

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
المركز الجامعي لعين تموشنت
Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent
Institut de Technologie
Département de Génie Electrique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SIENCES ET TECHNOLOGIES
Filière : ELECTROMECHANIQUE
Spécialité : ELECTROMECHANIQUE

Thème

**Commande Sans Capteur De Vitesse D'un Moteur
Asynchrone Appliquée Dans La Technique De Contrôle
Direct Du Couple (DTC)**

Présenté Par :

- 1) Matallah yessin
- 2) Belhoucine madani

Devant les jurys composés de :

Z.AYACHE	MAA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Président
M.L.ZEGGAI	MAB	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant
M.FLITTI	MCA	C.U.B.B (Ain Temouchent)	Examineur

Année universitaire 2018/2019

Dédicaces

Je remercie الله tout puissant, qui m'a donné la force de concevoir ce travail et que le salut et la bénédiction de dieu soient sur notre prophète Mohamed.

Pour ma grande famille ;

Mes chers parents ;

Mes chers frères, ma chère soeur ;

Mes beaux-parents ;

Mon beau-frère, mes belles soeurs ;

Mes amis, voisins et tous qui m'aiment ;

Je dédie ce modeste travail.

Yessin Matallah

Madani Belhoucine

REMERCIEMENT

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers **Allah**, qui m'a donné la patience et la volonté pour que je puisse continuer ce travail.

Je tiens à remercier **M^r.M.L.ZEGGAI** pour son encadrement de ce mémoire et surtout pour ces qualités scientifiques et humaines.

Je remercie aussi tous les membres de jury :

M^r.D.BERRACHED

M^r. M.FLITTI

D'avoir accepté d'honorer par leurs présences ma soutenance de master.

Je remercie également tous mes collègues pour leurs soutiens morales durant de préparation de ce mémoire.

Liste des indices et symboles

(r)	Indice grandeurs rotoriques
(s)	Indice grandeurs statoriques
d	Indice grandeurs liées à l'axe d
q	Indice grandeurs liées à l'axe q
α	Axe α du repère tournant (α, β)
β	Axe β du repère tournant (α, β)
n	Grandeur nominale
p	Nombre de paires de pôles
R_s	Résistance statorique
L_s	Inductance statorique
R_r	Résistance rotorique
L_r	Inductance rotorique
L_d	Inductance directe
L_q	Inductance transversale
M_s	Inductance mutuelle statorique [H].
M_r	Inductance mutuelle rotorique [H].
M_{sr}	Inductance mutuelle entre le stator et rotor [H].
M_{rs}	Inductance mutuelle entre le rotor et stator [H].
X	Composantes de la grandeur x
U_c	Tension d'entrée de l'onduleur
V_{sd}	Tension statorique directe
V_{sq}	Tension statorique transversale
$V_{s\alpha}$	Tension statorique sur l'axe α
$V_{s\beta}$	Tension statorique sur l'axe β
I_{sd}	Courant statorique direct
I_{sq}	Courant statorique transversale
$I_{s\alpha}$	Courant statorique sur l'axe α
$I_{s\beta}$	Courant statorique sur l'axe β
Φ_{sd}	Flux statorique direct
Φ_{sq}	Flux statorique transversale
$\Phi_{s\alpha}$	Flux statorique sur l'axe α
$\Phi_{s\beta}$	Flux statorique sur l'axe β
J	Moment d'inertie des pièces tournantes
Ω	Mitesse angulaire du moteur
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
\hat{x}	Estimation de x
X_{ref}	Référence de x
V	Tension [V].
I	Courant [A].
Φ	Flux [Wb].

$\omega_{réf}$	Vitesse de référence [rad/s].
ω_s	Pulsation électrique statorique [rad/s].
ω_r	Pulsation électrique rotorique [rad/s].
Ω	Vitesse mécanique [rad/s].
θ	La position du flux statorique
θ_s	Position angulaire du stator [rad/s].
θ_r	Position angulaire du rotor [rad/s].
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Tensions d'entrée à l'onduleur.
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	Tensions de phase.
$V_{sa,b,c}$ et $V_{ra,b,c}$	Tensions de phases (stator et rotor) [V].
$i_{sa,b,c}$ et $i_{ra,b,c}$	Courants statoriques et rotoriques de phases [A].
τ_r	Constante de temps rotorique
γ	L'angle
K_i, K_p	Gains proportionnel et intégral du PI, respectivement.
Ω	Pulsation électrique correspondante à la vitesse Rotation(rad/s)
T_s	Constante de temps électrique au stator, (s)
T_r	Constante de temps électrique au rotor, (s)
P	Nombre de paires de pôles,

ABRÉVIATIONS

DTC	Direct torque control (Commande directe du couple)
MAS	Machine asynchrone ;
SVM	Space vector modulation vectorielle
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
MRAS	Commande adaptative par model de référence,
IGBT	Insolated gate bipolar transistor

