorique,
$L_m(H)$	Inductance cyclique rotorique
$M_s(H)$	Inductance mutuelle statorique,
$M_r(H)$	Inductance mutuelle entre rotorique,
$M_{sr}(H)$	Inductance mutuelle entre phase statoriques,
$L_{ss}(H)$	Inductance propre d'une phase statorique ,
$L_{rr}(H)$	Inductance propre d'une phase rotorique,
σ	Coefficient de dispersion ou (de Blondel),
$T_s = L_s/R_s(s)$	Constante de temps électrique au stator,
$T_r = L_r/R_r(s)$	Constante de temps électrique au rotor,
p	Nombre de paires de pôles,
$J(kg .m^2)$	Moment d'inertie,
$f(N .m.s / rd)$	Coefficient de frottement visqueux,
$C_e(N .m.)$	Couple électromagnétique,
$C_r(N .m)$	Couple résistant,

Repère :

S_a, S_b, S_c	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques,
R_a, R_b, R_c	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques,
(d,q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme),
(α , β)	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator),
r	Le taux de modulation
$\theta_{rs}(rd)$	Représente l'angle entre la phase rotorique a et l'axe d;
$\theta_s(rd)$	Représente l'angle entre la phase statorique A et l'axe d;
$\theta_r(rd)$	Représente l'angle entre la phase statorique A et la phase rotorique ;
ε	Erreur entre un signal de référence et un signal estimé
\hat{X}	Grandeur estimé ou modélisé

Grandeurs électriques :

$V_{an}(V)$	Tensions de sortie de phase de l'onduleur
$i_\alpha, i_\beta(A)$	Courants statoriques dans le repère (α,β)
$\widehat{i_{sa}}(A), \widehat{i_{sb}}(A)$	Courants statoriques estimé,

Grandeurs électriques au stator :

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}(V)$	Tensions statoriques triphasées,
-----------------------------	----------------------------------

$V_{sd}, V_{sq} (V)$	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d,q) ,
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs} (A)$	Courants statoriques triphasés,
$i_{sd}, i_{sq} (A)$	Vecteur des courants statoriques triphasés

Grandeurs électriques au rotor :

$v_{ar}, v_{br}, v_{cr} (V)$	Tensions rotoriques triphasées,
$V_{rd}, V_{rq} (V)$	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d,q) ,
$i_{ar}, i_{br}, i_{cr} (A)$	Courants statoriques triphasés,
$i_{rd}, i_{rq} (A)$	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d,q) ,

Grandeurs magnétiques :

$\Phi_m (Wb)$	Flux de référence nominal
---------------	---------------------------

Grandeurs magnétiques au stator :

$\Phi_{as}, \Phi_{bs}, \Phi_{cs} (Wb)$	Fux magnétiques au stator,
$\Phi_s (Wb)$	Vecteur de flux magnétiques au stator,

Grandeurs magnétiques au rotor :

$\Phi_{ar}, \Phi_{br}, \Phi_{cr} (Wb)$	Fux magnétiques au rotor
$\Phi_r (Wb)$	Vecteur de flux magnétiques au rotor,

Grandeurs de puissance :

Q_r	La puissance réactive
\widehat{Q}_r	La puissance réactive estimé

Grandeurs mécaniques :

$\omega (rd / s)$	Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation
$\omega_{gl} (rd/s)$	la pulsation de glissement,
$\omega_s (rd/s)$	la vitesse angulaire des axes d, q dans le repère statorique(S,abc),
$\omega_r (rd/s)$	la vitesse angulaire des axes d, q dans le repère rotorique (R,abc),
g	Glissement de la vitesse de rotation :

Ω (rd / s)	Vitesse mécanique de rotation : $\Omega = \omega / p$,
Ω_n (rd / s)	Vitesse mécanique nominale
$\widehat{\omega}_r$ (rd / s)	la vitesse angulaire estimée,

Transformations :

S	Opérateur de Laplace
P	Transformation de Park,

Grandeurs de la commande :

K_p	Composante proportionnelle du correcteur PI,
K_i	Composante intégrale du correcteur PI,

Indice :

s	indice du repère statorique,
r	indice du repère rotorique,
^	indice de la valeur estimée,
*	indice de la valeur de référence

Mots abrégé :

MAS	Machine asynchrone
MLI	Modulation Par Largeur D'impulsion
MCC	Machine à courant continu,
OND	Onduleur
PI	Proportionnel intégrale
CVD	Commande vectorielle directe
CVI	Commande vectorielle indirecte
FOC	Field Oriented Control
IRFOC	Indirect Field Oriented Control
DFOC	Direct Field Oriented Control
DTC	Direct Torque Control
MRAS	Commande adaptative par model de référence

Liste des Figure :

Figure I.1: Différentes parties d'une machine asynchrone.....	2
Figure I.2: Stator	2
Figure I.3: Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	4
Figure I.4 : Construction d'un rotor bobiné.....	4
Figure I.5 : Schéma classique de commande scalaire.....	7
Figure I.6: Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée en tension.....	8
Figure I.7 : schéma de principe de la commande directe du couple.....	10
Figure II.1: Représentation schématique du modèle de la machines asynchrone.....	12
Figure II.2 : Position des axes d q par rapport aux axes de la machine.....	17
Figure II.3 : Transformation a b c vers d q de la	19
Figure II.4 : Choix de référence.....	20
Figure II.5 : Schéma du système d'association onduleur de tension-MAS.....	24
Figure II.6: Représentation du redresseur triphasé à diodes.....	25
Figure I.7: Représentation de la tension redressée.....	26
Figure II.8: Schéma du filtre LC.....	26
Figure II.9 : Principe de l'alimentation par onduleur de tension.....	27
Figure II.10: Schéma synoptique de la M.L.I.....	29
Figure II.11: Principe de la commande MLI.....	30
Figure II.12 : Schéma bloc de la simulation de la MAS alimentée en tension.....	31
Figure II.13 : résultats de la simulation de la MAS alimenté par une source triphasée.....	32
Figure II.14 : schéma bloc de la simulation de l'ensemble MAS-onduleur.....	33

Figure II.15 : résultats de la simulation de la MAS alimenté par un onduler de tension.....	34
Figure III.1 : Principe de la commande découplée pour la MCC et la MAS.....	38
Figure III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct (d)	41
Figure III.3 : Schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique.....	43
Figure III.4 : Commande vectorielle directe de la MAS.....	45
Figure III.5 : reconstitution des tensions $V_{sdréf}$, $V_{sqréf}$	47
Figure III.6 : Principe de découplage par compensation.....	48
Figure III.7 : Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte appliqué sur une machine asynchrone.....	49
Figure.III.8 : Bloc de dé fluxage.....	50
Figure III.9 : Représentation de la commande par PI.....	51
Figure III.10 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse.....	52
Figure.III.11 : Boucle de courant après découplage.....	53
Figure.III.12 : Résultat de simulation de régulateur PI (vitesse, couple, flux et courant)	56
Figure III.13 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse ([15 rad/s])	57
Figure IV.1 : Schéma de principe d'un observateur.....	61
Figure IV.2 : Schéma de principe de l'estimateur MRAS.....	62
Figure IV.3 : Structure de la commande adaptative à model de référence.....	63
Figure IV.4 : MRAS basée sur le courant statorique.....	65
Figure IV.5 : MRAS basée sur la f.é.m.....	65
Figure IV.5 : MRAS basée sur la puissance réactive Dans notre étude on à choisit la méthode basée sur le flux rotorique.....	66
Figure IV.6 : Structure de MRAS basée sur le flux rotorique	67
Figure IV.7 : Modèle MATLAB-SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique.....	68

Figure IV.8 : Modèle MATLAB/SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique.....70

Table Des Matières

Dédicace.....	iv
Remerciement.....	v
Résumé.....	vii
Table des notations et symboles.....	xi
Liste des figure.....	xii

Introduction Générale

Chapitre I : L'état de l'art sur la machine asynchrone

I.1 Introduction.....	1
I.2 Définition de la Moteur asynchrone.....	1
I.3 Constitution d'une machine Asynchrone.....	1
I.3.1 Le stator (inducteur)	2
I.3.2 Le rotor (induit)	3
I.3.2.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	3
I.3.2.2 Machine asynchrone à rotor bobiné.....	4
I.3.3 Les organes mécaniques... ..	5
I.4 Avantages du moteur asynchrone.....	5
I.5 Problématique du moteur asynchrone	5
I.6 Principe De Fonctionnement	5
I.7 Les techniques de commande du moteur asynchrone.....	6

I.7.1 Commande Scalaire (Loi V/f)	6
I.7 .1.1 Contrôle scalaire direct.....	7
I.7 .1.2 Contrôle scalaire indirect.....	7
I.7.2 Commande Vectorielle de MAS	8
I.7.2.1Commande Vectorielle indirect.....	8
I.7.2.2 Commande Vectorielle direct	9
I.7.3 La commande directe du couple (DTC)	9
I.8 conclusion.....	10

*Chapitre II : modélisation et simulation de l'ensemble
Convertisseur-Machine asynchrone*

II.1 Introduction.....	11
II.2 Hypothèses simplificatrices.....	11
II.3 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé.....	12
II.3.1 Equations électriques.....	13
II.3.2 Les Equations Magnétiques.....	13
II.3.3 Equations Mécaniques.....	14
II.4 Transformation Triphasé-Biphasé.....	15
II.4.1Transformation de Clarke.....	15
II.4.2Transformation de Concordia.....	16

II.4.3 Transformation De Park	16
II.5 Modèle de Park de la machine asynchrone.....	18
II.5 .1 Equations des tensions.....	19
II.5 .2 Equations des flux.....	19
II.6 Choix du référentiel.....	20
II.6.1 Référentiel lié au stator.....	20
II.6 .2 Référentiel lié au rotor.....	20
II.6.3 Référentiel lié au synchronisme.....	21
II.7 Expressions du couple électromagnétique.....	21
II.8 Mise sous forme d'équation d'état.....	22
II.9 Modélisation de L'alimentation de la Machine.....	24
II.9.1 Modélisation du redresseur.....	25
II.9. 2 Modélisation du filtre.....	26
II.9.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé.....	27
II.10 Stratégie de la command par MLI.....	29
II.10.1 La MLI Sinus-Triangle.....	29
II.11 Simulation de la machine asynchrone alimentée par une source de tension triphasé.....	31
II.11.2 Interprétation des résultats obtenus.....	32
II.12 Simulation de l'association Machine asynchrone-Onduleur de tension.....	33

II.12.1 Résultats de simulation.....	34
II.12.2 Interprétations des résultats obtenus.....	35
I.13 Conclusion.....	35

*Chapitre III : Commande vectorielle de la machine
asynchrone*

III.1 Introduction.....	37
III.2 Généralités sur La commande vectorielle.....	37
III.3 Théorie de la commande vectorielle de la machine asynchrone.....	37
III.3.1 Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	37
III.3.2 Principe de la commande vectorielle.....	38
III.3.2.1 Principe de la commande par orientation du flux.....	38
III.3.2.2 L'objectif de la commande par orientation du flux.....	39
III.3.2.3 Choix D'orientation de flux.....	40
III.3.2.4 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique...40	
III.4 Théorie du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique.....	42
III.4.1 La commande vectorielle directe.....	42
III.4.2 La commande vectorielle indirecte.....	43
III.5 La différence entre les deux méthodes.....	43
III.6 Mise en œuvre de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone.....	44
III.6.1 Structure de la CVD.....	44
III.6.1.1 Les estimateurs de comma.....	44

III.6.2 Organisation fonctionnelle de la CVI.....	46
III.6.2 .1 Découplage.....	46
III. 6.2 .2 Découplage par compensation.....	46
III.6.2.3 les problèmes posés par le découplage.....	48
III.7 Schéma fonctionnel de la CVI.....	49
III.8 De fluxage.....	50
III.9 La régulation.....	50
III.9.1 La conception des régulateurs.....	51
III.9.2 Les caractéristiques des régulateurs.....	51
III.9.3 Calcule des régulateurs.....	52
III.9.3.1 Régulateur de vitesse.....	52
III.9.3.2 Régulation de courant	53
III.10 Synthèse de régulation.....	54
III.11 Simulations de la commande vectorielle indirecte.....	55
III.11.1 Résultats du simulation.....	55
III.11.2 Interprétation des résultats.....	58
III.12 Conclusion.....	58

Chapitre IV : Commande adaptative par modèle de référence MRAS

IV.1 Introduction.....	60
IV.2. Estimateur et observateur.....	60
IV.2.1 Estimateur.....	61
IV.2.2 Observateur.....	61

IV.3 Estimation de la vitesse de la machine asynchrone.....	62
IV.3.1. Estimateur basé sur le système adaptatif avec modèle de référence.....	62
IV.4 la commande adaptative.....	63
IV.4.1 principe de la commande adaptative par model de référence.....	63
IV.5 Les méthodes du MRAS (Model Référence Adaptative System).....	64
IV.5.1 MRAS basée sur le courant statorique.....	64
IV.5.2 MRAS basée sur l'estimation de la f.e.m.....	65
IV.5.3 MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive.....	66
IV.5.4 MRAS basée sur le flux rotorique.....	66
IV. 6 Modèle Simulink d'une MRAS basée sur le flux rotorique.....	68
IV.7 Résultats de simulation de MRAS basée sur le flux rotorique.....	68
IV.8 Interprétation des résultats.....	71
IV.9 Les avantages et les inconvénients de MRAS basée sur le flux rotorique.....	71
IV.10 Conclusion.....	71
Conclusion générale et perspectives.....	73
Bibliographie.....	74
ANNEXE	
Annexe A.....	82
Annexe B	83

Introduction Générale

Introduction générale

Le moteur à courant continu est resté longtemps le plus utilisé dans les entraînements à vitesse variable. Toutefois, avec le développement de l'industrie et l'accroissement continu de l'automatisation des processus de production, le moteur asynchrone suscite plus en plus l'intérêt des industriels. La disponibilité des convertisseurs de fréquence assurant la mise en forme de l'énergie électrique et la mise en place de lois de commande, souvent implémentées dans un microcalculateur, permet d'utiliser le moteur asynchrone à cage dans des applications à vitesse variable. Pour les premières applications, le réglage de la vitesse en régime permanent constituait la principale satisfaction des industriels; très vite on s'est intéressé aux performances de réglage durant les régimes transitoires ; à savoir: le démarrage, le freinage ainsi que ceux qui apparaissent lors de l'application d'une charge. Que ce soit en régime permanent ou en régime dynamique, les recherches effectuées ont montré que le moteur asynchrone peut être découplé en utilisant la théorie de la commande à flux orienté. Le principe d'orientation a été proposé par BLASCHKE en 1972. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Il consiste à placer le repère (d-q) de telle sorte que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter.[53]

En outre, la commande indirecte à flux rotorique orienté est la plus simple à mettre en œuvre et offre un contrôle linéaire du couple de la machine asynchrone. Des avantages qui ont fait d'elle la commande la plus prépondérante dans les milieux industriels. Toutefois, lorsque le moteur est contrôlé par la méthode indirecte à flux rotorique orienté, il est exposé à des contraintes qui peuvent affecter potentiellement ses performances.

Durant le fonctionnement de la machine, la température augmente à cause des différents types de pertes, ce qui provoque la variation de la résistance rotorique et par conséquent la perte de découplage. Ce phénomène affecte à la fois les performances de réglage de la vitesse et l'efficacité du moteur asynchrone [54]. La variation de la résistance rotorique n'est pas la seule source à l'origine de la dégradation de l'efficacité du variateur car le fonctionnement à flux constant provoque également une consommation inutile d'énergie électrique lorsque le moteur entraîne des faibles charges. Autrement dit, le moteur asynchrone à cage est conçu pour fonctionner sous tension et fréquence nominales et son fonctionnement reste optimal tant que la charge entraînée est au delà de **75%** de sa charge nominale.

En plus de cela le capteur de vitesse participe à l'augmentation du coût de l'installation et du

degré de redondance des pannes. Par conséquent, sa suppression et l'utilisation des estimateurs de vitesse peut améliorer nettement la robustesse du système et fait diminuer son coût.

Les chercheurs essayent de se débarrasser du capteur mécanique de vitesse ou position. En effet, outre l'encombrement et la difficulté d'adaptation et de montage sur tous les types d'entraînement, il est fragile et onéreux. On essaye de remplacer la fonction de capteur par des algorithmes de calcul. On trouve actuellement dans la littérature de nombreuses méthodes de commande sans capteurs mécaniques. Nous, nous intéressons dans ce qui suit à celles qui utilisent l'estimation simultanée du flux et de la vitesse. [52]

Structure de la thèse :

Ainsi les travaux présentés dans cette thèse sont organisés de la manière suivante :

Ici , dans le premier chapitre on à parler sur les différents machines et les différents méthodes pour les commandées se qui 'il appelle l'état de l'art de la machine asynchrones .

Le deuxième Chapitre présente tout d'abord de donner la modélisation des machines

Asynchrones triphasées qui utilise la théorie de l'espace vectoriel pour le passage d'un système triphasé réel a un système biphasé fictif sous forme d'équations d'état. Ensuite, une série de simulation à l'aide du logiciel **MATLAB/SIMULINK** a été envisagée dont l'objectif de vérifier les performances du moteur asynchrone par un essai à vide et à charge en boucle ouverte.

Le principe de la commande vectorielle est expliqué dans le chapitre suivant. En effet, ce chapitre présente la commande vectorielle conventionnelle appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension. Ainsi, nous reprendrons la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique (I.F.O.C).

Le chapitre IV se divise en trois parties. Il donne une présentation générale de la commande sans capteur mécanique basée sur la technique de MRAS (Model Référence Adaptive System).

Chaque partie est destinée à donner une explication pour chaque stratégie mentionnée ci-dessous :

La technique de MRAS basée du flux rotorique, la technique de MRAS basée de la f.é.m., la Technique de MRAS basée de la puissance réactive, leurs avantages et inconvénients ainsi que les améliorations possibles. Ce chapitre porte sur l'influence des paramètres de la machine sur les performances du système d'entraînement est simulé à l'aide du logiciel **MATLAB/SIMULINK**.

Introduction Générale

En fin, on termine par une conclusion générale et quelques perspectives proposées pour les Futurs travaux de recherches.

*Chapitre I : L'état de l'art sur la machine
asynchrone*

I.1 Introduction :

Le Moteur Asynchrone, ou Moteur à Induction, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire, relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse synchrone; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître. [1]

Dans ce chapitre, nous ferions un historique sur la machine asynchrone triphasée. Cette dernière bénéficie d'une attention particulière dans les installations industrielles modernes. Après avoir donné un aperçu sur les généralités de la machine asynchrones, nous esquisserons un tableau sur l'état d'art de la commande de la machine asynchrone. Toutefois il est rappelé que la motorisation des équipements électriques est occupée pratiquement par les moteurs asynchrones.

I.2 Définition de la Moteur asynchrone :

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égaux. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique, la machine asynchrone est dite (machine à induction) car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique. [2]

Le **MAS** est la plus utilisé dans le domaine de forte puissance, surtout depuis l'apparition des variateurs dans les années 1980 qui permettent de faire varier la fréquence de rotation du moteur dans une large gamme.

I.3 Constitution d'une machine Asynchrone :

La machine asynchrone est constituée de deux armatures, une armature fixe appelée stator et une armature mobile dite rotor qui sont séparées par un entrefer. la figure (I.1) montre les

différentes parties d'une machine asynchrone

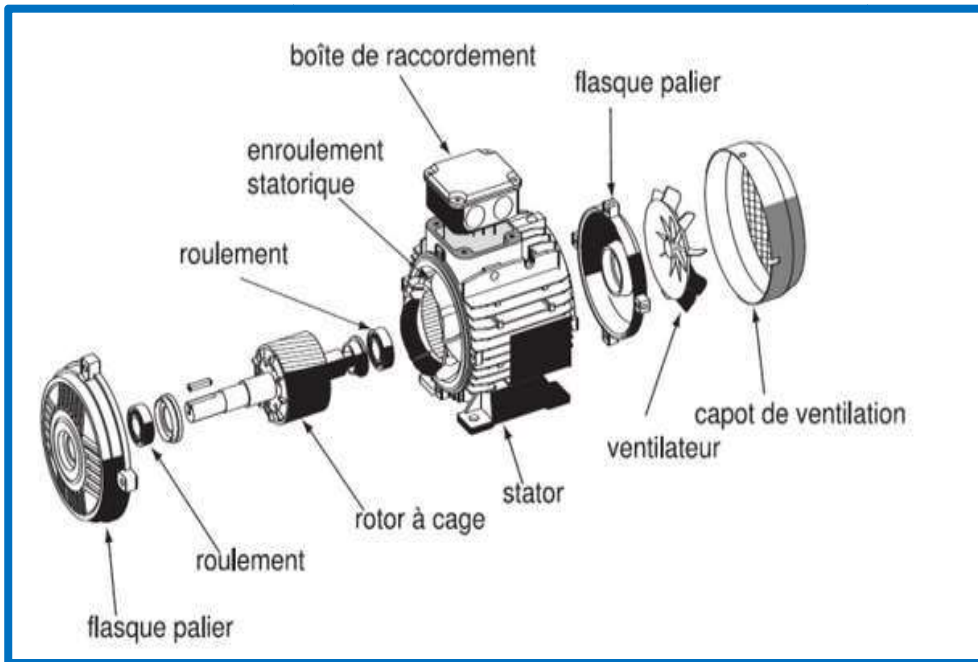


Figure I.1: Différentes parties d'une machine asynchrone

I.3.1 Le stator (inducteur) :

Est la partie fixe de la machine, appelé aussi primaire, il est parfaitement feuilleté et comporte des encoches régulièrement réparties, dans ces encoches sont logés trois enroulements identiques à p paires de pôles fictifs, qui créent un champ tournant lorsqu'ils sont parcourus par des courants alternatifs triphasés dans le stator crée un champ magnétique $\vec{B} \wedge \vec{L}$ tournant à la pulsation de Synchronisme $\Omega_s = \omega/p$, leurs axes sont décalés d'un angle de $2\pi/3$, voir la figure (I.2). [3]

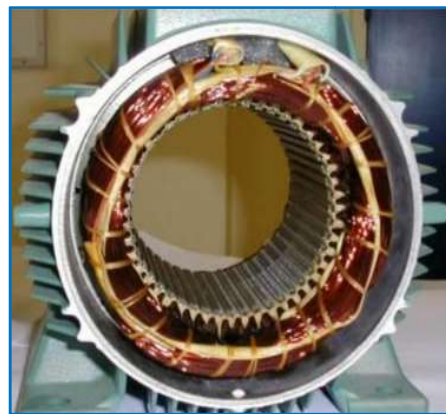


Figure I.2 : Stator.

avec :

ω_s : Vitesse synchrone de rotation du champ tournant en rad.S^{-1} ;

ω : Pulsation des courants alternatifs en rad.S^{-1} et $\omega = 2.p.f$;

p : Nombre de paires de pôles.

I.3.2 Le rotor (induit) :

Comme pour le stator, le circuit magnétique du rotor est constitué de tôles d'acier, généralement de la même origine que celles utilisées pour fabriquer le stator. Il existe deux types de rotors dans les machines asynchrones : bobinés ou à cages d'écureuil. Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators.

Le phasage du rotor est rendu disponible grâce à un système de bagues balais placé sur l'arbre machine, pour les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués des barres métalliques en cuivre pour les gros moteurs et en aluminium pour les petits moteurs. Ces barres sont court-circuitées à chaque côté, leurs extrémités chacune est reliée et court-circuitée par deux dites "anneaux de court-circuit".

I.3.2.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil :

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.

Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande, il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service, son inconvénient majeur est qu'il a, au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple) [4].



Figure I.3: Machine asynchrone à cage d'écureuil.

I.3.2.2 Machine asynchrone à rotor bobiné :

Les tôles du rotor comportent des encoches dans lesquelles sont placés des conducteurs formant l'enroulement triphasé, avec le même nombre de pôles que le stator ($2p$). Trois bagues et trois balais sont prévus pour accéder à ces enroulements rotoriques.

Ce dispositif permet de modifier les propriétés électromécaniques d'un moteur asynchrone, Voir la figure (I.4).



Figure I.4: Construction d'un rotor bobiné.

I.3.3 Les organes mécaniques :

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur, l'arbre est un organe de transmission, il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement, il est généralement, constitué en acier moulé ou forgé [5].

I.4 Avantages du moteur asynchrone :

Le moteur asynchrone est le moteur le plus répandu dans l'industrie, il est robuste, faible, économique, également il est reconnu pour sa très bonne standardisation.

I.5 Problématique du moteur asynchrone :

Dans le moteur asynchrone :

- Le courant du stator est utilisé à la fois pour la génération de flux et de couple.
- Le couplage naturel des machines à courant continu n'existe plus, d'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator.
- Le rotor n'étant pas accessible, l'équation du vecteur rotor doit être modifiée pour exprimer la grandeur du rotor par son action sur le stator.
- derrière la simplicité de la structure se cachent une grande complexité fonctionnelle aux les caractéristiques du moteur, mais aussi la grande complexité de fonctionnement due à la non linéarité, la difficulté d'identification, la variation des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 100%).

I.6 Principe de Fonctionnement de la machine asynchrone :

Le fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur le principe de l'interaction électromagnétique du champ tournant (créé par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau) et des courants induits dans l'enroulement rotorique (lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ tournant), cette interaction

électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant [dite vitesse de synchronisme N_s [tr/min] ou Ω_s [rad/s]] diffère de celle du rotor N_r [tr/min] ou Ω_r [rad/s]] [6].

C'est ainsi que le couple électromagnétique existe à condition que :

➤ Le glissement g soit non nul, pour que les grandeurs induites au rotor soient non nulles, il décrit l'écart relatif entre les deux vitesses, on retiendra :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_r} = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_r} \quad (I.1)$$

➤ Les conducteurs du rotor soient fermés, de fait il existe de nombreuses relations exprimant le couple électromagnétique **C.E.M** d'une machine asynchrone. Mais il est possible d'écrire qu'il résulte du produit vectoriel des vecteurs force magnétomotrice :

$$\vec{C}_e = k \vec{\varepsilon}_s \wedge \vec{\varepsilon}_r$$

ε_s et ε_r Les flux statoriques et rotoriques,

Le constante k ne dépend que de la géométrie et des bobinages de la machine [7].

I.7 Les techniques de commande du moteur asynchrone :

I.7 .1 La Commande Scalaire (Loi V/f) :

Cette première méthode de commande, la plus ancienne, équipe un grand nombre des variateurs à dynamique relativement lente et ne nécessitant pas de fonctionnement à très basse vitesse avec fort couple par exemple le ventilateur, le compresseur, climatiseur et la pompe ou des performances dynamiques très élevés [8].

Le contrôle du couple et de la vitesse de la machine à induction nécessite le contrôle de son flux magnétique réalisé selon deux méthodes dites directes et indirectes. Les premières dérivent à partir de sa mesure physique ou de son estimation. Les secondes sont réalisées sur la base du maintien du rapport tension-fréquence égal à une constante, souvent appelées les lois V/f et qui sous entendent généralement toutes les commandes scalaires (Volt/Hertz en anglais). Le principe de cette commande est fondé sur la modélisation en régime permanent du moteur à induction.

En cherchant à maximiser les capacités de couple, le flux doit être maintenu dans une large plage égale à sa valeur nominale correspondant au Maintien du rapport $V/f = \text{constante}$, de par son fondement, cette technique est sensible dans les phases transitoires aux variations paramétriques à savoir la résistance statorique [9].

I.7.1.1 Le Contrôle scalaire direct :

Ce type contrôle consiste à réguler le flux. Cela nécessite sa mesure ou son estimation. Cette méthode est plus compliquée à mettre en œuvre, en raison du coût des capteurs et de la qualité des signaux obtenus. On procède plutôt à une estimation ou une observation d'état.

I.7.1.2 Le Contrôle scalaire indirect :

Il consiste à imposer indirectement le flux magnétique en imposant le rapport amplitude/fréquence de la tension ou de courant. La première méthode est plus difficile à mettre en pratique sans moyen de calcul puissant, c'est la deuxième approche qui est la plus utilisée pour des considérations de stabilité. [3]

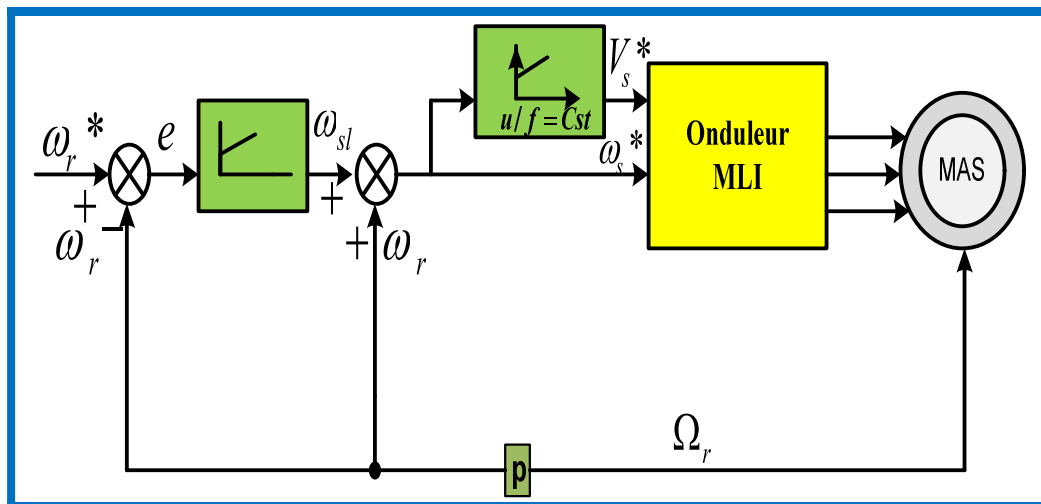


Figure I.5 : Schéma classique de commande scalaire.

I.7.2 La Commande Vectorielle de MAS :

La commande par flux orienté ou la commande vectorielle est une technique qui apparaît de nos jours dans littérature traitant les méthodes de contrôle des machines électriques à courant alternatif. Le principe d'orientation du flux est apparu dans les travaux de **Blaschke** au début des années 70, il consiste à faire coïncider l'axe 'd' du repère tournant (**d-q**) avec le flux, afin de rendre le comportement de la machine asynchrone similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, le flux est donc contrôlé par le courant inducteur et le couple par le courant induit, le but de cette commande est d'éliminer le couplage qui existe entre l'induit et l'inducteur et de ramener son fonctionnement comparable à celui d'une **MCC** en décomposant le courant statorique en deux composantes, dont l'une contrôle le flux (I_{ds}) et l'autre contrôle le couple (I_{qs}), on distingue deux types des contrôles vectorielles, directe (**FOC**) et indirecte (**IFOC**) dans le contrôle vectoriel directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans le contrôle vectoriel indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelques approximations.[10]

I.7.2.1 La Commande vectorielle indirecte :

La commande est dite indirecte lorsque la position du flux considéré est calculée à partir de la mesure de la vitesse du rotor et d'autres grandeurs accessibles, comme les tensions ou les courants statoriques.[10]

La commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension peut être représentée par la figure suivante :

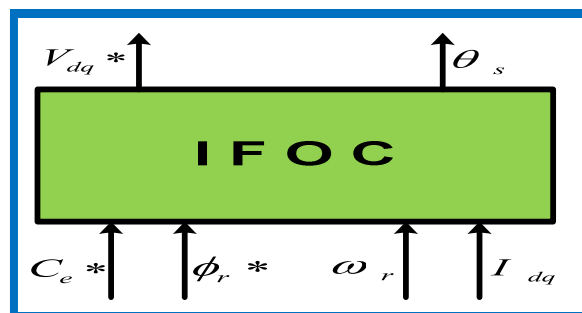


Figure I.6 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la MAS alimentée en tension

I.7.2.2 La Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelle que soit le régime transitoire effectué. Une première possibilité est de mettre des capteurs de flux dans l'entrefer et de mesurer directement les composantes φ_{ra} et φ_{rb} de manière à en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs, mécaniquement fragiles, sont soumis à des conditions sévères dues aux vibrations et aux échauffements.

La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, d'autre part, les signaux captés sont entachés de bruits engendrés par les encoches et nécessitent des filtres ajustables.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelle que soit le point de fonctionnement. Toutefois il nécessite l'utilisation d'un moteur équipé de capteurs de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation.[10]

I.7.3 La commande directe du couple (DTC) :

La commande **DTC** d'une Machine Asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique, L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis [11][19].

Dans une commande « **DTC** », il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont [12] [13] [14] :

- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- La stratégie de contrôle par **DTC** est insensible, dans sa version de base, aux variations

des paramètres du rotor de la machine.

- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe du couple, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.

- La mise en œuvre des commandes de type **DTC** se démarque sensiblement des commandes à

flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation des coordonnées (**Park**) dans des axes tournants

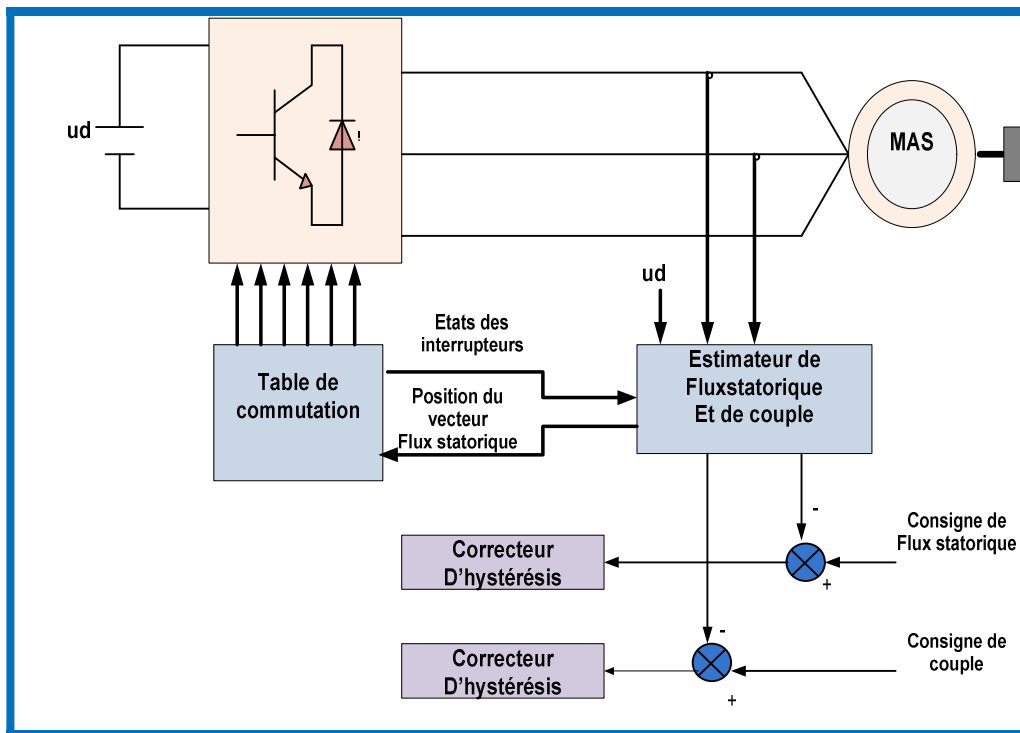


Figure I.7: schéma de principe de la commande directe du couple.

I.8 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons fait une description générale sur la machine asynchrone, ses avantages, sa problématique, son principe de fonctionnement et leurs différentes techniques de commande. Le chapitre suivant, sera présenter la modélisation de la machine asynchrone.

*Chapitre II : modélisation et simulation
de l'ensemble Convertisseur-Machine
asynchrone*

II.1 Introduction :

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration de la loi de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il s'agit d'une application simple des méthodes de la modélisation à la machine asynchrone qui présente des spécificités propres qui ne sont pas nécessairement communes à d'autres processus physique. Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligatoire pour étudier le comportement de la machine dans tous les cas de fonctionnement.

A cet effet, le point de départ qu'on a considéré pour la modélisation de la machine asynchrone et les équations d'état qui lui sont associées. La simulation de la machine asynchrone triphasée à diverses alimentations nous permettra de retrouver des résultats classiques et de valider nos modèles du type schéma blocs programme de "**simulation**" dans "**MATLAB**". Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation électrique de la machine, qui est un onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de la méthode d'approche qui a été abordé du **MLI**, qui est très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est liée au contrôle des machines électriques. [15]

Dans ce chapitre, il sera présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone, en utilisant la transformation de **Park**, ce qui réduit la complexité du modèle, aussi la plus adaptée à l'élaboration d'algorithmes de commande puisqu'elle consiste à transformer une machine triphasée (trois axes) à une machine biphasée (deux axes) équivalente suivant l'alimentation appliquée. Puis nous traiterons l'association convertisseur machine.

II.2 Hypothèses simplificatrices :

Afin de simplifier la modélisation de la machine, on va admettre les hypothèses simplificatrices suivantes [16] [17]:

- L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées est équilibré.
- On néglige l'effet de peau.
- La constance des inductances propres.
- La constance des résistances statoriques et rotoriques.

– La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

II.3 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère triphasé :

Le stator de la machine asynchrone est formé de trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et traversés par trois courants variables. Le rotor peut être modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle [18].

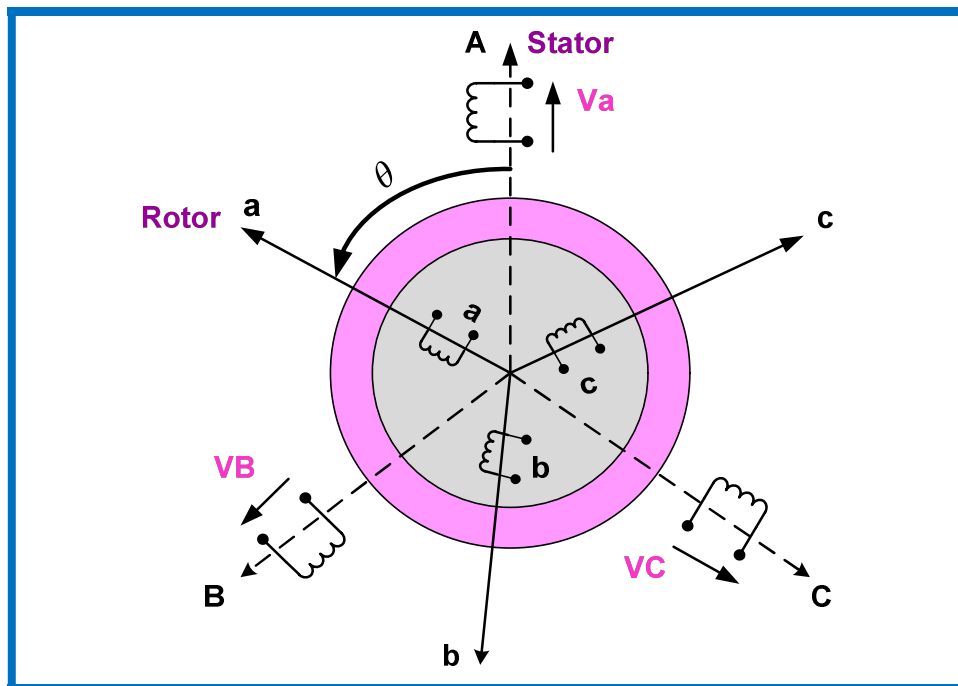


Figure II.1: Représentation schématique du modèle de la machines asynchrone.

D'après la figure (II.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement pour le stator avec l'indice (s) et le rotor (qui peut être soit bobiné ou à cage d'écureuil.) avec l'indice (r).

Le référentiel lié au stator est noté (ABC), celui lié au rotor est noté (abc).

θ_r : Représente l'angle entre la phase statorique A et la phase rotorique a ;

θ_{rs} : Représente l'angle entre la phase rotorique a et l'axe d ;

θ_s : Représente l'angle entre la phase statorique A et l'axe d.

II.3.1 Equations électriques :

Avec les hypothèses avancées, les équations de tension des trois phases statoriques et celles rotoriques s'écrivent :

•Pour le stator :

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \rightarrow [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{sabc}] \quad (II.1)$$

•Pour le rotor :

$$\begin{cases} V_{ra} = R_r I_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = R_r I_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = R_r I_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \rightarrow [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{rabc}] \quad (II.2)$$

Avec : R_s, R_r les résistances par phase respectivement du stator, et du rotor :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (II.3)$$

En désignant par :

- $[V_{sabc}], [V_{rabc}]$: les vecteurs des tensions statoriques et rotoriques.
- $[I_{sabc}], [I_{rabc}]$: les vecteur des courants statoriques et rotoriques.

Ainsi pour les vecteurs de flux :

- $[\phi_{sabc}], [\phi_{rabc}]$: les vecteurs de flux à travers les phases statoriqueet statorique.

II.3.2 Les Equations Magnétiques :

Les relations entre les flux et les courants du stator et de rotor peuvent être exprimé sous forme matricielle comme suit :

•Pour le stator :

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (II.4)$$

•**Pour le rotor :**

$$[\varphi_r] = [L_r] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s] \quad (\text{II.5})$$

Où :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} [L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = L_m \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Où :

- $[L_{ss}]$: Inductance propre d'une phase statorique ;
- $[L_{rr}]$: Inductance propre d'une phase rotorique ;
- $[M_{sr}] = [M_{rs}]$: Inductance mutuelle entre phases statoriques ;
- M_s, M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques et statoriques ;
- L_m : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor ;
- θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator.

En mettant (II.4) et (II.5) dans, respectivement, (II.1) et (II.2), nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}] \cdot [I_s]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (\text{II.8})$$

$$[0] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([L_{rr}] \cdot [I_r]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [I_s]) \quad (\text{II.9})$$

II.3.3 Equations Mécaniques :

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$ce = p[I_s]^t + \frac{d}{d\theta} [M_{sr}][I_r] \quad (\text{II.10})$$

L'équation du mouvement est exprimée comme suivant :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = ce - cr - f \cdot \Omega J \quad (\text{II.11})$$

Avec :

J : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : Coefficient du frottement visqueux.

Ce : Couple électromagnétique.

Cr : Couple résistant.

Ω : Vitesse mécanique.

$\Omega = p \omega_r$.

II.4 Transformation Triphasé-Biphasé :

La mise en équations de la machine asynchrone aboutit à un système de six équations différentielles à coefficients variables, la résolution de ce système est très difficile, d'où la nécessité de faire une transformation du système triphasé vers un système biphasé équivalent. Cette transformation doit conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles, ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique valable pour la machine réelle, avec le développement de l'outil numérique, cette transformation peut se faire facilement [19], [20].

II.4.1 Transformation de Clarke :

L'idée de **Clarke** repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé peut l'être aussi par un système biphasé, à condition que le champ ou les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés. Le passage d'un système triphasé à un système biphasé définie par :

$$[C_L] = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Ce qui donnera Si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [C_L] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

La transformation inverse est donc :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [C_l]^{-1} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

L'inconvénient de la transformation de Clarke est qu'elle n'est pas normée, elle conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple. La transformation de Concordia permet de pallier cet inconvénient[21].

II.4.2 Transformation de Concordia :

La transformation de Concordia est une modification de la matrice de Clarke afin de permettre l'invariance de la puissance instantanée. Le passage d'un système triphasé à un système biphasé définie par :

$$[C_o] = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Ce qui donnera si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} = [C_o] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

La transformation inverse est donc:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [C_o]^{-1} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

La transformation de Concordia est normée elle conserve donc la puissance instantanée, cette transformation est utilisable dans le contrôle direct du couple (DTC) [22], [23], [24].

II.4.3 Transformation de Park :

Le modèle biphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère biphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques, il conduit des relations indépendantes de l'angle θ et, à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de **Park(1929)**.

Cette transformation ainsi, a pour objectif de rendre les inductances mutuelles du modèle indépendantes de l'angle de rotation lafigure met en relief l'axe direct du référentiel de Park, et l'axe en quadrature d'indice q, Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct d et axe en quadrature q) [26].

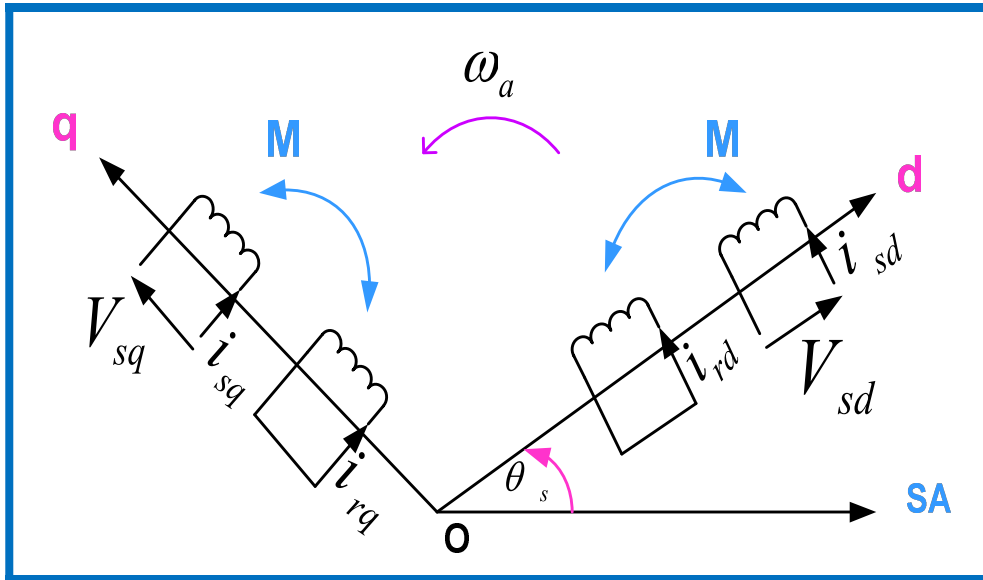


Figure II.2 : Position des axes d q par rapport aux axes de la machine.

On aura le modèle de la machine asynchrone avec les définitions angulaires suivantes :

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad (\text{II.18})$$

La transformation de Park est définie comme suit :

$$\begin{pmatrix} x_d \\ x_q \end{pmatrix} = P(\theta) \begin{pmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{pmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Où peut être un courant, une tension ou un flux. Les termes, représentent les composantes longitudinales et transversales des variables statorique tensions, courants, flux et inductances, θ représente la position du rotor [27].

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} = [p(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Et :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [p(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Où :

$x_a, x_b; x_c$: Représentent les valeurs instantanées des grandeurs triphasées.

x_d, x_q : Représentent les valeurs instantanées des grandeurs biphasé.

x_h : Représente la composante homopolaire, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

$[p(\theta)]$: La matrice de Park.

$[p(\theta)]^{-1}$: La matrice inverse de Park.

La transformation de Park définie par la matrice de rotation $[p(\theta)]$ est donnée sous la forme suivante :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

La matrice inverse est définie par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

• On a choisi le facteur le facteur $\sqrt{\frac{2}{3}}$ pour les valeurs inchangées des puissances électriques instantanées des tensions, courants, et flux.

• θ : Représente l'angle l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé.

II.4.3 Modèle de Park de la machine asynchrone :

Afin d'obtenir des coefficients constants dans les équations différentielles, la transformation de Park est utilisée. Cette transformation est ancienne (1929) et si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel [27].

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (II.3).

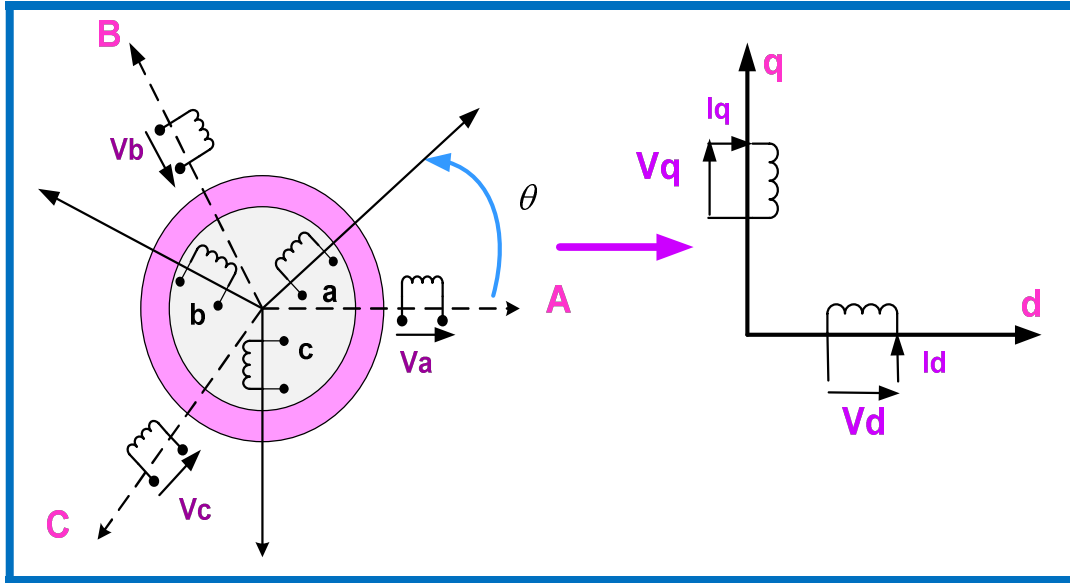


Figure II.3 : Transformation a b c vers d q de la MAS.