LISTE DES FIGURES

Figure I.1	Moteur asynchrone triphasé.....	2
Figure.I.2	Passage du système triphasé au système biphasé	5
Figure I.3	Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire.....	8
Figure I.4	Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	9
Figure I.5	Principe de la MLI Sinus-Triangle.....	11
Figure I.6	La réponse du couple électromagnétique	12
Figure I.7	La réponse du courant statorique.....	12
Figure I.8	La réponse de la vitesse de rotation.....	12
Figure II.1	Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)	18
Figure II.2	Evolution du flux et du couple pour les différents vecteurs de tensions possibles	20
Figure II .3	Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.....	22
Figure II .4	Comparateur à hystérésis pour le couple électromagnétique	23
Figure II .5	Structure générale du contrôle direct de couple (DTC).....	25
Figure II .6	La réponse des tensions d'alimentation V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	26
Figure II.7	La trajectoire des tensions D'alimentation dans le plan référentiel (α, β).....	26
Figure II.8	La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β)	26
Figure II .9	La réponse de la vitesse de rotation.....	27
Figure II .10	La réponse du courant statorique	27
Figure II .11	La réponse du module du flux statorique	27
Figure II .12	La réponse du couple électromagnétique	27
Figure II .13	La réponse de la vitesse de rotation	29
Figure II .14	La réponse du courant statorique	29
Figure II .15	La réponse du module du flux statorique	29
Figure II .16	La réponse du couple électromagnétique.....	29
Figure II .17	La réponse de la vitesse de rotation	30
Figure II .18	La réponse du courant statorique	30
Figure II .19	La réponse du module du flux statorique	30
Figure II .20	La réponse du couple électromagnétique.....	30
Figure III.1	Schéma bloc de l'observateur adaptatif de Kubota	37
Figure III.2	Schéma structural de l'observateur de Luenberge	38

Figure III. 3	schéma de principe de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	40
Figure IV.1	Structure générale de MRAS pour l'estimation de la vitesse	45
Figure IV.2	Structure de MRAS basée sur le flux rotorique.....	46
Figure IV.3	MRAS basée sur le courant statorique	47
Figure IV.4	MRAS basée sur la f.e.m.	49
Figure IV.5	MRAS basée sur la puissance réactive.....	50
Figure IV.6	Modèle MATLAB/SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique.....	50
Figure IV.7	Structure générale du contrôle direct de couple (DTC) par Estimateur de MRAS	51
Figure IV.8	Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique.....	53
Figure IV.9	Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique variation de la vitesse	55
Figure IV.10	Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique change le sens de rotation (double sens).....	57

LISTE DES TABLEAUX

Table II .1	la table du commande DTC.....	24
--------------------	-------------------------------	----

TABLE DES MATIERES

Dédicace.....	
Remerciement.....	
Liste des indices et symboles.....	
Abréviations.....	
Liste des figures.....	
Liste des tableaux.....	

Introduction Générale

Chapitre I Modélisation d'association Machine/Convertisseur statique

I. Introduction.....	1
I.1 Description de la machine asynchrone.....	1
I.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	2
I.3 Hypothèses simplificatrices.....	2
I.4 Equation de la machine asynchrone triphasé dans le repère ABC.....	3
I.4.1 Les équations électriques.....	3
I.4.2 Les équations magnétiques.....	4
I.4.3 Les équations électromagnétiques.....	4
I.5 Transformation triphasée-biphasée.....	5
I.5.1 Transformation de Park (repère (d - q)).....	5
I.5.2 Transformation de Concordia (repère($\alpha - \beta$)).....	6
I.6 Choix du référentiel.....	7
I.7 Onduleur de tension.....	8
I.7.1 Modélisation de l'onduleur de tension.....	8
I.7.2 Onduleur de tension a MLI.....	10
I.7.3 MLI "Sinus-Triangle".....	11
I.8 Simulation numérique.....	11
I.9 Conclusion.....	13
Bibliographie.....	14

Chapitre II Principe de la commande DTC appliquée sur un moteur asynchrone

II .1 Introduction.....	15
II .2 Principe de la DTC.....	15
II .2.1 Principe de la commande DTC appliquée sur un onduleur à deux niveaux	15
II .3 Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique.....	16
II .3.1 Principe de contrôle du couple électromagnétique.....	16
II .3.2 Principe de contrôle du flux statorique.....	17
II .4 Présentation de la structure de contrôle.....	19
II .4.1 Sélection du vecteur tension	19
II .5 Estimateurs.....	20
II .5.1 Estimation du flux statorique.....	20
II.5.2 Estimation du couple électromagnétique.....	21
II .6 Elaboration du vecteur de commande.....	21
II .6.1 Le correcteur de flux.....	21
II .6.2 Le correcteur à deux niveaux.....	22
II .6.3 Le correcteur de couple.....	22
II .6.4 Le correcteur à trois niveaux.....	23
II .6.5 Elaboration de la table de commande.....	24
II .7 Structure générale du contrôle direct de couple.....	24
II .8 Résultats de simulation (DTC à deux niveaux).....	26
II.9 Conclusion.....	31
Bibliographie.....	32