II.5.1 Equations des tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

II.5 .2Equations des flux :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

Cependant, nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour dq . En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

$L_s = l_s - M_s$: Inductance cyclique statorique.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs}$: Inductance cyclique mutuelle.

II.6 Choix du référentiel :

De manière générale, les équations des tensions et des flux de la MAS, écrites dans le plan dq

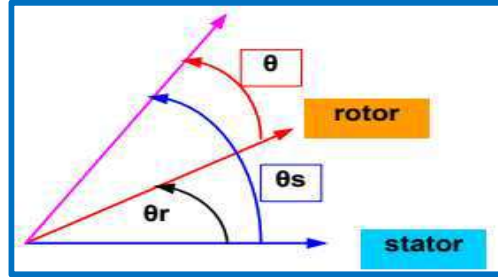


Figure II.4 : Choix de référence.

II.6.1 Référentiel lié au stator :

Caractérisé par $\theta_s = 0$, et par conséquent $\omega = -\omega_r$. Le système d'équations (II.24) devient alors:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Où $\omega = \frac{d\theta}{dt}$ est la pulsation mécanique.

II.6.2 Référentiel lié au rotor :

Caractérisé par $\theta_r = 0$, et par conséquent $\theta_s = \theta + \theta_r$. Le système d'équations (II.24) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + \omega \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

II.6.3 Référentiel lié au synchronisme :

Dans ce cas, la vitesse repère dq est la vitesse du synchronisme ω_s (vitesse du champ tournant), Donc :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega, \text{ et } \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega \quad (\text{II.28})$$

Le système d'équations (II.27) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

C'est dans ce référentiel que nous allons travailler par la suite. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [4]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation.

II.7 Expressions du couple électromagnétique :

La détermination du couple instantané dans la machine peut être effectuée de deux manières [28] :

- Par un bilan de puissance instantané.

On montre que la transformation Park conservait la puissance instantanée fournie aux enroulements statoriques et rotoriques en fonction des grandeurs d'axes d, q est donnés par l'expression suivant :

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (\text{II.30})$$

En développant l'expression (II.28), nous trouvons que la puissance instantanée compose de trois puissance, puissance dissipée en perte joules, puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec la source, et puissance mécanique (II.30).

$$P_e = P_j + P_{em} + P_{mec} \quad (\text{II.31})$$

1. Puissance en perte joule :

$$P_j = R_s(Isd^2 + Isq^2) + R_r(Ids^2 + Irq^2) \quad (II.32)$$

2. Puissance représente les échanges d'énergies, électromagnétiques avec les sources :

$$\begin{cases} P_{mec} = I_{sd} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} + I_{sq} \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + I_{dr} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} + I_{qr} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \\ P_{em} = \omega(I_{rd}\varphi_{rq} - I_{rq}\varphi_{rd}) \end{cases} \quad (II.33)$$

3. La puissance mécanique est reliée au couple l'expression suivant :

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega} = P \frac{P_{em}}{\omega} \quad (II.34)$$

On peut avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique tous

Égales :

$$C_e = \frac{3}{2}P(\varphi_{rq}I_{sq} - \varphi_{sq}I_{sd}) = \frac{3}{2}P(\varphi_{rd}I_{rq} - \varphi_{rq}I_{rd}) \quad (II.35)$$

$$C_e = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} (\varphi_{rd}I_{sq} - \varphi_{rq}I_{sd}) = \frac{3}{2} PLm(I_{sq}I_{rd} - I_{sd}I_{rq}) \quad (II.36)$$

II.8 Mise sous forme d'équation d'état :

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du repère du choix des variables d'état pour les équations électriques. On écrit les équations dans le repère (d, q) car c'est la solution la plus générale.

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statorique ($V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}$) et la vitesse du champ tournant ω_s sont considérées comme variable de commande, le couple résistant C_r comme perturbation.

Maintenant on vas réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants (I_{ds}, I_{qs}) et les flux rotorique ($\varphi_{ds}, \varphi_{dr}$) comme variable d'état et le référentiel choisi est celui du champ tournant [29].

$$\begin{cases} \dot{X} = A.X + B.U \\ Y = C.X + D.U \end{cases} \quad (II.37)$$

Avec :

X : vecteur d'état qui représente l'ensemble des variables du système.

U : vecteur d'entrée ou la commande.

Avec :

$$X = [I_{ds}, I_{qs}, \varphi_{dr}, \varphi_{qr}]^T$$

$$U = [V_{ds}, V_{qs}, V_{dr}, V_{qr}]^T$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[R_s + \frac{l_m^2}{L_r T_r} I_{sd} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{l_m}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \varphi_{rq} + \frac{l_m}{L_r T_r} \varphi_{rd} + V_{ds} \right] \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[R_s + \frac{l_m^2}{L_r T_r} I_{sq} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{l_m}{L_r} \cdot \omega_r \cdot \varphi_{rd} + \frac{l_m}{L_r T_r} \varphi_{rq} + V_{qs} \right] \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{l_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{rd} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{l_m}{T_r} I_{sq} - \frac{1}{T_r} \cdot \varphi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

Où : $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{L_s T_r}$ est le facteur de dispersion.

$T_r = \frac{l_r}{R_r}$, est la constante du temps rotorique.

La forme matricielle est donné par :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\varphi}_{qr} \end{bmatrix} = [A] \cdot \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} + [B] \cdot \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\lambda & \omega_s & \frac{K}{T_r} & \omega K \\ -\omega_s & -\lambda & -\omega K & \frac{K}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_s - \omega) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Où :

$$u = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix}; T_r = \frac{L_r}{R_r}; \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}; K = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}; \lambda = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{L_m^2}{\sigma T_r L_s L_r}$$

II.8 Modélisation de L'alimentation de la Machine :

Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur la fréquence et la tension (ou le courant) statorique. Par conséquent, pour se donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension (ou courant) d'amplitude et de fréquence réglable en valeur instantanées, selon des critères liés aux performances dynamiques souhaitées.

La figure II.5 présente un système électromécanique mettant en œuvre une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension (ou de courant)[30].

Les caractéristiques exigées de l'actionneur électrique dépendent à la fois de la machine, de son alimentation et de la commande de l'ensemble. Ces caractéristiques sont :

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.
- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

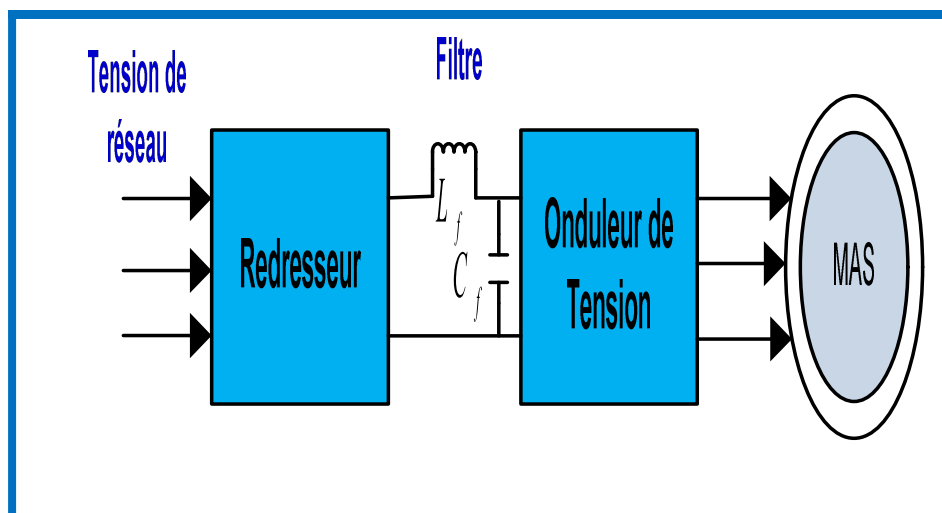


Figure II.5 : Schéma du système d'association onduleur de tension-MAS.

II.9.1 Modélisation du redresseur :

Un redresseur est un convertisseur statique capable de convertir source alternative en source continue, à plusieurs composants, selon performances désirées.

Dans notre travail, le type de redresseur est constitué de trois diodes avec cathodes (D1, D2, D3) Courant de sortie I_d , trois diodes (D1', D2', D3') à anode commune assurant le retour du Courant de sortie I_d , comme illustré dans la figure suivante :

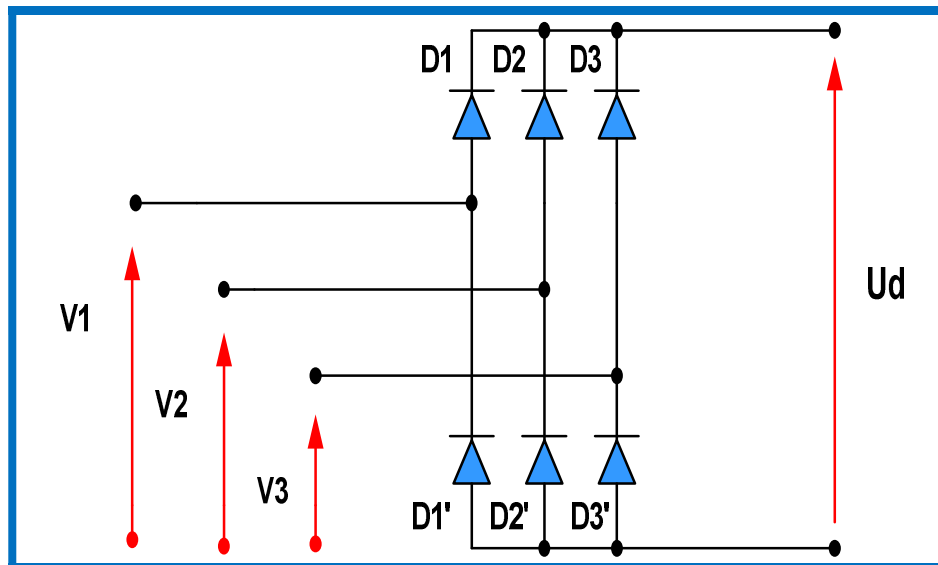


Figure II.6: Représentation du redresseur triphasé à diodes.

Le redresseur est alors alimenté par le système triphasé suivant :

$$\begin{cases} V_1(t) = V_m \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \\ V_2(t) = V_m \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_3(t) = V_m \sin\left(2\pi \cdot f \cdot t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.41})$$

La tension de sortie sera définie comme suite :

$$U_d = \text{Max}[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] - \text{Min}[V_1(t), V_2(t), V_3(t)] \quad (\text{II.42})$$

Cette tension redressée est assez ondulée figure(I.6), ce qui nécessite une opération de filtrage

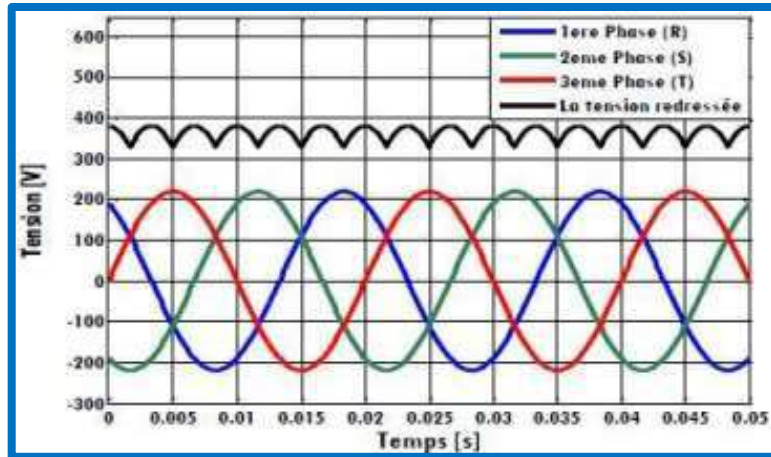


Figure I.7: Représentation de la tension redressée.

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{red} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (II.43)$$

II.8. 2 Modélisation du filtre :

Entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension, on insère un filtre LC passe-bas comme le montre la figure (II.7) :

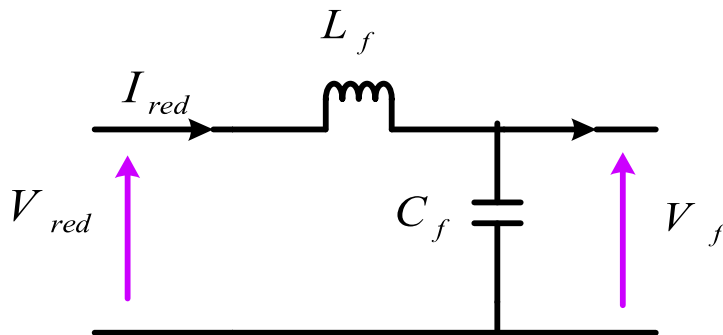


Figure II.8: Schéma du filtre LC

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{red} = I_f \frac{dI_{red}}{dt} + V_f \\ \frac{dV_f}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_{red} - I_f) \end{cases} \quad (II.44)$$

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

$$F(s) = \frac{V_f(s)}{V_{red}(s)} = \frac{1}{L_f C_f s^2 + 1} \quad (\text{II.45})$$

C'est une fonction du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.46})$$

Pour dimensionner ce filtre, on doit placer sa fréquence de coupure au dessous de la fréquence de la première harmonique de $U_d(t)$. Cette condition nous permet de déterminer L et C [31].

II.9.3 Modélisation de l'onduleur de tension triphasé :

On appelle onduleur de tension un onduleur alimenté par une source de tension continue c'est-à-dire par une source d'impédance interne négligeable ; sa tension U n'est pas affecter par la variation du courant I qui la traverse. La source continue impose la tension à l'entrée de l'onduleur est donc à sa sortie [32] [33]. On peut réaliser un onduleur de tension triphasé en groupant trois demi ponts monophasé la Figure I.8 représente un onduleur triphasé de tension. Il se compose de trois bras à interrupteurs réversible en courant, commandé à la fermeture et à l'ouverture, réalisé à partir d'un (GTO ou IGBT) et une diode en antiparallèle [33].

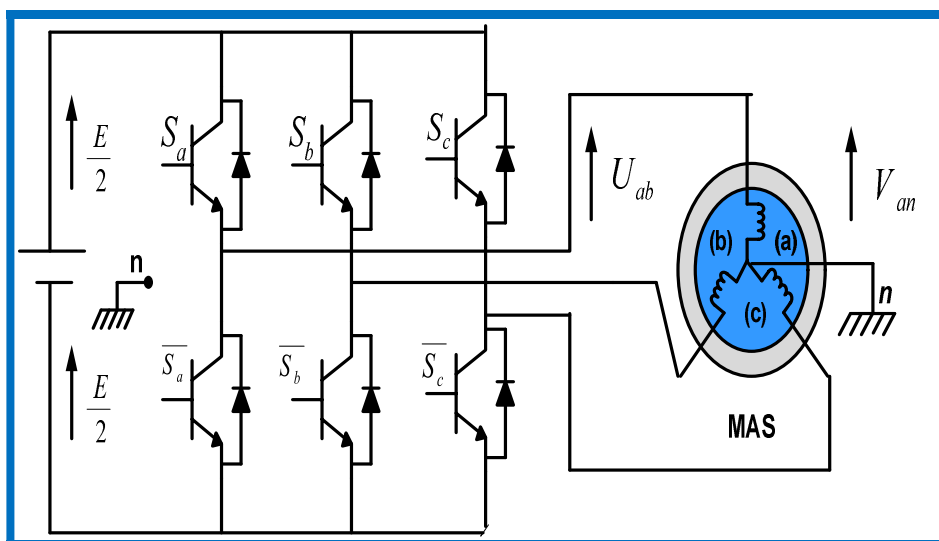


Figure II.9 : Principe de l'alimentation par onduleur de tension.

Chapitre II: Modélisation et simulation de l'ensemble Convertisseur-Machine asynchrone

L'état des interrupteurs, supposées parfaites preuves être défini par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$)

- Si le transistor supérieur est en conduction, les variables $S_i = 1$
- Si le transistor inférieur est en conduction, les variables $S_i = 0$ Soit n le point neutre du côté alternative de la MAS, alors les tensions composées sont définies par:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{bn} \end{cases} \quad (\text{II.47})$$

La charge de la machine est supposée équilibrée, on aura donc:

$$\begin{cases} V_{an} = (V_{ab} - V_{ca}) * \frac{1}{3} \\ V_{ba} = (V_{bc} - V_{ac}) * \frac{1}{3} \\ V_{cn} = (V_{ca} - V_{bn}) * \frac{1}{3} \end{cases} \quad (\text{II.48})$$

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} - V_{b0} \end{cases} \quad (\text{II.49})$$

On obtient la matrice:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{ba} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_{a0} \\ V_{b0} \\ V_{c0} \end{bmatrix} \quad (\text{I.50})$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et o :

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad (\text{I.51})$$

Par tout sa on peut d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{ba} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} 2 & 1 & -1 \\ 1 & 2 & 1 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.52})$$

II.10 Stratégie de la command par MLI:

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon : pulse width modulation) consiste à adapter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables. Cette technique peut être considérée comme une extension du principe de la commande par découpage ou la durée des impulsions n'est plus régulière mais choisie de façon à supprimer le maximum d'harmoniques de rangs faibles difficiles à filtrer [34].

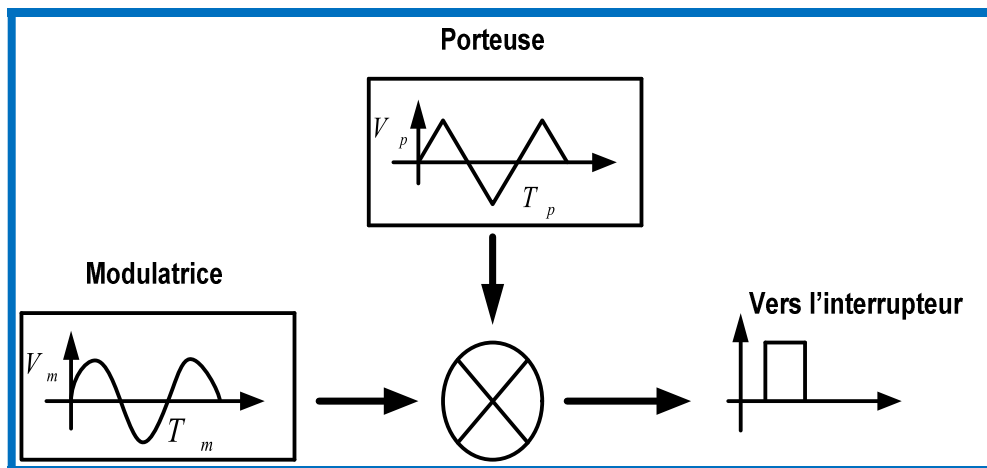


Figure II.10: Schéma synoptique de la M.L.I.

II.10.1 La MLI Sinus-Triangle:

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante.

La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

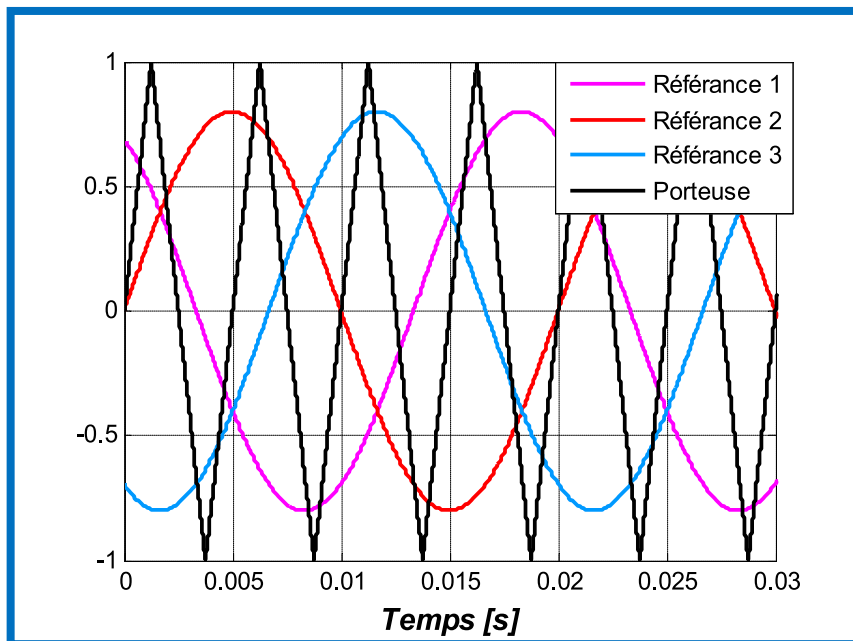


Figure II.11: Principe de la commande MLI

Cette MLI sert à remédier ces problèmes et elle a comme avantages [34] :

- Variation de la fréquence de la tension de sortie,
- Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

D'autre part les conséquences de ces deux avantages sont :

- Minimisation de la distorsion du courant,
- Faible coût du filtre de sortie

Cette technique est caractérisée par deux paramètres [34] :

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la référence f_{ref} .

$$\left(m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \right) \quad (II.53)$$

- 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 sur la v_{mref} porteuse v_{mp} .

$$\left(\tau = \frac{v_{mref}}{v_{mp}} \right) \quad (II.54)$$

On trouvera dans l'annexe B un modèle de l'onduleur triphasé de tension à deux

niveaux équipé d'une commande MLI sinus-triangle, à implanter dans l'environnement MATLAB-Simulink.

II.10 Simulation de la machine asynchrone alimentée par une source de tension triphasé :

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les paramètres de la MAS sont citées dans l'annexe A.

Cette partie présente une simulation numérique d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement à partir d'un réseau standard. La machine est alimentée par une source de tension sinusoïdale comme indiqué sur le schéma ci-dessous.

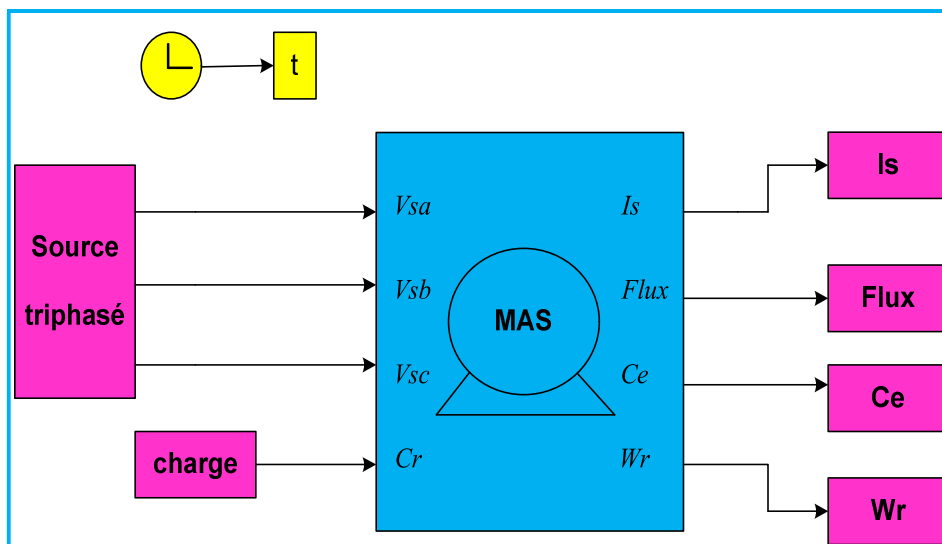


Figure II.12 : Schéma bloc de la simulation de la MAS alimentée en tension.

En première étape on a simulé le démarrage de la machine asynchrone alimentée par un réseau Couple électromagnétique [N.m] triphasé équilibré 220/380[V] de fréquence =50Hz. Puis on ajoute une charge de couple résistant ($Cr=9$ N.m) appliquée à l'instant $t=1.5$ [s].

II.10.1 Résultats de simulation :

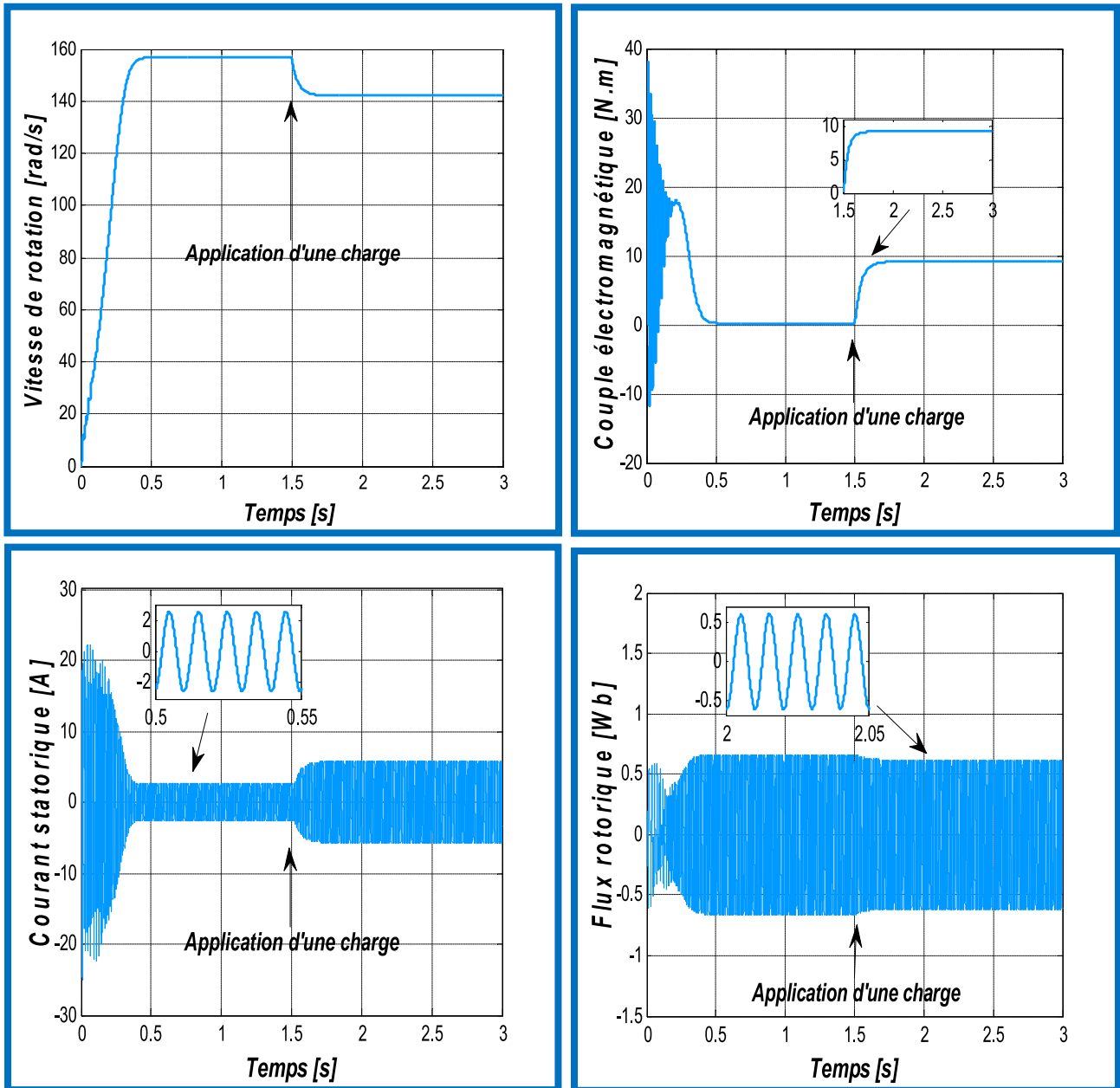


Figure II.13 : résultats de la simulation de la MAS

alimenté par une source triphasée

II.10.2 Interprétation des résultats obtenus :

Les résultats de simulation présentée dans la figure (II.11) s détaillent séparément l'évolution de courant statorique I_s , des flux statorique ($\varphi_{dr}, \varphi_{qr}$) du couple électromagnétique (Ce) et la vitesse (ω_r).

Le courbe de la vitesse présente des oscillations dans le démarrage avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale (157 rad/s). Concernant le courant statorique atteint une valeur crête, due au fort appel du courant de démarrage afin dégénérer un couple électromagnétique qui prends des oscillations qui expliquent bien le bruit au démarrage de la machine, après il se stabilise à une valeur nulle. Ainsi que aux premier temps les flux rotorique prends des oscillations après se stabilise.

Au moment de l'application de couple résistant (charge mécanique) de 9 (N.m) à l'instant $t=1.5[s]$ la courbe de la vitesse diminue et se stabilise a une valeur 142 rad/s. également le couple électromagnétique tend vers le couple de charge.

Le flux statorique prend une forme avec une diminution d'amplitude .le courant statorique présentent une augmentation de l'amplitude due a l'application de couple résistant.

II.11 Simulation de l'association Machine asynchrone-Onduleur de tension :

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

Les paramètres de la MAS sont citées dans l'annexe A.

L'ensemble [MAS+OND] est soumis à une tension continue de 220[V], les trois modulatrices étant caractérisées par des amplitudes de 380 [V] et une fréquence de 50[Hz],

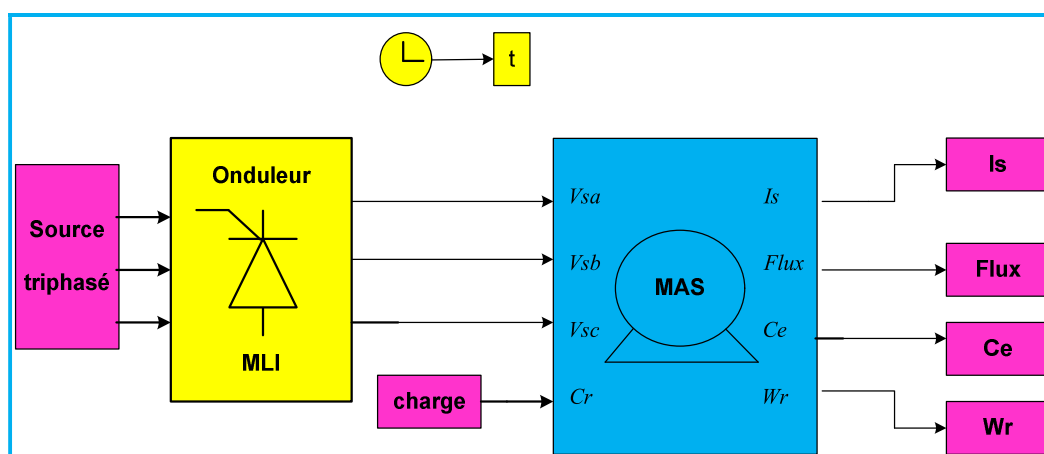


Figure II.14 : schéma bloc de la simulation de l'ensemble MAS-onduleur.

II.11.1 Résultats de simulation :

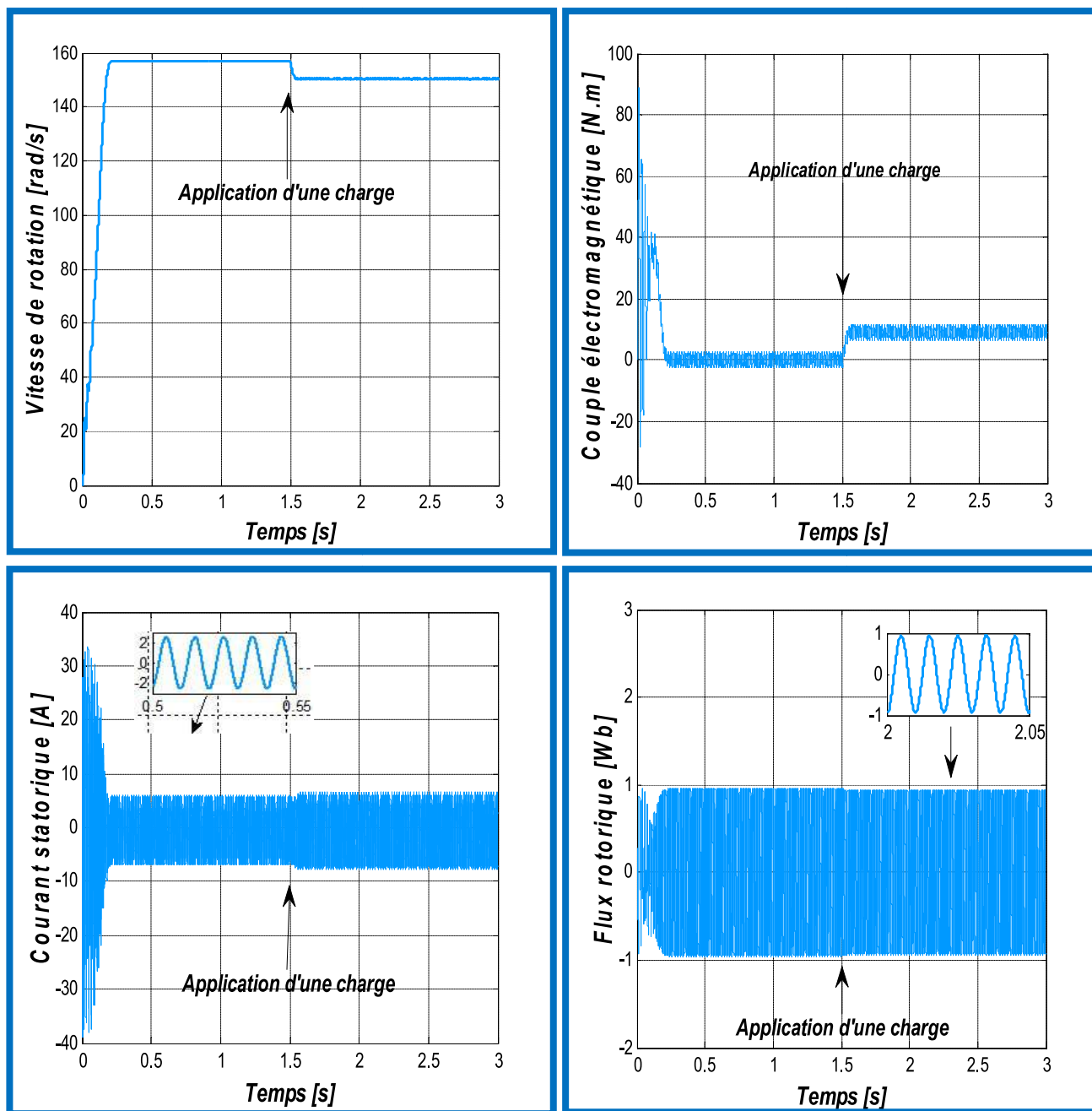


Figure II.1 : résultats de la simulation de la MAS

alimenté par un onduleur de tension

II.11.2 Interprétations des résultats obtenus :

D'après la figure (II.13),

A vide, ($C_r=0N.m$), on constate que :

- Pour la vitesse :

L'évolution de la vitesse se stabilise à 157 [rad/s]. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage.

- Pour le couple électromagnétique :

L'oscillation de couple monte jusqu'à 87 [N.m], après un bref instant il s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

- Pour le courant statorique :

On reconnaît le classique appel de courant au démarrage. Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

En charge $C_r=9[N.m]$, à l'instant $t= 1.5[s]$:

Lorsque la charge est appliquée, le couple électromagnétique répond vite et la vitesse est légèrement perturbée. La commande en courant donne une réponse à fort dépassement pour le couple électromagnétique. Présente des oscillations sont dues aux harmoniques de courant injectés dans les enroulements du moteur et ayant pour cause les commutations de l'onduleur.

I.12 Conclusion :

Le travail présenté dans ce chapitre, c'est la modélisation et alimentation de la machine asynchrone. Nous avons présenté la structure de la chaîne de puissance, cette chaîne est constituée d'une alimentation basée sur un onduleur de tension triphasé à deux niveaux et d'un moteur asynchrone.

Nous avons utilisé la transformation de Park pour éviter la complexité des équations différentielles, qui permet de transformer une grandeur triphasé en grandeur biphasé linéaire équivalent de cette machine pour signifier la facilité de résolution et de simulation.

On a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension et sa technique de commande en utilisant la commande MLI sinus-triangle. Les résultats de simulation sous l'environnement « Matlab Simulink » montrent la validité du modèle

mathématique de la machine asynchrone.

Dans le chapitre suivant, nous allons étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone, par l'orientation de flux rotorique.

*Chapitre III : Commande vectorielle de
la machine asynchrone*

III.1 Introduction :

La vitesse du rotor du moteur asynchrone est toujours inférieure à celle du champ tournant, le principe du fonctionnement de ce type de ces machines nous montre l'existence d'un couplage entre le stator et le rotor, l'entraînement du rotor est dû à l'existence du champ magnétique tournant créé par le stator d'une part et le courant rotorique induit d'autre part [36].

Dans le chapitre précédent nous avons pris connaissance du modèle dynamique de cette machine, représenté dans le repère de Park, grâce aux équations qui décrivent son fonctionnement, Ces équations montrent clairement l'interaction des grandeurs qui peuvent présenter un souci pour la commande [37].

Dans ce chapitre nous allons étudier la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique, on commence par une explication du principe de cette technique, ensuite on va l'appliquer cette commande sur le modèle du moteur asynchrone par ajustement des grandeurs (courant, flux et vitesse) du moteur avec l'utilisation des régulateurs du type **PI**. [37]

III.2 Généralités sur La commande vectorielle :

Les origines de la commande vectorielle contrairement aux idées reçues, remontent au début des années 70 aux travaux de **Blondel** sur la théorie de la réaction des deux axes. Toutefois, compte tenu de la technologie utilisée à cette époque, il n'était pas question de Transposer cette théorie au contrôle des machines électriques [38].

III.3 Théorie de la commande vectorielle de la machine asynchrone :

III.3.1 Problèmes posés par le moteur asynchrone :

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple, donc le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator [39]. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator [40], [41]. Dans ce cas, on applique la commande vectorielle

III.3.2 Principe de la commande vectorielle :

III.3.2.1 Principe de la commande par orientation du flux :

Le principe de la commande vectorielle à flux orientée cherche à rendre le moteur asynchrone dans une situation similaire à celui du MCC ou le couple et le flux contrôlés séparément .

Ce contrôle se réalise si on arrive à montrer que les composants du vecteur de courant I_{sq} et I_{sd} commandent séparément et respectivement les deux grandeurs du couple électromagnétique et du flux .

Cette situation est possible si on réalise l'orientation du repère (d,q) de telle sorte que l'axe d soit en phase avec la composante quadratique du flux rotorique .

Ainsi on obtient un découplage entre les grandeurs de réglage, une bonne régulation de la vitesse face aux variations de charge et une meilleure réaction dynamique aux variations de sens de rotation [42].

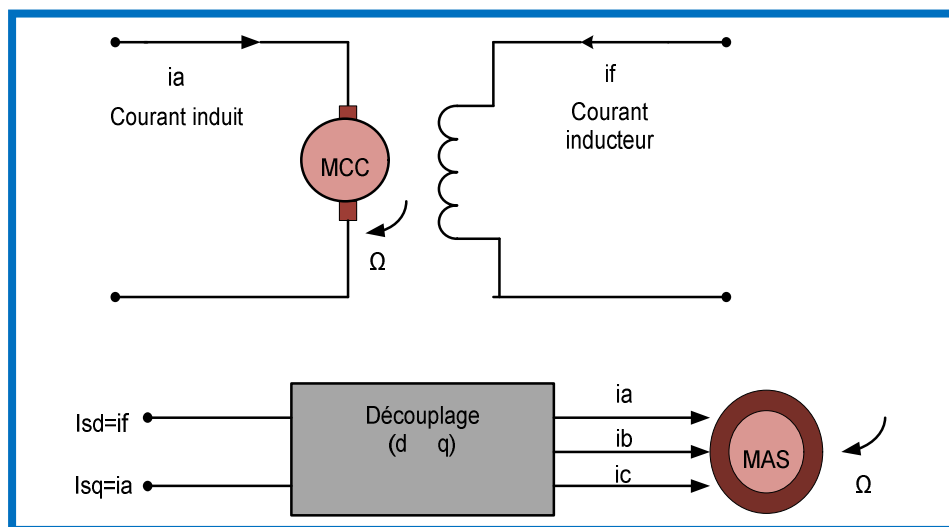


Figure III.1 : Principe de la commande découplée pour la MCC et la MAS.

De nombreuses variantes ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer.

Suivant la source d'énergie :

- commande de tension (onduleur de tension).
- commande de courant (onduleur de courant)

Suivant l'orientation du repère (d,q) :

- Le flux rotorique.
- Le flux statorique.
- Le flux de l'entrefer.

Suivant la détermination de la position du flux :

- Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
- Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

III.3.2.2 L'objectif de la commande par orientation du flux :

L'examen de l'expression de couple de la MAS montre qu'il résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques [43].

L'objectif de cette commande est le découplage des grandeurs influant sur la magnétisation de la machine et de la production du couple, donc la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant d'une structure non linéaire à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme cela existe dans une machine à courant continu à excitation séparée.

D'une façon générale, les expressions du couple électromagnétique de la MCC et de la MAS sont les suivantes :

$$\begin{cases} C_{em}Mcc = kI_a \\ C_{em}Mas = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_{rd}I_{sq} - \varphi_{rq}I_{sd}) \end{cases} \quad (III.1)$$

On constate que le couple électromagnétique dans le repère (d,q) est une fonction des paramètres φ_{rd}, I_{sq} et φ_{rq}, I_{sd} , ceci nous indique la relation du couple avec les paramètres du stator et ceux du rotor, ceci nous renvoie à choisir l'orientation des vecteurs flux du stator ou du rotor dans le système d'axe (d,q).

III.3.2.3 Choix D'orientation de flux :

La méthode de flux orienté est basée sur le choix du repère de référence , suivant la vitesse attribuée au repère (d,q) ,de ce fait ,le choix concernant l'alimentation et le repère ont été accomplis ,dont l'alimentation en tension et le repère lié au champ tournant .

Pour ce la , trois choix sont possibles.

1. $\varphi = \varphi_{dr} = \varphi_r , \varphi_{qr} = 0$: c'est le flux rotorique qui orienté
2. $\varphi = \varphi_{ds} = \varphi_s , \varphi_{qs} = 0$: c'est le flux statorique qui orienté
3. $\varphi = \varphi_{dg} = \varphi_g , \varphi_{qg} = 0$: c'est le flux d'entrefer qui orienté

Dans les trois cas, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

III.3.2.4 Principe de la commande vectorielle à orientation du flux rotorique :

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une des deux composantes du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axes (d, q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel. On se place donc dans un référentiel (d,q) lié au champ tournant .

Pour que la formule du couple électromagnétique de la MAS soit identique à celle de la MCC on annule la composante en quadrature du flux, par orientation du repère (d,q) de telle que le flux coïncide avec l'axe d ainsi la composante en quadrature sera nulle et le flux sera égale à sa composante directe [44].

Comme s'est indique sur la figure.(III.2), l'orientation du repère (d,q) se fait en agissant sur l'angle de la transformation de Park ,il est donc indispensable ,pour un choix convenable de cet angle ,de connaitre à tout moment la position du flux.

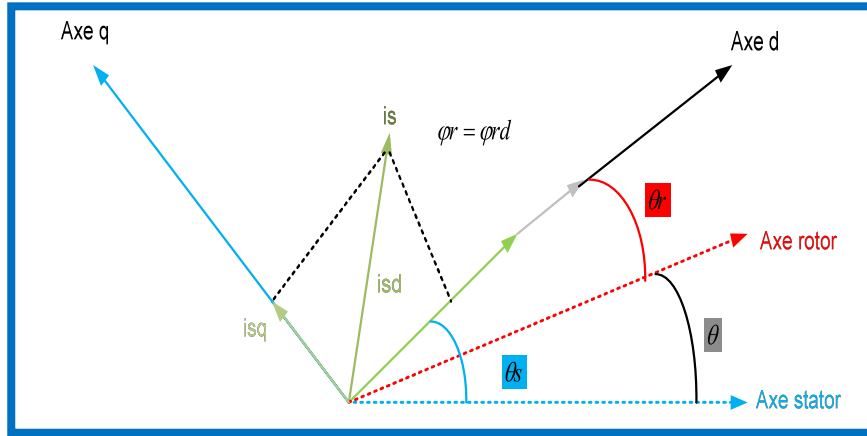


Figure III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe direct (d).

On a :

$$\varphi_{rd} = \varphi_r \quad ; \quad \varphi_{rq} = 0 \quad ; \quad \frac{d}{dt} \varphi_{rq} = 0$$

L'équation (III.1) devient :

$$C_{em} = p \frac{M_{sr}}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq}) \quad (III.2)$$

Cette commande est orientée sur l'axe **d** d'une référence liée au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes :

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

Le système d'équations régissant le comportement de la MAS dans un référentiel lié au champ tournant devient :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\lambda I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{K}{\tau_r} \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_s I_{sd} - \lambda I_{sq} - n_p \Omega K \varphi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (III.3)$$

On remarque qu'il y a un grand couplage entre le courant I_{sq} et la tension V_{sq} d'une part et le courant I_{sd} et la tension V_{sd} d'autre part.

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(\sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \right) - \left(\frac{\sigma L_s}{\tau_r} \varphi_{rd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} \right) \\ V_{sq} = \left(\sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \right) + \left(\sigma L_s n_p \Omega K \varphi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} \right) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

III.4 Théorie du contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique :

La commande FOC est initialement proposée en Allemagne dans la fin des années **60** et au début des années **70** par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux ('**Hasse**') connu par **IRFOC**, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux ('**Blaschke**') connu par **DFOC** [45].

III.4.1 La commande vectorielle directe :

Pour déterminer le position et la norme du flux (contrôler par contre réaction) il faut utiliser les capteurs à effet HALL placés sur les dents de stator (ceci nécessite des moteurs spéciaux), ils sont mécaniquement fragiles et ne peuvent pas travailler dans les conditions sévères telles que les vibrations et les échauffements excessifs, et leur fréquence varie avec la vitesse ce qui nécessite des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- Le non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré.
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
 - Le coût d'installation élevé (capteurs + filtre).

Afin de pouvoir utiliser une machine standard, les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateurs de flux. Nous appliquons la commande vectorielle directe à la machine asynchrone alimentée en tension avec convertisseur [11].

III.4.2 La commande vectorielle indirecte :

Cette méthode n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées.
- Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [47].

III.5 La différence entre les deux méthodes :

Dans la commande vectorielle directe, nous notons que l'estimateur de flux est nécessaire alors qu'en cas de la commande vectorielle indirecte, il ne l'est pas. Parmi les paramètres de la machine, la résistance du rotor est le paramètre qui change le plus avec la température. Par conséquent, elle a le plus grand Impact sur les performances du système de la commande car il est utilisé pour calculer l'ondulation de glissement en cas de la commande vectorielle indirecte et estimer le flux du rotor en cas de la commande vectorielle directe.

L'estimateur de flux de stator peut être utilisé pour la commande directe afin d'éviter toute difficulté.

Généralement la méthode indirecte est la plus simple que la méthode directe sauf que on choisit ces méthodes à partir des stratégies qui varient d'une application à l'autre.

III.6 Mise en œuvre de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone :

III.6.1 Structure de la CVD :

III.6.1.1 Les estimateurs de commande :

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande des machines électriques sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (Flux), ou pour des raisons des problèmes de coût (vitesse, positions), il faut donc les déterminer sans utiliser des capteurs,

ces grandeurs d'état sont évaluées à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...), elles peuvent être reconstituées par [48], [49] :

- Des estimateurs utilisés en boucles ouvertes.
- Des observateurs corrigeant en boucles fermées les variables estimées.

a-Estimation du flux :

On fait appel à des estimateurs (boucle ouverte) ou à des observateurs (boucle fermée) du flux à partir des mesures classiques (courant, tension, vitesse) facilement accessibles.

Le flux Φ_r étant orienté sur l'axe \mathbf{d} , le système d'équation permet d'estimer le flux :

$$\varphi_r = \frac{M}{1+T_r s} I_{sd} \tag{III.5}$$

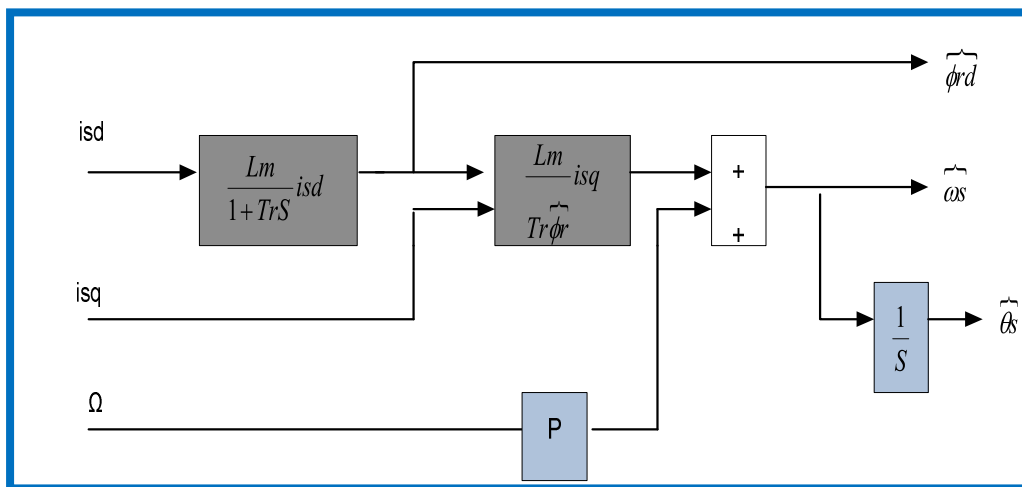


Figure III.3 : Schéma bloc de l'estimateur du vecteur flux rotorique.

III.6.2 Organisation fonctionnelle de la CVI :

III.6.2.1 Découplage :

Le découplage a pour but de limiter l'influence d'une entrée sur une seule sortie, nous On peut alors décomposer les systèmes en deux processus dépendants qui évoluent en parallèle.

Il existe trois techniques de découplage qui sont :

- Découplage par compensation
- Découplage par retour d'état
- Découplage par régulateur

Parmi les différentes techniques de découplage utilisant un régulateur, le découplage par compensation est le plus utilise.

III.6.2.2 Découplage par compensation :

Dans le cas de la machine asynchrone alimentée en courant on a supposé que la dynamique de la partie statorique est négligeable devant la partie rotorique. Ainsi, le modèle de la machine est réduit à un ensemble de trois équations. Par contre pour une machine alimentée en tension, le modèle de la machine est d'ordre cinq, donc il est nécessaire de découpler les deux axes des tensions statoriques par des f.é.m. de compensation.

Nous utilisons une méthode de compensation qui a pour but d'annuler les termes croisés et les termes non linéaires. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligeant les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie des correcteurs pour obtenir les tensions des références nécessaires pour le réglage. Les termes supplémentaires sont déterminés de sorte que les tensions restantes soient une relation du premier ordre avec les courants correspondants [50].

$$\begin{cases} V_{sd} = \left(\sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} \right) - \left(\frac{\sigma L_s K}{\tau_r} \varphi_{rd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} \right) \\ V_{sq} = \left(\sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} \right) + \left(\sigma L_s n_p \Omega K \varphi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} \right) \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Le système d'équation peut être écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd \text{ réf}} - E_q \\ V_{sq} = V_{sq \text{ réf}} + E_d \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{sd \text{ réf}} = \sigma L_s \lambda I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} & ; E_q = \frac{\sigma L_s K}{\tau_r} \varphi_{rd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} \\ V_{sq \text{ réf}} = \sigma L_s \lambda I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} & ; E_d = \sigma L_s n_p \Omega K \varphi_{rd} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{III. 10})$$

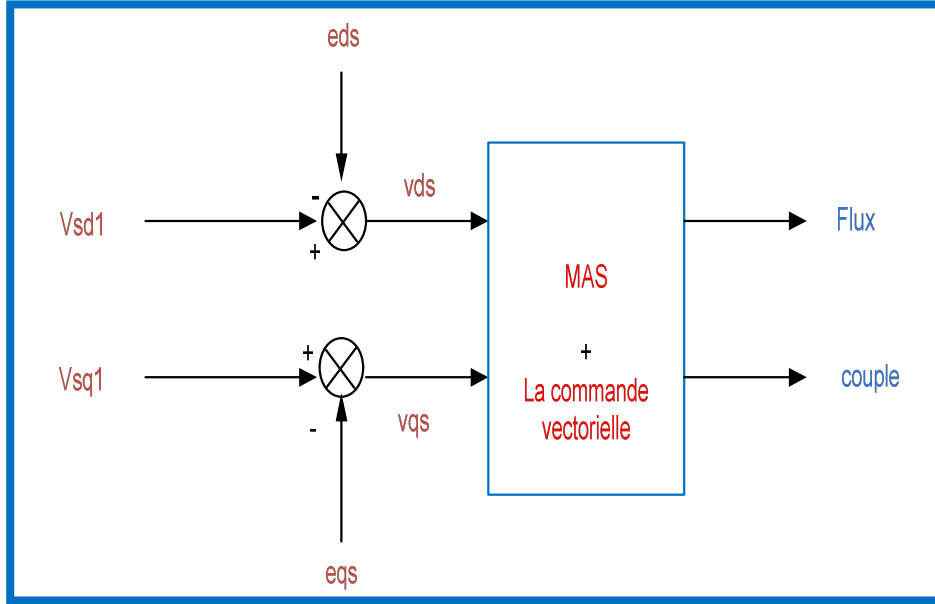


Figure III.5 : reconstitution des tensions $V_{sdréf}$, $V_{sqréf}$.

A partir des systèmes d'équations, nous obtiendrons un nouveau système pour lequel les actions sur l'axe **d** et **q** sont découplées.

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sd \text{ réf}} \\ \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sq} + V_{sq \text{ réf}} \\ \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} - \frac{1}{\tau_r} \varphi_{rd} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{\tau_r} I_{sq} - (\omega_s - n_p \Omega) \varphi_{rd} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{n_p L_m}{L_r \tau_r} \varphi_{rd} I_{sq} - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} \Omega \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

Le système à une structure simplifiée :

La dynamique du flux est parfaitement linéaire :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{rd} + \frac{L_m}{\tau_r} I_{sd} \\ \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} = -\sigma L_s \lambda I_{sd} + V_{sd} r_{éf} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Si la compensation est correcte, l'action sur l'une des entrées n'engendra aucune variation sur l'autre sortie.

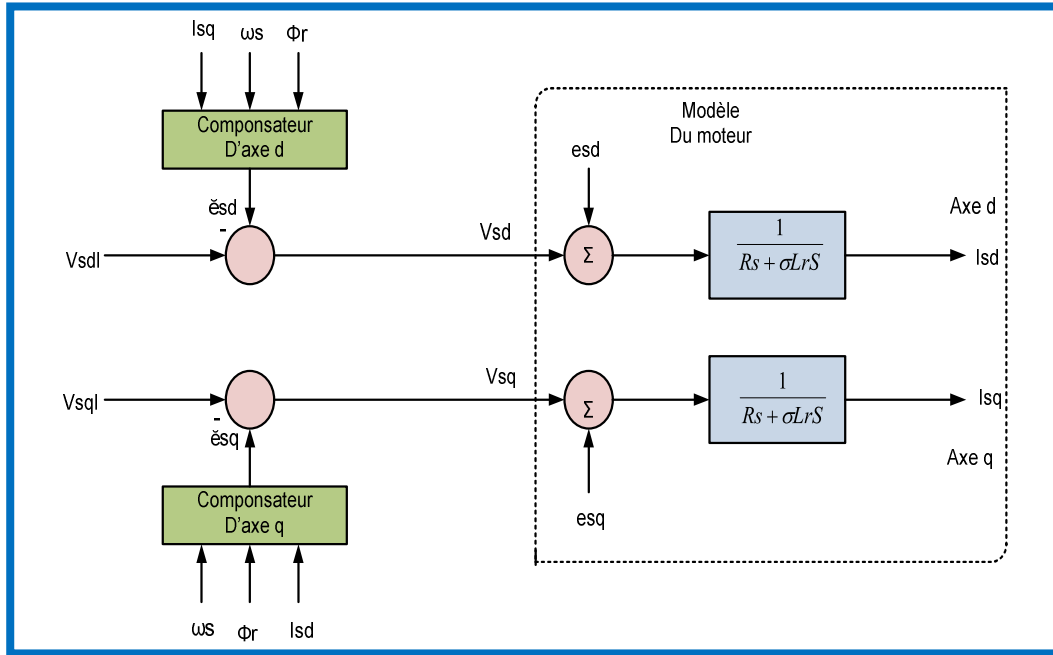


Figure III.6 : Principe de découplage par compensation.

III.6.2.3 les problèmes posés par le découplage :

Dans ce cas du découplage, si la compensation est correcte, toute action sur l'une des entrées ne provoque aucune variation sur l'autre sortie. En revanche, une mauvaise compensation pourrait provoquer une évolution de cette dernière dans un sens tel qu'il y aurait renforcement d'une action, et donc divergence du système. On constate qu'il y aura un risque d'instabilité et cela pose aussi un problème de robustesse de la commande. [51]

Une solution consiste par exemple à fixer a priori, un gain plus faible dans les fonctions de transfert compensatrices. Cette technique est très utile pour l'implantation réelle de la commande [52] [53].

III.7 Schéma fonctionnel de la CVI :

À partir du modèle du moteur élaboré au chapitre II et des équations de découplage données dans le présent chapitre, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, figure (III.7).

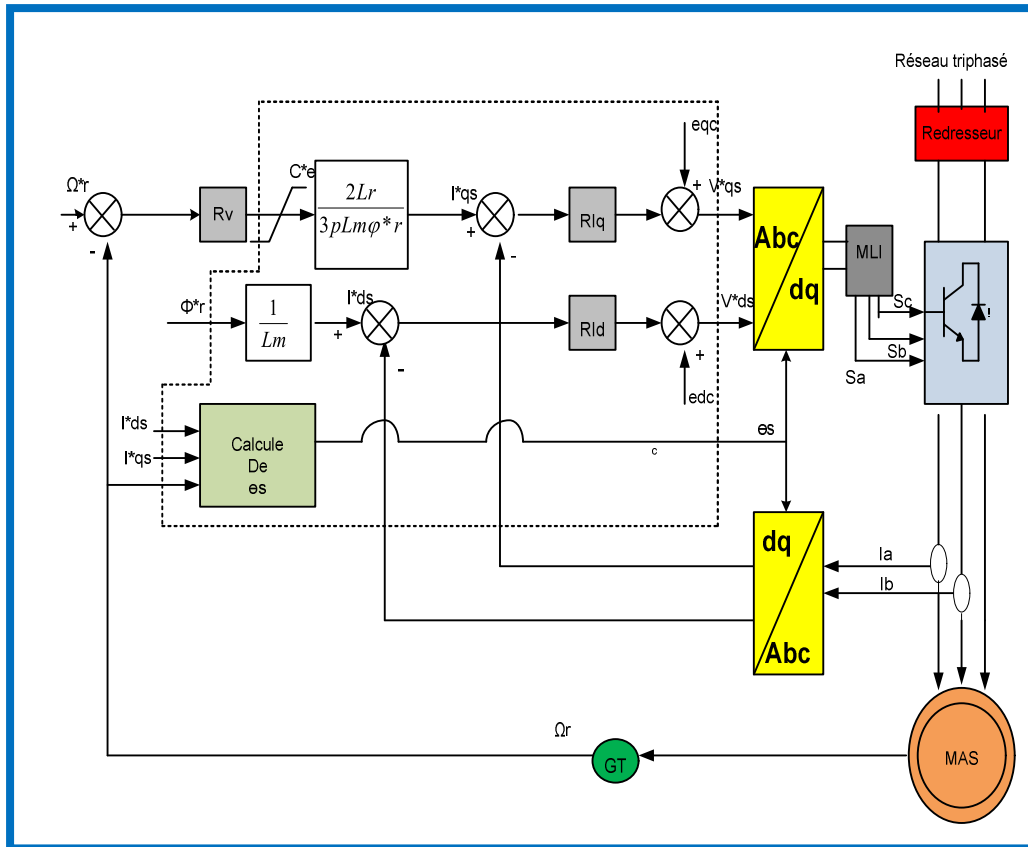


Figure III.7 : Schéma de principe d'une commande vectorielle indirecte appliquée sur une machine asynchrone.

À partir du schéma de la figure (III.8), on remarque que cette commande possède un asservissement du flux rotorique, des ainsi le bloc du défluxage qui impose la référence du flux rotorique, le bloc de compensation assurant le découplage des deux axes d et q, les deux boucles de courant, les blocs des transformations de Park directe et inverse, et enfin la boucle externe de régulation de vitesse.

Cette commande se compose de deux régulateurs du type PI répartis en deux boucles de contrôle rendues indépendantes l'une de l'autre par découplage.

La première boucle agit sur le flux, et se compose d'un régulateur du flux, ainsi d'une boucle interne de courant, elle aussi composée d'un correcteur PI qui agit sur le courant statorique d'axe **d** (I_{ds}).

La seconde boucle agit sur le couple et se compose du régulateur de vitesse et d'une boucle interne de courant dont le correcteur PI agit sur le courant statorique d'axe **q** (I_{qs})[54].

III.8 Défluxage :

A des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale Φ_{rn} par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, il est utilisé le bloc de dé fluxage (figure.III.7) qui est défini par le non linéarité suivante [55] :

$$\varphi_r = \begin{cases} \varphi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_{rn} \cdot \frac{\Omega_n}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| \geq \Omega_n \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

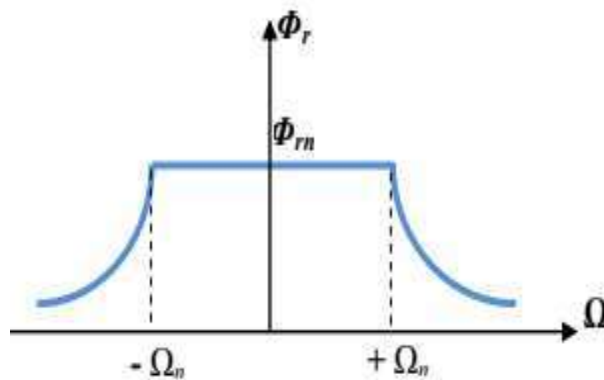


Figure.III.8 : Bloc de dé fluxage

III.9 La régulation :

Dans notre étude on se limite à la technique du control **PI**, le régulateur proportionnelle – intégrale PI est le régulateur le plus utilisé dans l'industrie où ses qualités de correction s'appliquent à de multiples grandeurs physiques [56].

Le régulateur ou le correcteur PI améliore la stabilité de la réponse et l'élimination de l'erreur statique en régime permanent, l'objectif de la régulation, en général, est d'avoir un système de hautes performances.

III.9.1 La conception des régulateurs :

Soit : $Y(t)$: le signal de sortie du système à contrôler.

$Y^*(t)$: le signal à suivre

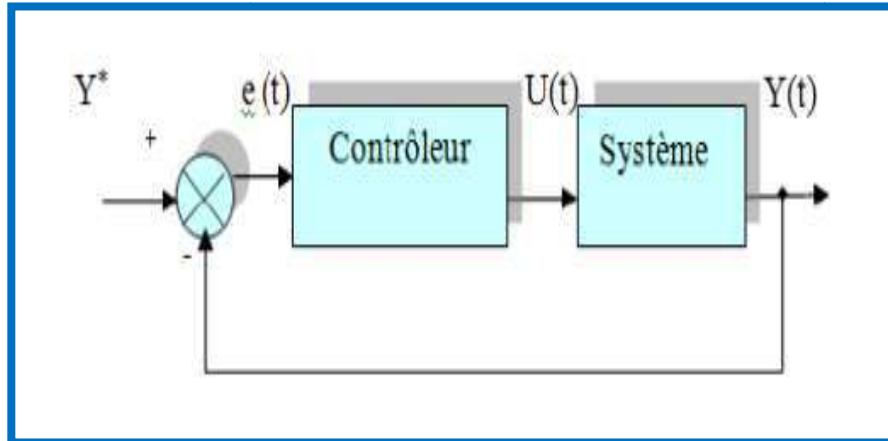


Figure III.9 : Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est défini par :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \quad (\text{III. 14})$$

- **Action proportionnelle :**

- la correction est rapide : K_p est grand ; Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

- la correction est lente : K_p est faible ; moins de risque d'oscillations.

- **Action intégral :**

L'action intégrale réagit lentement aux changements d'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne. Tant que l'erreur positive (ou négative) persiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur soit annulée.

III.9.2 Les caractéristiques des régulateurs :

a- La stabilité :

On dit que le système est stable si pour une entrée bornée, la sortie reste bornée quelles que soient les perturbations. Ou aussi la stabilité traduit la propriété d'un système de tendre ou de revenir vers un état d'équilibre.

b- La rapidité :

La rapidité caractérise le temps de réaction d'un système à une variation de la consigne. Elle est caractérisée par le temps de réponse à 5%.

c- La précision :

La précision d'un système est caractérisée par l'écart en régime permanent.

III.9.3 Calcule des régulateurs :

III.9.3.1 Régulateur de vitesse :

La boucle de régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant :

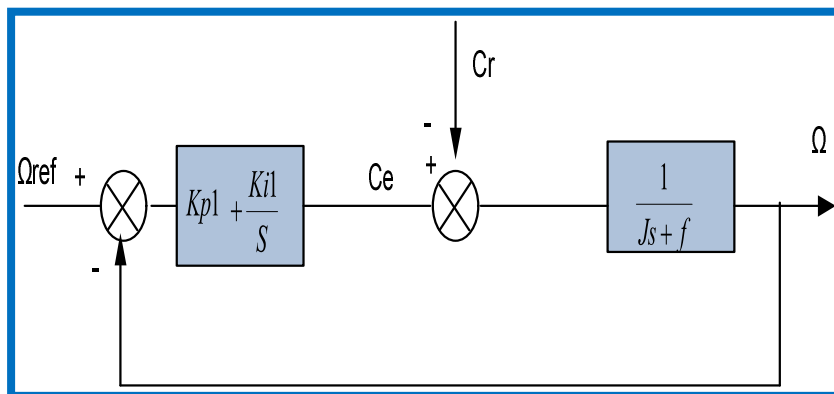


Figure III.10 : Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

À partir du schéma fonctionnel on a :

$$G(s) = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_{p1} + K_{i1}}{s(j s + f)} \quad (III.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma :

$$FTBF = \frac{K_{p1} s + K_{i1}}{J s^2 + (K_{p1} + f) s + K_{i1}} \quad (III.16)$$

la forme canonique d' une dynamique de 2ème ordre de cette fonction de transfert c'est :

$$\frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{III. 17})$$

Par comparaison on obtient :

$$\frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_n^2}$$

$$\frac{2\varepsilon}{\omega_n} = \frac{K_{p1} + f}{k_{i1}} \quad (\text{III.18})$$

Donc on obtient :

$$K_{p1} = 2 J \varepsilon \omega_n - f \quad (\text{III.19})$$

$$K_{i1} = J \omega_n^2 \quad (\text{III.20})$$

Pour une pulsation ω_n donnée et un coefficient d'amortissement $\zeta=1$ on aura :

$$K_{p1} = 2 J K_{i1} - f \quad (\text{III. 21})$$

III.9.3.2 Régulation de courant :

Chaque boucle de courant est dotée d'un régulateur proportionnel intégral (PI) classique, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et son propre consigne [57],[58].

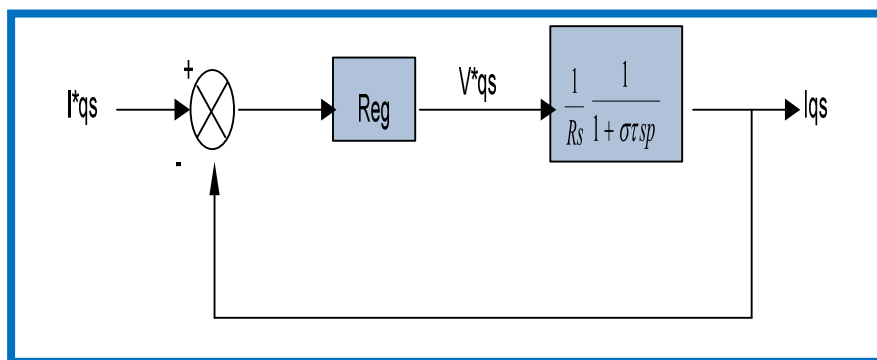


Figure.III.11 : Boucle de courant après découplage

La fonction de transfert est :

$$C(s) = K_p + \left(1 + \frac{1}{T_i s}\right) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III. 22})$$

Avec K_p : constante de proportionnalité

$K_i = \frac{K_p}{T_i}$: Constante d'intégration, T_i : constante de temps d'intégration, elle est choisie d'une manière à satisfaire un compromis stabilité-rapidité.

La fonction de transfert de boucle ouvert est :

$$H(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) \left(\frac{1}{R_s(1 + \sigma T_s s)}\right) \quad (\text{III. 23})$$

Par compensation on aura : $\frac{K_i}{K_p} = \frac{R_s}{\sigma L_s}$ (III. 24)

$$H(s) = K_p \left(s + \frac{K_i}{K_p}\right) \frac{1}{s} \frac{\frac{1}{\sigma L_s}}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{III. 25})$$

Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée :

$$F(s) = \frac{H_s}{1 + H_s} = \frac{\frac{K_p}{\sigma L_s} \frac{1}{s}}{1 + \frac{K_p}{\sigma L_s} \frac{1}{s}} \quad (\text{III.26})$$

Après calcul on trouve :

$$F(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{III. 27})$$

On obtient une réponse de type 1er ordre $\tau_i = \frac{\sigma L_s}{K_p}$: c'est le constant de temps courants dans les deux boucles.

Les mêmes valeurs de coefficients sont adoptées pour les deux boucles de courant.

III.10 Synthèse de régulation :

- **L'onduleur et sa commande MLI :**

La tension du bus continu : $V_c = 220\text{V}$;

L'indice de modulation $m = 25$;

L'indice de réglage $r = 1$;

- **Paramètres du correcteur PI :**

$K_p = 1500$; $K_i = 6.11488$;

$K_{p1} = 0.1114$; $K_{i1} = 3.4200$;

$K_{p2} = 569.59$; $K_{i2} = 2.5342$;

▪ **Les consignes de commande :**

La consigne de vitesse de rotation : $\Omega_{ref} = 90 \text{ rad/s}$;

La référence de la vitesse pour le bloc de défluxage : $\Omega_{rn} = 90 \text{ rad/s}$;

La consigne du flux : $\varphi_r = 1 \text{ Wb}$;

Couple de charge : $C_r = 5 \text{ N.m}$ entre les instants **0.3s** et **1s** ;

III.11 Simulations de la commande vectorielle indirecte :

L'objectif de la simulation est d'établir un schéma de block fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation de réseau permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétiques et mécaniques en fonction du temps.[56]

Nous utilisons l'environnement (**MATLAB/SIMULINK**) pour la simulation de la MAS triphasée alimentée en tension, notons que les paramètres de la machine asynchrone et leur commande vectorielle FOC se trouvent dans la figure. (III.7.)

Afin de montrer les résultats de la simulation de contrôle vectoriel tension d'alimentation. Nous avons simulé le système dans différentes situations de fonctionnement, telles que l'application de charge,

L'inversion de vitesse et pour tester la robustesse du régulateur, nous avons effectué des changements de paramètres internes (variation de la résistance du rotor) .

II.11.1 Résultat de simulation :

Les résultats de la simulation sont présentés dans la figure ci-dessous.

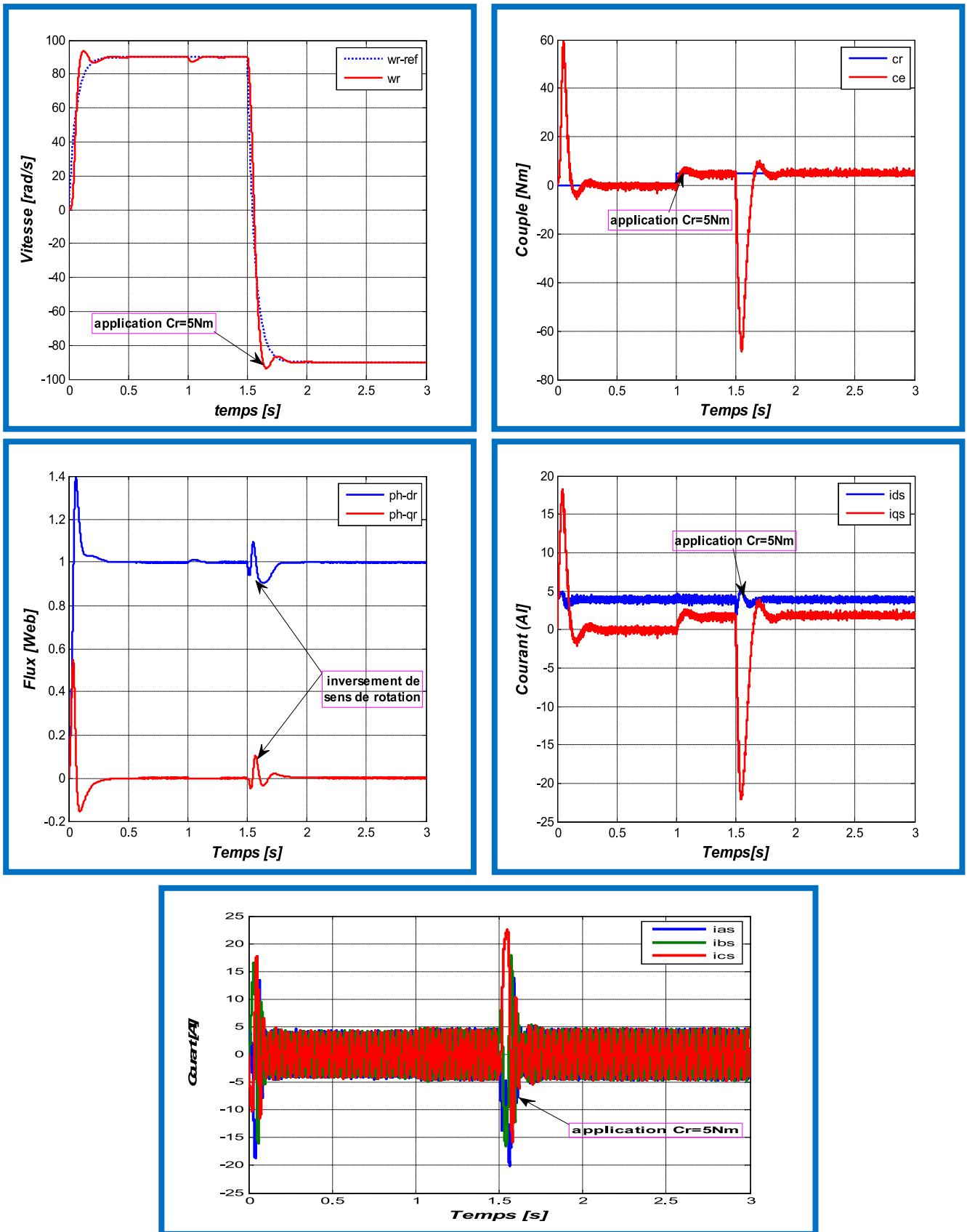


Figure III.12 : Résultat de simulation de régulateur PI (vitesse, couple, flux et courant)

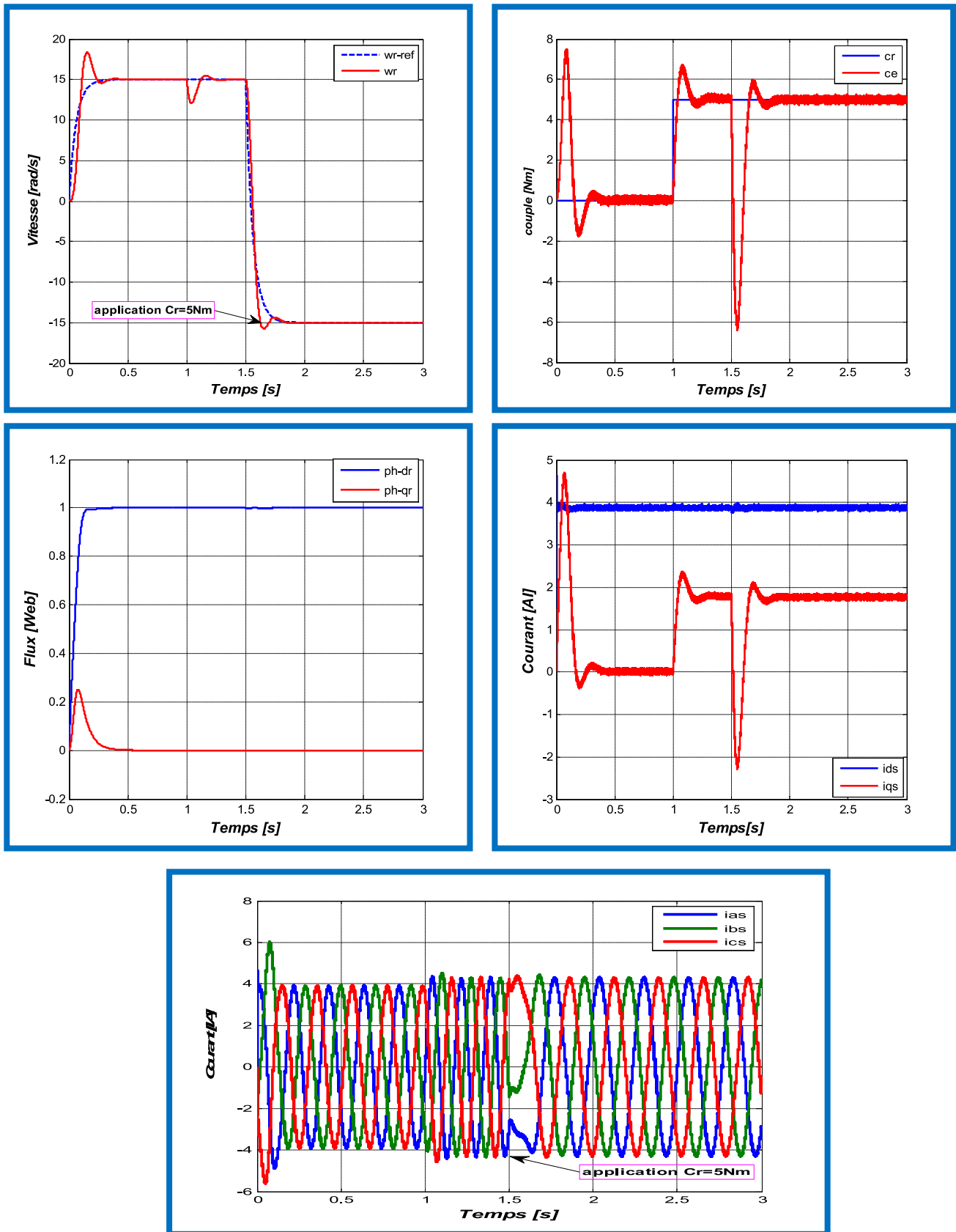


Figure III.13 : Réponse du procédé à un échelon de vitesse ([15 rad/s])

III.11.1 Interprétation des résultats

Les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone en tension sont illustrés par la figure (III.13.), le système est soumis au test de suivi de la consigne à la variation de la vitesse entre (**90rad/s** et **90 [rad/s]** à $t=1.5[s]$, ainsi une charge applique $C_r=[5N.m]$ à $t=[1s]$.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa référence, ce qu'indique que la régulation est robuste, Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la consigne. Le découplage existe toujours (**Ids, Iqs**), donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse.

D'autres parts, le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé avec un retour à la consigne de vitesse.

D'un autre côté, les deux courbes de flux pour la commande directe et indirecte présenté une bonne poursuite au flux de référence ($ph_{dréf}$) pour la commande directe (présence de régulateur PI), et une divergence par rapport au référence dans le cas du commande indirecte. (absence de régulateur **PI**).

Pour la figure (III.14) Les résultats de simulation montrent que la vitesse suit parfaitement sa référence grâce, avec une faible erreur de poursuite lors de l'application d'une charge, on remarque également une bonne orientation du flux rotorique sur l'axe direct, nous voyons que le flux d'axe **q** est nul comme souhaité et le flux d'axe **d** correspond à la consigne, ceci est la preuve du découplage entre le flux et le couple. Le couple a une grande valeur au démarrage, et suit parfaitement sa référence mais avec des petites oscillations, puis se rétablit. Le courant et le couple de démarrage sont bien contrôlés dans ce cas.

On note la robustesse de la **CVI** lors d'une basse variation de vitesses.

III.12 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons abordé la commande vectorielle à flux rotorique orienté du moteur asynchrone triphasé .cette technique permet d'assurer un découplage fictif entre les deux grandeurs principale de la **MAS(flux et couple)** permettent ainsi de contrôle séparément ces deux grandeurs et éliminer l'influence de lune sur l'autre .son principe repose sur le modèle dynamique du moteur définit dans le référencie biphasede park et son idée est de commander notre moteur asynchrone tel que un moteur a courant continue à excitation indépendant.

Les avantages du contrôle vectoriel sont nombreux .on peut citer entre autre.une réponse en vitesse excellente dans un large plage de réglage avec une faible erreur de poursuite ,une maîtrise du couple et du courant statorique satisfaisante .on revanche le point faible de cette technique est sa faible robustesse face aux variations des paramètres du moteur et des conditions de fonctionnement particulièrement avec l'emploi de contrôleurs classiques.

Enfin le modèle de la commande vectorielle indirecte est implanté dans l'environnement **MATLAB SIMULINK** afin de réaliser une série de simulation ,dans le but d'évaluer les performances de cette technique en poursuite.

Nous avons aussi étudié le régulateur Proportionnel intégral (**PI**) qui a le rôle d'assurer le bon fonctionnement et obtenir un système de haute performance.

Dans le chapitre qui va suivre,nous allons observer les variables du MAS sans l'utilisation de capteurs de vitesse,mais avec un observateur adaptatif (**MRAS**).

*Chapitre IV : Commande adaptative
par modèle de référence MRAS*

IV.1 Introduction :

Pour assurer l'autopilotage des machines asynchrones, la mesure de la position électrique du rotor s'impose. Elle est obtenue grâce à un capteur mécanique placé sur l'arbre de la machine, qui peut être soit un capteur à effet hall, un résolveur ou un codeur optique [59]. D'où l'exigence d'un montage et d'un espace additionnel sur l'arbre de la machine, ce qui réduit la fiabilité de l'actionneur et augmente le coût global du système d'une manière très sensible. En plus, pour les machines de petite taille, il est très difficile d'implanter un capteur (position ou vitesse) sur son arbre [60]. Il est alors nécessaire de reconstruire l'évolution de ces variables qui ne sont pas issues directement des capteurs. Il faut donc réaliser un capteur indirect. Pour cela, on utilise des estimateurs ou, selon le cas, des observateurs [61].

Un estimateur permet de reconstruire la grandeur recherchée en calculant en temps réel l'évolution d'un modèle du processus commandé. Dans le cas de l'observateur, on compare l'évolution du modèle et du système réel en mesurant l'erreur sur des grandeurs que l'on peut directement capter. Cette erreur est alors utilisée pour faire converger le modèle vers le système réel. Il s'agit un système bouclé au contraire de l'estimateur [59].

L'estimation/observation, qui est un module essentiel, demande souvent des calculs assez complexes avec des contraintes temporelles identiques à celles de la régulation.[59]

Dans ce chapitre, nous allons exposer les techniques existantes dans la littérature pour l'estimation de la vitesse de MI pour réaliser les commandes dites sans capteur. Ensuite nous allons étudier, la formulation de la commande sans capteur par le modèle adaptatif de référence MRAS, un observateur, ces méthodes seront évaluées en simulation.[60]

Dans la littérature, de nombreux travaux ont été effectués pour une commande sans capteur mécanique, ces travaux présentent plusieurs approches qui sont basées sur des techniques d'estimation et d'observation; elles peuvent être classées en deux catégories distinctes selon qu'elles exploitent ou pas le modèle mathématique du moteur.[60]

IV.2. Estimateur et observateur :

Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électrique directs (courants, tension,...), ou mécanique (vitesse de rotation, position...). On peut dire qu'il y'a deux solutions pour avoir la vitesse de rotation.

IV.2.1 Estimateur :

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques au cours de fonctionnement. En effet, il n'y a aucun bouclage avec des grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations [61] .

IV.2.2 Observateur :

Un observateur est un estimateur fonctionnant en boucle fermée et disposant d'une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donné, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties du système physique avec la réinjection en entrée de l'erreur entre les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur [62].

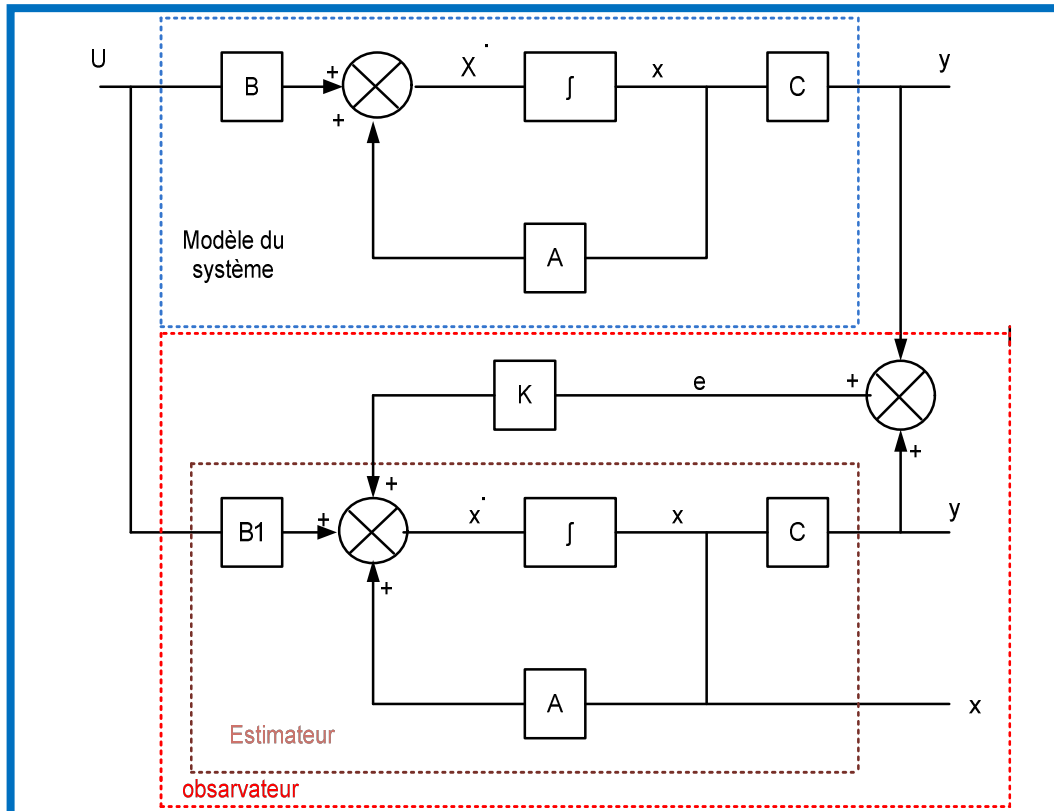


Figure IV.1: Schéma de principe d'un observateur.

IV. Estimation de la vitesse de la machine asynchrone :

Supposons que tous les paramètres de la machine sont complètement connus, la vitesse instantanée, peut être calculée directement à partir des équations du modèle de la machine en utilisant les valeurs mesurées telles que les tensions et les courants statoriques.

IV.3.1 Estimateur basé sur le système adaptatif avec modèle de référence :

L'approche par le système adaptatif avec modèle de référence MRAS a été proposée par Schauder, par la suite, elle a été exploitée par plusieurs travaux. Comme son nom l'indique, elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer la vitesse. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure IV.2, se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes variables de la machine, le premier est un modèle de référence que constituent le moteur asynchrone et le deuxième est un estimateur constituant le système adaptatif ou ajustable possédant comme entrée la vitesse estimée. La différence entre les sorties des deux estimateurs de vitesse est utilisée pour corriger l'estimation de vitesse.[62]

La commande adaptative avec modèle de référence a été principalement développée pour minimiser l'erreur entre une grandeur réelle et une grandeur estimée.[63]

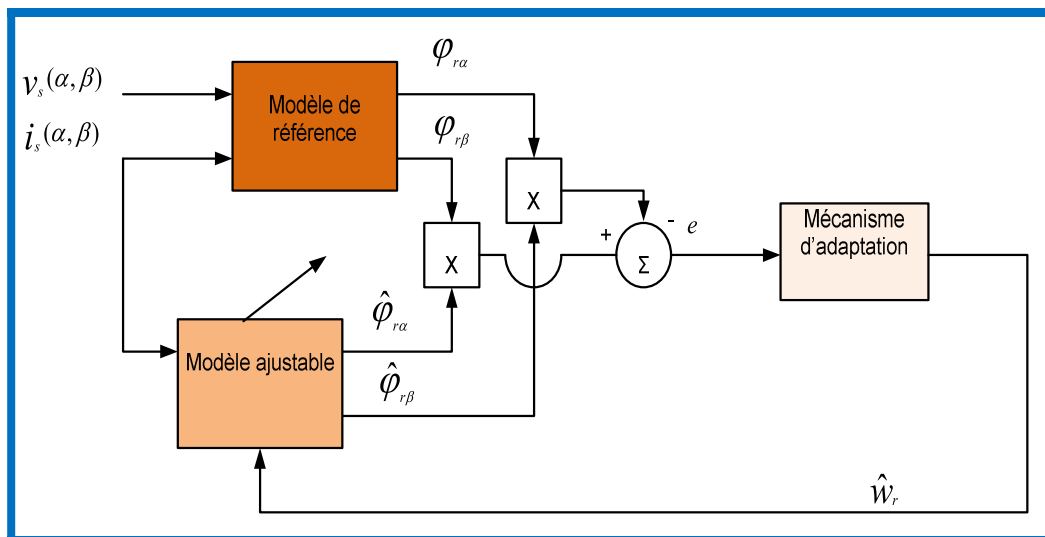


Figure IV.2: Schéma de principe de l'estimateur MRAS.

IV.4 la commande adaptative :

La commande adaptative est une alternative intéressante permettant de résoudre le problème de la variation des paramètres internes de la machine, l'une des méthodes de commande adaptative consiste à déterminer un système réalisant un les performances exigées On cherche alors à adapter l'organe de commande de façon à ce que le processus se comporte comme un model de référence, imposé cette technique de commande port le nom de la commande adaptative par model de référence.[59]

IV.4.1 principe de la commande adaptative par model de référence :

La commande par model de référence a été développé par **WHITAKER** et ses collègues à M.I.T en **1958** [64].ces dernières années elle est devenue un moyen très efficace pour la commande des systèmes à paramètres inconnus.

Le principe de tels systèmes est de décrire par un model de référence les performances désirées et de les comparer à chaque instant avec ceux du système ajustable.

L'erreur ainsi déterminée permet au mécanisme d'adaptation de réajuster les paramètres ajustables, de telle manière que l'erreur entre le model de référence et le système ajustable tende asymptotiquement vers zéro. [64]

Le mécanisme d'adaptation est utilisé soit :

- Pour modifier les paramètres du système ajustable appelé adaptation des paramètres .
- Par la génération d'un signal auxiliaire à l'entrée appelé adaptation par signal de synthèse .

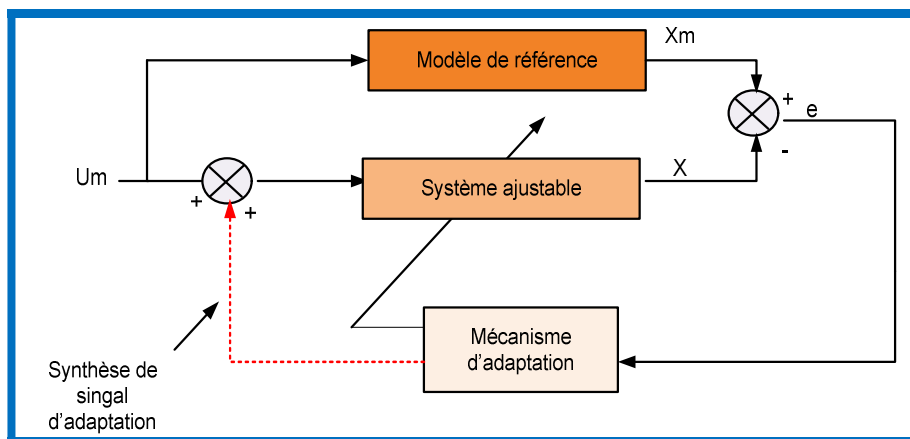


Figure IV.3 : Structure de la commande adaptative à model de référence

IV.5 Les méthodes du MRAS (Model Référence Adaptative System) :

Il y'a plusieurs structures MRAS selon la variable x , tels que le flux rotorique, la puissance réactive ou la force électromotrice (f.é.m.) et le courant statorique [66], [67].

L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes [68], [69] :

- Erreur entre le flux estimé par les modèles en courant et en tension [70], [71].
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre les f.é.m. estimées [72], [73].

Cette méthode a pour avantage l'élimination de l'intégration pure du modèle en tension.

- Erreur résultante de la multiplication croisée entre l'erreur de courants statoriques et les flux rotoriques estimés [74], [75], [76].

Néanmoins, l'inconvénient majeur de l'estimation de vitesse basée sur MRAS est sa forte sensibilité aux paramètres de la machine. Pour cela, plusieurs travaux ont proposé des techniques d'adaptation en ligne de la résistance statorique [77], [74],[78],[70] ou bien l'adaptation en ligne de la résistance rotorique [79], [80].

De plus, le modèle en courant est sensible à la constante de temps rotorique et son adaptation en même temps avec l'estimation de la vitesse est difficile. Plusieurs recherches ont été développées pour palier à ce problème. Dans les références [74], [78] ont proposé d'ajouter des composantes alternatives de faible fréquence aux courants statoriques ou d'adapter la constante de temps rotorique après une période dans laquelle la vitesse est stabilisée [81].

IV.5.1 MRAS basée sur le courant statorique :

La technique de MRAS basée sur le courant statorique utilise ce dernier comme variable d'état pour l'estimation de vitesse. Cette technique proposée par Peng non seulement peut produire l'estimation rapide de vitesse mais offre également une bonne exécution d'une commande sans capteur de vitesse [82].

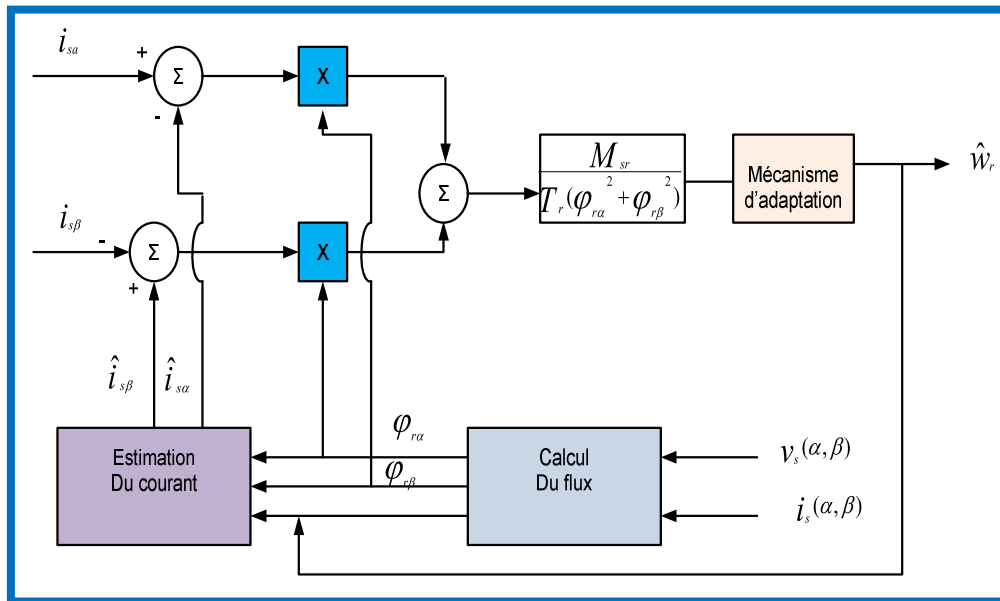


Figure IV.4 : MRAS basée sur le courant statorique.

IV.5.2 MRAS basée sur l'estimation de la f.e.m :

Cette technique de MRAS basée sur l'estimation de la force électro motrice est proposée pour résoudre le problème de la stabilité à la variation de la résistance statorique [83].

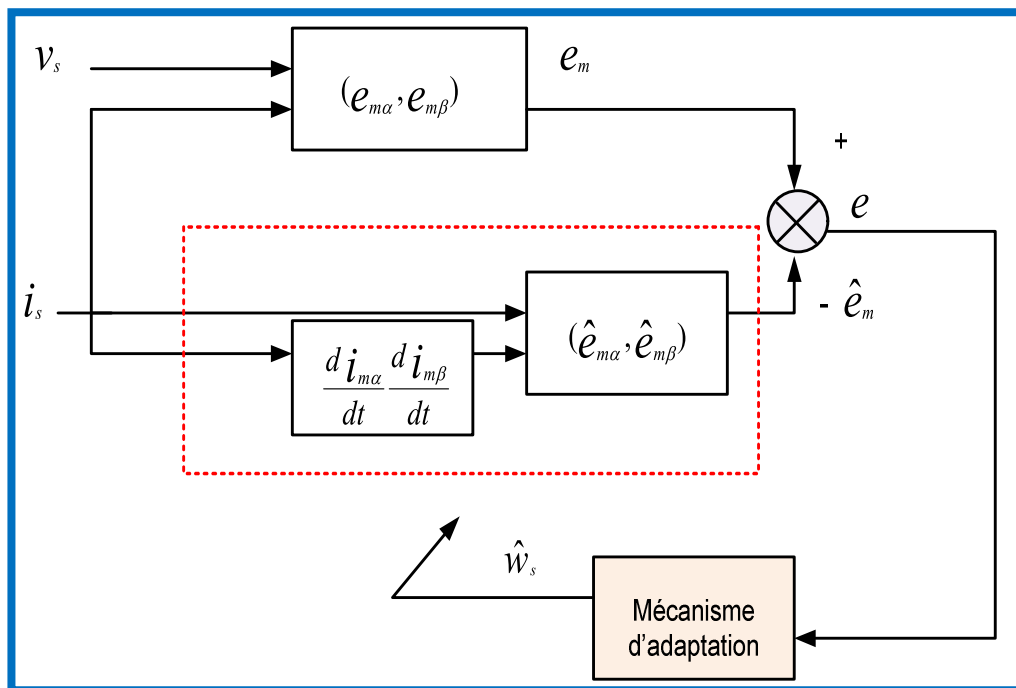


Figure IV.5 : MRAS basée sur la f.é.m.

IV.5.3 MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive :

Un autre type de MRAS est proposé pour résoudre le problème de la sensibilité à la variation de la résistance statorique.

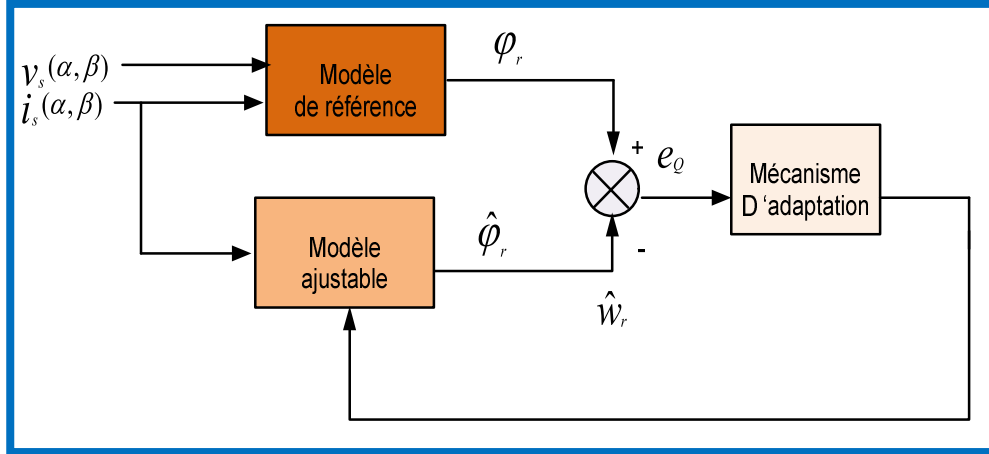


Figure IV.5: MRAS basée sur la puissance réactive

Dans notre étude on à choisit la méthode basée sur le flux rotorique.

IV.5.4 MRAS basée sur le flux rotorique :

L'exploitation de cette méthode pour l'estimation de la vitesse d'un moteur asynchrone a été développée par **SCHAUDER**. Pour estimer la vitesse, on compare le flux obtenu avec les équations statoriques et les équations rotoriques. La différence entre les sorties des deux estimateurs de flux est utilisée pour corriger l'erreur par un correcteur PI qui donne la valeur de la vitesse estimée [84], [75], [85], [82].

Le choix des deux modèles pour construire le flux rotorique est:

- Modèle de référence : qui ne dépend pas explicitement de la vitesse et qui est construit à partir des équations statoriques de la machine (repère lie au stator).

$$\frac{d\varphi_{r\alpha}^s}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt}) \quad (IV.1)$$

$$\frac{d\varphi_{r\beta}^s}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt}) \quad (IV.2)$$

- Modèle adaptatif (ajustable) : qui dépend explicitement de la vitesse et il sera construit à partir des équations rotoriques de la machine (repère lie au rotor).

$$\frac{d\hat{\varphi}_{r\alpha}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M_{sr} i_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} \hat{\omega}_r - \omega_s \hat{\varphi}_{r\beta}) \quad (IV.3)$$

$$\frac{d\hat{\varphi}_{r\beta}}{dt} = \frac{1}{T_r} (M_{sr} i_{s\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \hat{\omega}_r - \omega_s \hat{\varphi}_{r\alpha}) \quad (IV.4)$$

La stabilité de cet estimateur est démontrée par le critère d'hyper stabilité de POPOV. La loi d'adaptation proposée par **SCHAUDER** est donnée par :

$$e = \varphi_{r\beta} \hat{\varphi}_{r\alpha} - \varphi_{r\alpha} \hat{\varphi}_{r\beta} \quad (IV.5)$$

$$\hat{\omega}_r = K_p e + \int K_i e dt \quad (IV.6)$$

Pour forcer l'erreur tend vers zéro, on utilise le mécanisme d'adaptation qui change la vitesse rotorique. A basse vitesse et à cause des intégrateurs du flux rotorique il est difficile de mettre en application le modèle de référence [82]. Pour cela **SCHAUDER** propose une fonction de transfert linéaire à la sortie du modèle de référence et à l'entrée du modèle ajustable. MRAS basée sur le flux rotorique est représentée à la figure (IV.7).

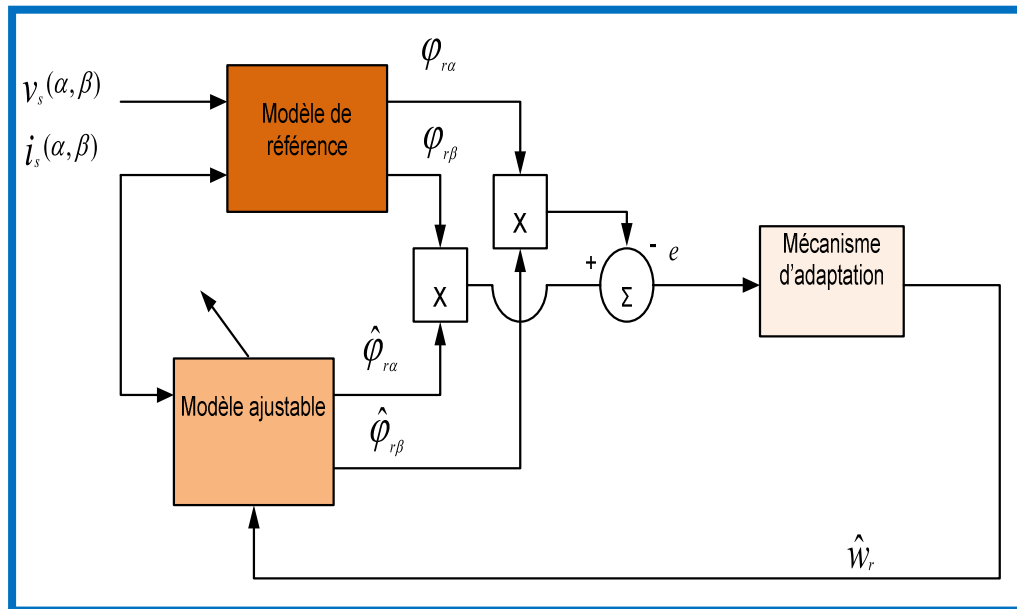


Figure IV.6: Structure de MRAS basée sur le flux rotorique .

IV. 6 Modèle Simulink d'une MRAS basée sur le flux rotorique :

La simulation du modèle basé sur le flux rotorique est mise en application pour confirmer les résultats théoriques en utilisant le **Simulink** de **Matlab**. Dans ces simulations, la tension et les sorties du modèle de la machine d'induction sont employées comme entrée des arrangements de **MRAS**. Deux estimateurs indépendants sont configurés pour estimer la vitesse.

L'estimateur qui n'implique pas la vitesse de rotor s'appelle modèle de référence, et l'autre observateur comprenant la vitesse de rotor s'appelle modèle adaptatif ou réglable. L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour dériver un mécanisme approprié d'adaptation qui produit de la vitesse estimée pour le modèle adaptatif suivant les indications de la figure (IV.8).

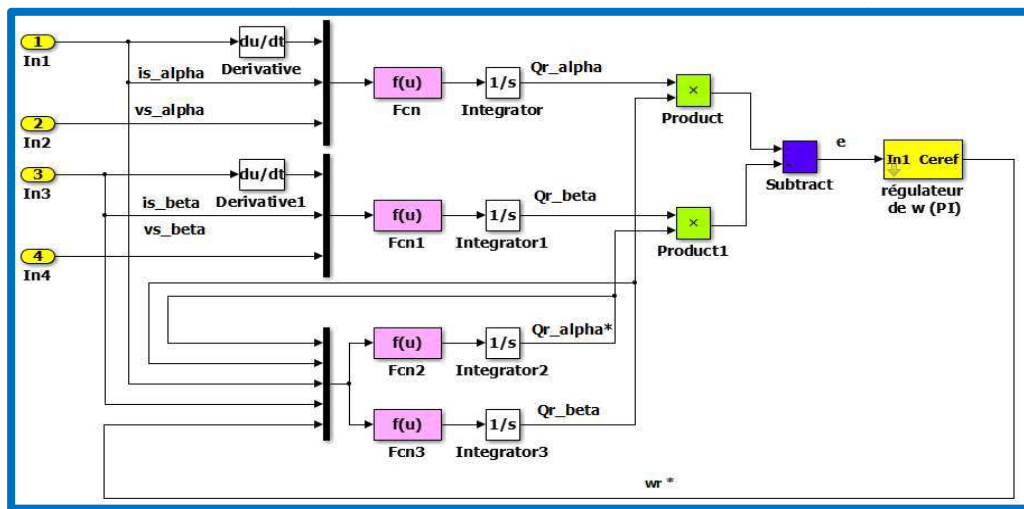
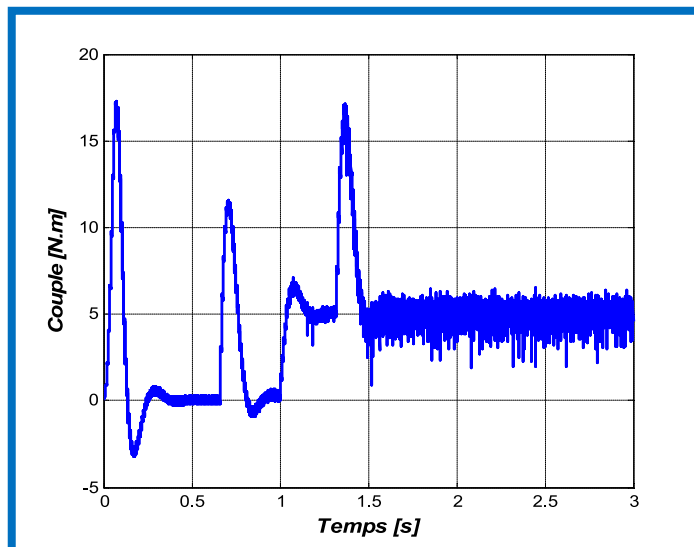
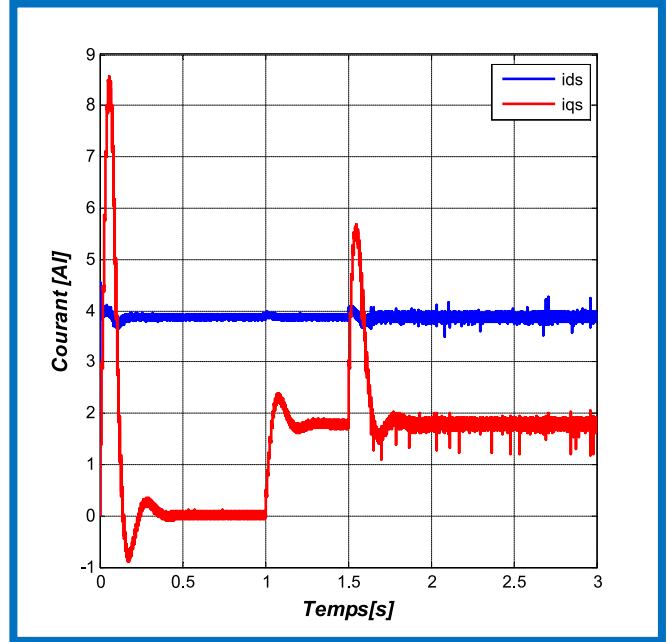
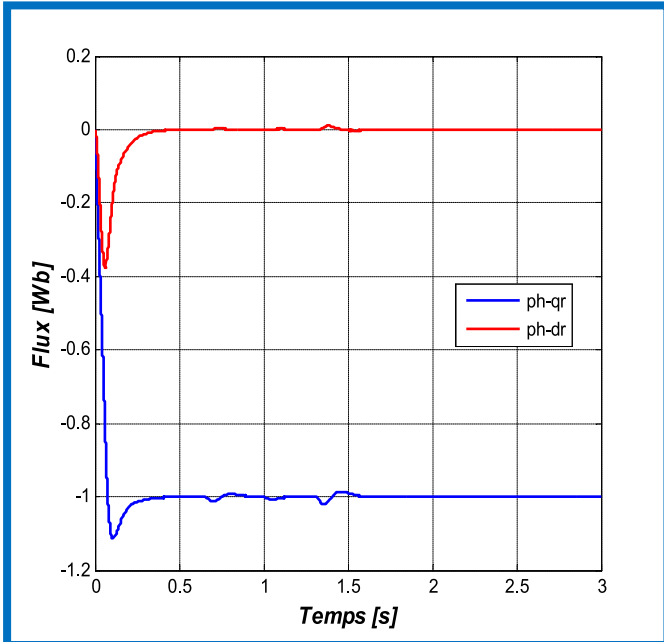
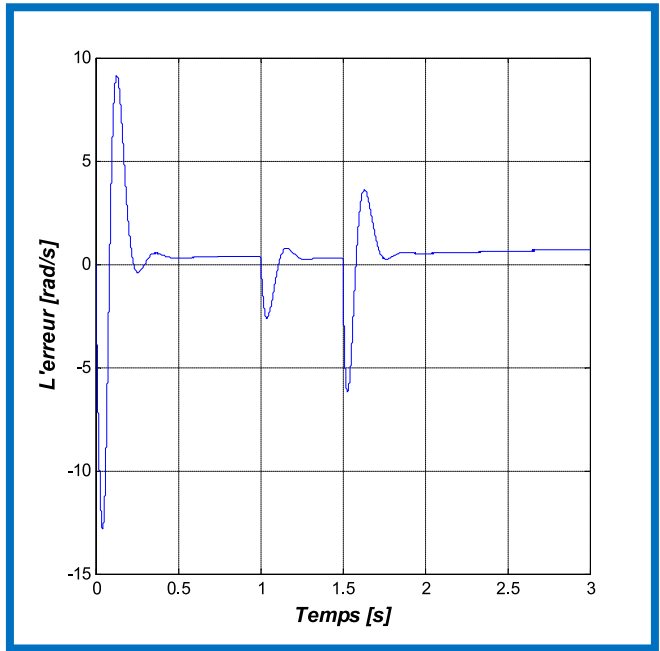
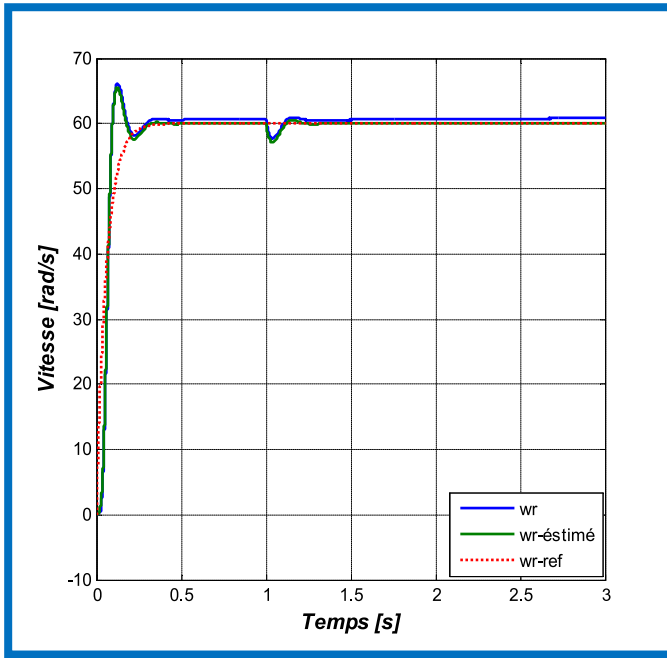


Figure IV.7 : Modèle MATLAB-SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique.

IV.7 Résultats de simulation de MRAS basée sur le flux rotorique :

On a mis en œuvre une étude de simulation qui a permis d'avoir les résultats que nous présentons ci –après. Les résultats obtenus sont illustrés par les figures ci dessous, sachant que la simulation a été effectuée sous **MATLAB SIMULINK** :

Chapitre IV : Commande adaptative par modèle de référence MRAS



La poursuite de la vitesse :

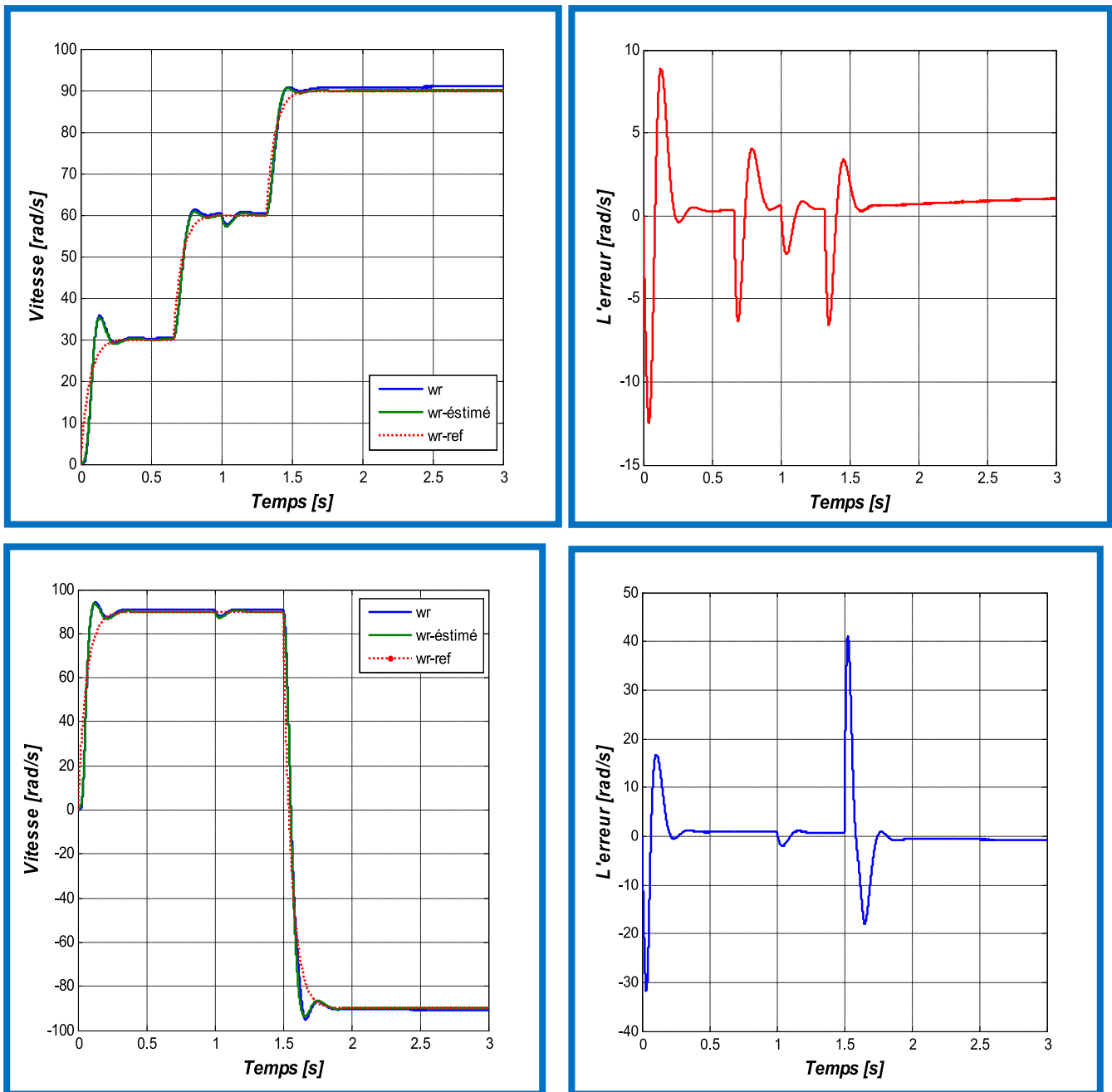


Figure IV.8 : Modèle MATLAB/SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique.

IV.8 Interprétation des résultats :

La figure (IV .8) a été testée par simulation pour un moteur à induction dont les principaux paramètres sont donnés en annexe pour démontrer l'efficacité de l'estimateur MRAS proposé. Cette figure montre respectivement l'évolution de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS basée sur le flux rotorique. Il est clair d'après les résultats obtenus que la vitesse estimée suit parfaitement (converge bien vers) la vitesse de référence. Le régulateur **PI** peut être remplacé par un régulateur robuste tel que la logique floue afin d'éliminer le dépassement au démarrage, ainsi la réponse, des flux et du couple électromagnétique et du courants Ce dernier présente des fluctuations dues aux harmoniques résidants dans le système.

On constate que la poursuite se fait plus rapidement dans notre étude.

Les courbes données par cette figure montrent les performances de vitesse estimée, et du pour une consigne de vitesse $\omega_{ref} = 90$ [rad/s] Aussi, D'après les résultats obtenus on peut conclure que l'estimation de la vitesse se fait toujours d'une façon convenable.

IV.9 Les avantages et les inconvénients de MRAS basée sur le flux rotorique :

Cette technique présente quelques avantages et inconvénients qui sont :[28]

Les avantages :

- Simple.
- Facile à régler les gains d'adaptation.

Les inconvénients :

- Sensible aux variations des paramètres du modèle du MAS.

IV.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons examiné la commande adaptative par poursuite d'un model dans le but d'éliminer les inconvénients qu'on a trouvé dans le réglage classique.

On a utilisé la technique **MRAS** pour l'estimation de la vitesse de rotation, afin d'avoir une meilleure appréciation d'estimateur **MRAS**. Pour cela, des résultats de simulation de cet estimateur ont été présentés.

Chapitre IV : Commande adaptative par modèle de référence MRAS

Les résultats obtenus sont satisfaisants. Cette technique présente l'avantage de l'élimination du capteur mécanique de vitesse pour des raisons de coûts, encombrement et fiabilité.[62]

L'estimateur MRAS donne des bonnes performances dynamiques et statiques à la vitesse nominale, la qualité d'estimation se dégrade à faible vitesse. La sensibilité aux paramètres de la machine présente un autre inconvénient de ce système d'où la nécessité d'une adaptation en ligne de ces paramètres.

Conclusion Générale et Perspectives

Le travail dans le cadre de ce mémoire , a permis de régler le problème de l'estimation de la vitesse de la machine asynchrone ainsi que sa commande sans l'utilisation du capteur mécanique.

À l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse globale des résultats obtenus et établir par la suite les perspectives futures envisagées.

Dans une première étape, après avoir donné quelques généralités sur l'état de l'art de la MAS, on a présenté les différentes méthodes de commandes de ce type de machines ainsi ces avantages etc.....

En second lieu, notre objectif s'est orienté vers la modélisation de la machine asynchrone. Il s'agit de trouver le modèle mathématique, puis le simuler à travers le Matlab/simulink. Au cours du troisième chapitre nous avons étudié la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension et en courant. On proposant un modèle à implanter dans l'environnement Matlab/simulink.

Le quatrième chapitre a été consacré à la commande sans capteur de vitesse. Dans cette partie, nous avons présenté les différentes techniques d'estimation de la vitesse par modèle de référence (MRAS). Notre étude a été basée sur l'estimation de la vitesse à flux rotorique. Cependant, ces techniques sont sensibles aux variations de la résistance statorique et rotorique et notamment lors des fonctionnements en basse vitesse.

Notre travail est loin d'être clôturé. Suite de ce travail, nous proposons une continuité plus profonde sur la commande de vitesse sans capteur par MRAS. Pour les perspectives, à court terme il faudra valider les résultats de simulation à l'aide d'essais expérimentaux perspective :

- MRAS avec les courants statoriques .
- MRAS avec les forces électromotrices (f.e.m).
- Avec d'autres observateurs comme : filtre de **Kalman**, observateur de **Luembenger**, observateur **Kubota**, observateur intelligents,.....etc. .

Nous proposons également l'intégration de l'estimation de la résistance rotorique et statorique, dans ce cadre d'une commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse pour les différentes structures de MARS

Bibliographie

- [1] : **Mohamed Amine MOUSSA**,«Contribution au Diagnostic de la MachineAsynchrone en Temps Réel», Université des Frères Mentouri - Constantine 1,mai 2018.
- [2] : **Mr A.Djouadi& Mr S.Khettal**«Commande d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect»,Université BEJAIA, 2015.
- [3] :**R.MEZIANE & N.OUERDI**, «Etude et commande de la machine Asynchrone», UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU.
- [4] : **Noureddine BESSOUS**, « Contribution Au Diagnostic Des Machines Asynchrones »,Mémoire de Magister, Université de Constantine.
- [5] : **Adlani Youcef**, « Commande directe du couple de la machine asynchrone par l'utilisation de la modélisation vectorielle (DTC-SVM) », Université de Guelma, Juin 2011.
- [6] : **kh.YAHIA**,“**Estimation**, «en ligne de l'état et des paramètres du moteur asynchrone triphasé”. Mémoire de Magister En Electrotechnique»,Université Mohamed Khider De Biskra.2005.
- [7] :**K.Akkouchi** , «Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone", Mémoire de Magister», U. Badji Mokhtar, ANNABA, 2007.
- [8] : **C. Canudas de wit**,« Modélisation contrôle vectoriel et DTC- Commande des moteurs asynchrone 1» , Hermis science Publications, Paris 2000.
- [9] : **T. Kataoka, Y. sato and A. Bendibdellah**, "A novel Volts/Hertz control method for an induction motor to improve the torque characteristics in the lowrange,"TheEuropean Power Electronics association, pp. 485-488, 1993.
- [10] : **Dr. Youcef DJERIRI & Pr. Abdelkader MEROUFEL**,« Techniques de Commande Electrique», Université DjillaliLiabès de Sidi Bel-Abbès,2017.
- [11] :**A.Ameur**, «commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine asynchrone à aimante permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants »,mémoire de magister ,université de Batna 2005,
- [12] :**A. Kamel**,« commande direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone »,Mémoire

Bibliographie

de magister, université Badji Mokhtar Annaba 2007.

[13] :**A. Ahmed**, « utilisation d'observateurs à mode glissant pour le contrôle direct du couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage »,Mémoire de magister, université de Mouhamed khider – Biskra 2011.

[14] :**A. Martins** ,« contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée »,Thèse de doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France , Décembre 2000.

[15] **D. YOUSOUF et B.A. DJAMAL**. Modélisation et commande d'un onduleur triphasé piloté par mli a structure multiniveaux. Mémoire Master en Génie électrique, Université de Ouargla, 2012.

[16] : **Souad Chaouch**, «Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De Vitesse», Thèse De Doctorat En Science En Electrotechnique, L'université De Batna 03 Décembre 2005.

[17] : **D. Roye**, « Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC», HERMES Science Europe Ltd, 2000, Sous La Direction De Carlos Canudas De Wit, Page(S): 81 -132 Vol.1

[18] : **Mr O.F.Benaouda** "Des Techniques de L''intelligence Artificielle (LF-RN) pour le Contrôle Direct du Couple D'une MAS Alimentée par des Onduleurs Multi niveaux", Mémoire de Magister, U.Usto, Oran, 2013.

[19] : **L. BAGHLI**, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », Thèse de Doctorat en université de Henri Poincaré, Nancy 1, janvier 1999.

[20] : **H. TAMRABET**, « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister en université de Batna, 2006.

[21] :**A.Bouziannesrine&L.Charrakines**, « Etude comparative de Contrôle d'un Moteur Asynchrone par LaCommande Vectorielle et La Commande Directe du Couple », université d'ain-Temochante 2019

[22] : **P. Brunet**, « Introduction A La Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones »,

Bibliographie

LTEG Henri BRISSON Vierzon, France.

[23] : **J. Chatelain**, « Machines Electriques 1 », Presse Polytechniques Romandes, 1983.

[24] : **M. Pinard**, « Commande Electronique Des Moteurs Electriques », Edition Dunod, Paris 2004.

[25]: **J.P. Hautier**. Modélisation et commande de la machine asynchrone. Edition technique France, 1995.

[26] :**H.Aberkane** "Commande Directe du Couple de la MAS basée sur la Technique – SVM", Mémoire de Magister, U. Larbi Ben M’Hidi , OUM-El-BOUAGHI, 2016.

[27] **HansruediBühler**, « Réglage par mode de glissement », 3ème édition, Complément au traité d’électricité, presses polytechniques romandes, Lausanne, 1986.

[28] :**M.yasmine&khatirBenmhindaHadjer**, « Etude comparative de la commande vectorielle et la commande par mode glissant de la machine asynchrone »,université d’ain-Temochante 2019.

[29] : **Alia Salim, Guedda Smail**, « Commande Vectorielle d’une Machine à Induction.» Projet de Fin d’Étude master académique en génie électrotechnique, Université Echahid Hamma Lakhdar d’El-Oued, Mai 2018.

[30] **HAMMOUMI Abdelhakim** « Commande Basée Sur Les Réseaux De Neurones Dune Machine Asynchrone Sans Capteur Mécanique.» Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université DjillaliLiabès-Sidi Bel-Abbes, 2009.

[31] :**ACHOURI Radouane & HIDOUCHE Mohamed**, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone », Ecole Nationale Polytechnique, juin 2007.

[32] **Guy Séguier**, « Électronique de puissance ‘les fonctions de base et leurs principales application’». 7ème édition, 1999.

[33] **Azzedine AMROUCH, Rafik GHERB**, « Asservissement d’un redresseur MLI multi niveaux», mémoire fin étude, Université de Msila, 2005.

[34] **N.Adjimi&W.Belaidi** "Modélisation et commande d'un onduleur MLI", Mémoire de Master, U.Larbi Ben M’hidi, OUM-El-BOUAGHI, 2009.

Bibliographie

- [30] : **BOUHADIDA Azzedine**, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux », Université de Blida, 2017.
- [35] : **BAGHLI Mehdi, MERAD BOUDIA Oussama**, « Commande d'un moteur asynchrone triphasé basée sur l'approche des modes glissants avec observateurs de flux et de vitesse », Université de Tlemcen, 2013.
- [36] : **BOUSSIALA B. & IDOUGHI M.** « commande vectorielle de la machine synchrone Autopilotée à pôles saillants par un onduleur trois niveaux commandé en tension », PFE, Département de Génie électrique, ENP Alger, 2006.
- [37] : **SABOUNI B.** « commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasé par régulateur PI-FLOU ». thèse de magister, Université de Batna, 2014.
- [38] : **M. Khami**, "Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou", Mémoire de master, université de ouargla, 2013.
- [39] : **Chady El Moucary, Eduardo Mendes and Adel Razek**, « Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives », IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, September/October 2002.
- [40] : **G. BUCHE**, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB, SIMULINK », mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur CNAM, Conservatoire national des arts et métiers, Centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), soutenue le 07-03-2001.
- [41] : **D. Roye**, « Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC », HERMES Science Europe Ltd, 2000, Sous La Direction De Carlos Canudas De Wit, Page(S): 81 -132 Vol.1
- [42] : **SABOUNI B.** « commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone triphasé par régulateur PI-FLOU ». thèse de magister, Université de Batna, 2014.
- [43] : **ACHOURI R. & HIDOUCHE M.** « commande vectorielle de la machine asynchrone ». PFE, Département de Génie électrique, ENP Alger, 2004.
- [44] : **ZIANE F. & ZOUAOUI F.** « Modélisation et Identification des machines asynchrones à Haut rendement par l'exploitation des algorithmes génétiques », PFE, Département d'électrotechnique, Université Med BOUDIAF MSILA, 2007.
- [45] : **S. REZGUI**, « commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et temps réel application à la machine asynchrone : commande vectorielle sans capteurs

Bibliographie

mécaniques SVPWM, mode glissant, MRAS », Magister En Electrotechnique, Université de Constantine, 2009.

[46] : **Alia Salim et Guedda Smail**. « Commande vectorielle d'une machine à induction ». Thèse de master en commande électrique de l'université Echahid Hamma Lakhdar d'el-Oued 2018.

[47] : **Nechma Mohamed Lamine**, « Modélisation, Commande et Simulation d'un

Moteur Asynchrone à cage »PFE département : Electromécanique, UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA,2019.

[48] : **G. BUCHE**, « Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel MATLAB, SIMULINK », mémoire en vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur CNAM, Conservatoire national des arts et métiers, Centre régional associé de Grenoble (C.U.E.F.A), soutenue le 07-03-2001.

[49] :**ZAIEM Mohamed Elkebi, NAAMI HibâtAlrahmen**, « Etude comparative entre la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et la commande directe du couple classique appliquées à la MAS », Université d' Ouargla, 2016.

[50] : **MATIKA Yasmine KHATIR BENMEHIMDA Hadjer**, « Etude comparative de la commande vectorielle et la commande par mode glissant de la machine asynchrone »,PFE Département de Génie Electrique, UNIVERSITÉ Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent 2019.

[51] :**Résumé chapitre III**, << COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LA METHODE DE FLUX ROTORIQUE ORIENTE >>, entré d'une thèse.

[52] : **DIEDHIOE Tidjini**, << Estimation de la Vitesse et des Résistances statorique et rotorique pour la Commande par Orientation du Flux d'une Machine Asynchrone >>, MEMOIRE FIN D'ETUDE, Electromécanique, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.

[53] : **BECHOUCHE Ali**, << Implémentation de la Commande Vectorielle à Flux Orienté de la Machine Asynchrone avec Observation du Flux >>, MEMOIRE DE MAGISTER En Electrotechnique, Université Tizi-Ouzou, décembre 2009.

[54] :**AHMED BOUZIANE Nessrine& LARBI CHERRAK Ines** ; « Etude comparative de Contrôle d'un Moteur Asynchrone par La Commande Vectorielle et La Commande Directe du Couple ».PFE département Electrotechnique. Université Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent ;2019.

Bibliographie

- [55] :**REZGUI SALAH**, « commande de machine électrique en environnement **MATLABSIMULINK** et temps réel application à la machine asynchrone commande vectorielle sans capteurs mécaniques »,Mémoire de Magister, UNIVERSITÉ de Constantine .
- [56] : **OTHMANI AHMED MEHDI** «commande vectorielle d'une machine asynchrone associée a un observateur adaptatif»PFE, Département Electromécanique UNIVERSITE BADJI MOKHTAR_ ANABAA 2019.
- [57] : **Sorin Gusia**, « Modélisation des systèmes électroniques puissance à commande MLI application aux actionnements électriques », Thèse de doctorat, », Université catholique de Louvain, 2005.
- [58] : **TARBOUCHI Mohamed**, « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone régime défluxé », Thèse de doctorat, l'université de Laval Québec, 1997.
- [59] :**S. Chekroun**, «Commande NEURO-FLOUE Sans Capteur de Vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasée», Mémoire de Magister, ENSET d'Oran. 2009.
- [60] : **M. Abderhamane** et **B.Bachir** «Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction», Mémoire d'ingénieur, Universite de m'sila, 2007.
- [61] : **S. CHAOUCH** ,« Commande Vectorielle Robuste D'une Machine A Induction Sans Capteur De vitesse», thèse de doctorat en science en électrotechnique université de Batna 2005.
- [62] : **BekkoucheBoubekeuret DjaborebbiMed.walid** ; « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone » ;PFE ,Département Electrotechnique, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA,2018.
- [63] : **B. Houssini**, «Prototypage rapide a base de FPGA d'un algorithme de contrôle avancé le moteur a induction», Université du Québec, 2010.
- [64] : **BekkoucheBoubekeuret DjaborebbiMed.walid** ; « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone » ;PFE ,Département Electrotechnique, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA,2018.
- [65] : **TELMCENI** « commande vectorielle avec régulateur adaptative de MSAP », PFE – M'sila 1997
- [66] : **BekkoucheBoubekeuret DjaborebbiMed.walid** ; « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone » ;PFE ,Département Electrotechnique, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA,2018.

Bibliographie

- [67] : **K. Kouzi** « Contribution des Techniques de la Logique floue pour la commande d'une Machine a Induction sans Transducteur Rotatif», Thèse de Doctorat, l'université de Batna2008.
- [68] ; **R. Imad**, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone», Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique 2004.
- [69] : **A. Benchaib**, «Application des modes de glissement pour la commande en temps réel de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2001.
- [70] : **C. Schauder**, « Adaptive speed identification for vector control of induction motorswithoutrotationaltransducers », Proceeding of IEEE-IAS 1989 Annual Meeting, vol. 1, pp. 493 – 499, 1 – 5 Oct. 1989.
- [71] : **S. Tamai**, «Speed sensorlessvector control of induction motorwith model reference adaptive system », Proceeding of IEEE/ZAS Annu. Meet pp. 189-195 1987.
- [72] : **F. Peng, T. Fukao**, «Robust Speed Identification for Speed SensorlessVector Control of Induction Motors», Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting, pp419 – 08 Oct. 1993.
- [73] : **F. Peng, Z. Fukao**, «Robust speed identification for speed-sensorlessvector control of Induction motors », IEEE Transactions on Industry Applications, vol.30, no.5, pp.1234-1240, Sept./Oct.1994.
- [74] : **H. Kubota, K. Matsuse**, « Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of fieldoriented induction motorwithoutrotationaltransducers», Proceeding of PowerConversion Conference, pp. 473 – 477, Yokohama, 19 -21 April 1993.
- [75] : **H. Kubota, M. Kouki**,«DSP-Based Speed Adaptative Flux Observer of Induction Motors», IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, n°2, pp.344-348, Mar./Apr. 1993.
- [76] : **H. Kubota, K. Matsuse**, « Speed sensorlessfield-oriented control of induction motorwith rotor resistance adaptation», *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 30, no.5, pp. 1219 - 1224, Sept.Oct. 1994.
- [77] : **G. Blasco, R.Asher, Sumner.M, Bradley.K** « Dynamic performance limitations for MRAS basedsensorless induction motor drives. Part 2: Online parameter tuning and dynamic performance studies », IEE Proceedings of Electric Power Applications, vol.143, no.2, pp. 123 - 134, Mar. 1996.
- [78] : **H. Kubota, K. Matsuse**, « Speed sensorlessfieldoriented control of induction motorwith rotor resistance adaptation», *Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting*, vol. 1, pp. 414 – 418, Toronto, Canada, 2- 8 Oct.1993.

Bibliographie

[79] : **H. Rehman, A. Derdiyok, M-K. Guven**, « An MRAS Scheme for On-line Rotor Resistance Adaptation of an Induction Machine», in Proceeding IEEE, pp. 817-822, 2001.

[80] : **H. Tajima, G. Guidi, H. Umida**, «Consideration about problems and solutions of speed estimation method and parameter tuning for speed-sensorless vector control of induction motor drives», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, no. 5, pp. 1282 – 1289, Sept./Oct. 2002.

[81] : **C. Schauder**, «Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1054 – 1061, Sept./Oct. 1992

[82] : **M. Mostefai, A. Bendiabdellah**, «A MRAS-based Speed Sensorless Direct Vector Control of Induction Motor With Rotor-Inverse Time Constant Adaptation », Article.

Annexe A

Paramètre de la machine asynchrone utilisée :

Grandeurs nominales :

Puissance nominale	$P_n=1.5$ [KW]
Tension nominal	$U_n=220/380$ [v]
Fréquence nominal	$F=50$ [Hz]

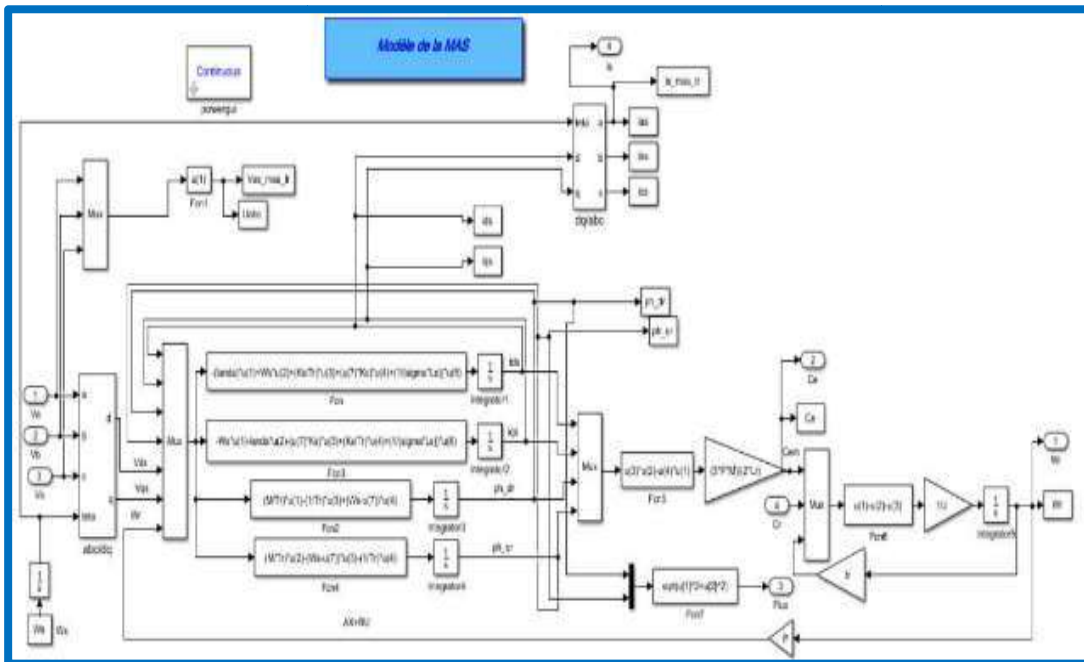
Paramètre de la machine :

Nombre de paires de pôle	$P=2$
Résistance statorique	$R_s=4.850$
Résistance rotorique	$R_r=3.805$
Inductance cyclique au stator	$L_s=0.274$
Inductance cyclique au rotor	$L_r=0.274$
Inductance mutuelle	$l_m=0.285$
Moment d'inertie	$J=0.031$
Coefficient de frottement visqueux	$F=0.00114$

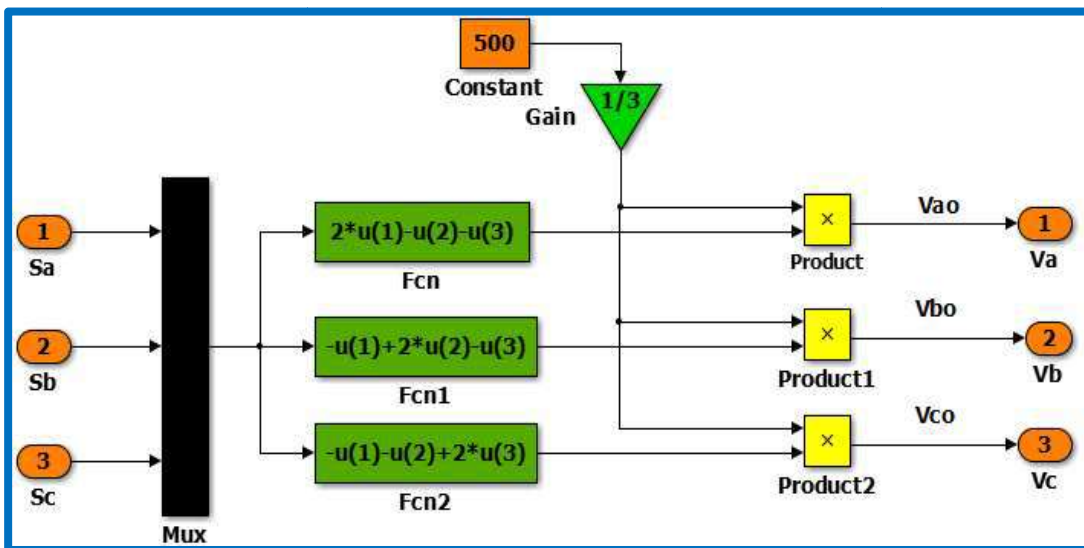
Annexe B

Modèles simulink :

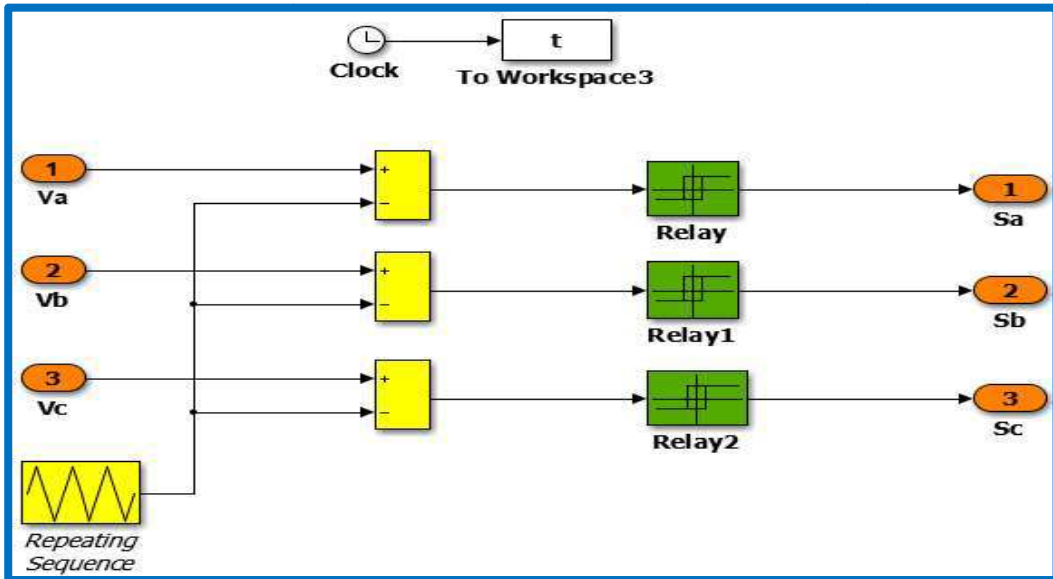
Modèle de la machine asynchrone :



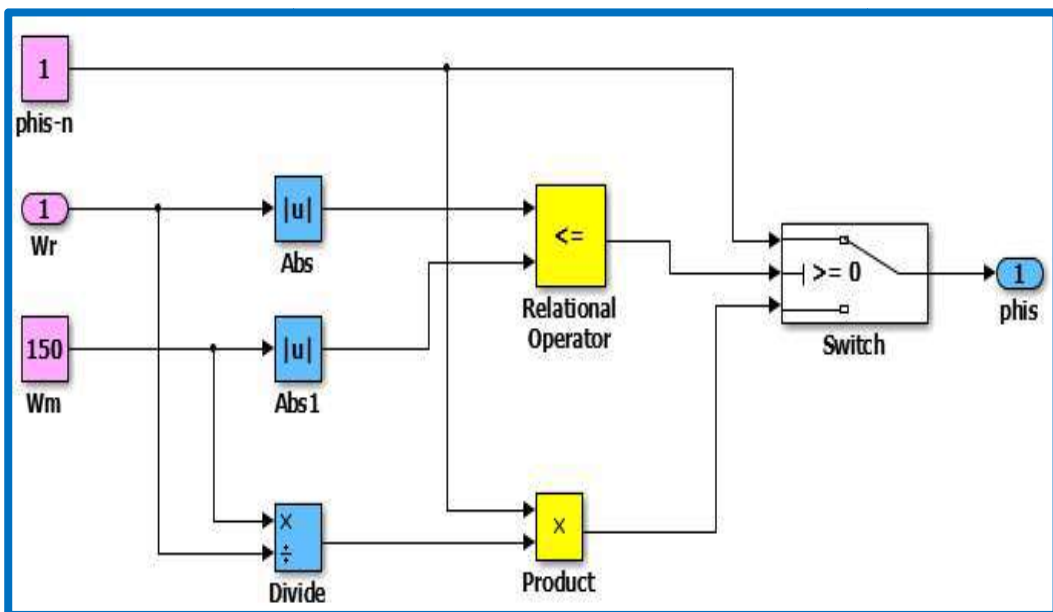
Modèle de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux :



Modèle de commande MLI sinus-triangle :



Modèle de défluxage :





Formulaire de déclaration sur l'honneur

Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat)

Je soussigné,

L'Etudiant, Mr / Melle / Mdm Guenrouad Amina

Détenteur d'une carte d'étudiant N° : 180831066377 délivrée le : Première année Université

2018/2019

Inscrit à la faculté : **des Sciences et de la Technologie ;**

Département : **Electrotechnique.**

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude Master 2.

Sous-titré : Commande Vectorielle sans Capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par l'utilisation d'un observateur adaptatif.

→ Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requise dans l'élaboration du projet de recherche suscité.

2023 20

à Ain Temouchent, le :/06/2023

السيد: قرواد امينة
 منطقة التعريف رقم: 180831066377

40-11-05/2023 Signature



عن رئيس المجلس العلمي
 السيد: قرواد امينة
 رئيس فرع الشريعة الإسلامية
 امضاء: زواهر خست



Formulaire de déclaration sur l'honneur

Relatif à l'engagement pour respecter les règles d'authenticité scientifique dans l'élaboration d'un travail de recherche

(Annexe de l'arrêté n°933 du 28 juillet 2016 fixant les règles relatives à la prévention et la lutte contre le plagiat)

Je soussigné,

L'Etudiant, Mr / Melle / Mdm *Sabri Naouha*

Détenteur d'une carte d'étudiant N° : *181837066339* délivrée le : *2018/2019*

Inscrit à la faculté : **des Sciences et de la Technologie** ;

Département : **Electrotechnique**.

Et chargé de préparer un mémoire de fin d'étude Master 2.

Sous-titré : *La commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par l'utilisation un observateur adaptatif.*

→ Déclare sur l'honneur, m'engager à respecter les règles scientifiques, méthodologiques, et les normes de déontologie professionnelle et de l'authenticité académique requise dans l'élaboration du projet de recherche suscité.

à Ain Temouchent, le :/06/2023

Signature

Sabri Naouha
106300606
2018/2019
14/06
2023
120