Chapitre III : Les techniques d'estimation de la vitesse d'une machine asynchrone

III .1 Introduction.....	33
III.2 Filtre de Kalman	33
III.2.2 Algorithme de filtre de Kalman.....	34
III.2.3 Application du filtre de Kalman à la machine asynchrone.....	34
III.3 Estimateur de kubota.....	36
III.3.1 Observateur adaptative de Kubota	36
III.4 Observateur de Luenberger.....	38
III .5 Estimation de la vitesse par la technique MRAS.....	39
III.6 Conclusion.....	41
Bibliographie.....	42

Chapitre IV Estimateur de la vitesse dans la commande DTC par la technique MRAS

IV.1.Introduction.....	44
IV.2 Estimation de la vitesse avec modèle.....	44
IV.2.1 Estimation de la vitesse par la technique MRAS	44
IV.2.1.1 MRAS basée sur le flux rotorique	45
IV.2.1.2 MRAS basée sur le courant statorique.....	46
IV.2.1.3 MRAS basée sur l'estimation de la f.e.m	48
IV.2.1.4 MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive.....	49
IV.3 Modèle MATLAB/SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique.....	50
IV.4 Structure générale du contrôle direct de couple (DTC) et mesuré la vitesse par Estimateur de MRAS.....	51
IV.5 Résultats de simulation de MRAS basée sur le flux rotorique	52

IV.6 Conclusion.....	58
Bibliographie.....	59
Conclusion général.....	61
Annexe.....	62
Résumé.....	63

Introduction générale

Introduction Générale

Le domaine de la commande des machines à courant alternatif est toujours en évolution, cela est dû aux exigences des cahiers de charge pour des opérations industrielles déterminées. La machine asynchrone, en raison de son faible coût et de sa robustesse, constitue actuellement la machine la plus utilisée pour des applications à vitesses variables.

Le contrôle de la machine asynchrone par des onduleurs à deux niveaux est la méthode la plus classique et la plus simple, mais l'utilisation de ce genre de convertisseurs présente des inconvénients tels que, la limitation en puissance et que le taux d'harmonique est très élevé qui limite par conséquent le développement d'entraînements alternatifs.

Durant le fonctionnement de la machine, la température augmente à cause des différents types de pertes, ce qui provoque la variation de la résistance statorique 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 [3]. 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 avec 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.

Ce travail présenté, porte sur la commande directe du couple (DTC), cette commande se base sur l'orientation du vecteur flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système.

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.

Pour cette cause les chercheurs essaient 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 essaie 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, intéressons dans ce qui suit à celles qui utilisent l'estimation simultanée du flux rotorique et de la vitesse.

Introduction Générale

Ce mémoire a été structuré comme suit :

- Le premier chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone et les détails de l'onduleur de tension à deux niveaux commandé par tension (MLI sinus - triangle). en suite l'association du moteur asynchrone à un onduleur commandé par M.L.I sinus triangle
- Le deuxième chapitre présente principe de la commande directe du couple (DTC) appliqué sur le moteur d'induction
- le troisième chapitre est réservé à l'étude des différentes techniques de commande sans capteur pour estimer la vitesse rotorique (mécanique)
- le quatrième et le dernière chapitre sera présente la commande sans capteur de la vitesse basée sur la technique de MRAS avec l'utilisation le flux rotorique.

Chapitre I

Modélisation d'association

Machine/Convertisseur statique

I. Introduction :

La machine asynchrone a connu un succès croissant depuis plusieurs décennies en remplaçant progressivement les machines à courant continu et asynchrone dans de nombreuses applications industrielles et quotidiennes.

Ce succès s'explique par une conception robuste réduisant les frais de maintenance et son cout de conception relativement moindre par rapport aux autres machines électriques. [1]

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour le calcul de certaines commandes.

Ce chapitre traitera la modélisation de la machine asynchrone, basée sur la transformation de Park, associée à une alimentation constituée d'un onduleur de tension triphasé utilisant la technique de commande MLI sinus triangle.

I.1 Description de la machine asynchrone :

La machine asynchrone triphasée qui est indiquée sur la Figure I.1 comporte une partie fixe dite stator, constituée par un empilage de tôles à faible taux de perte, supportant des bobinages symétriques triphasés alimentés en courant alternatif triphasé. Une partie mobile, dite rotor n'est pas alimentée, elle est en court-circuit et elle peut être de deux sortes [2] :

- Bobinée (à bagues) munie d'un enroulement généralement triphasé connecté à des bagues sur lesquelles frottent des balais.
- À cage d'écureuil, formée d'un ensemble de bagues conductrices reliées entre elles à chaque extrémité par des anneaux circulaires.

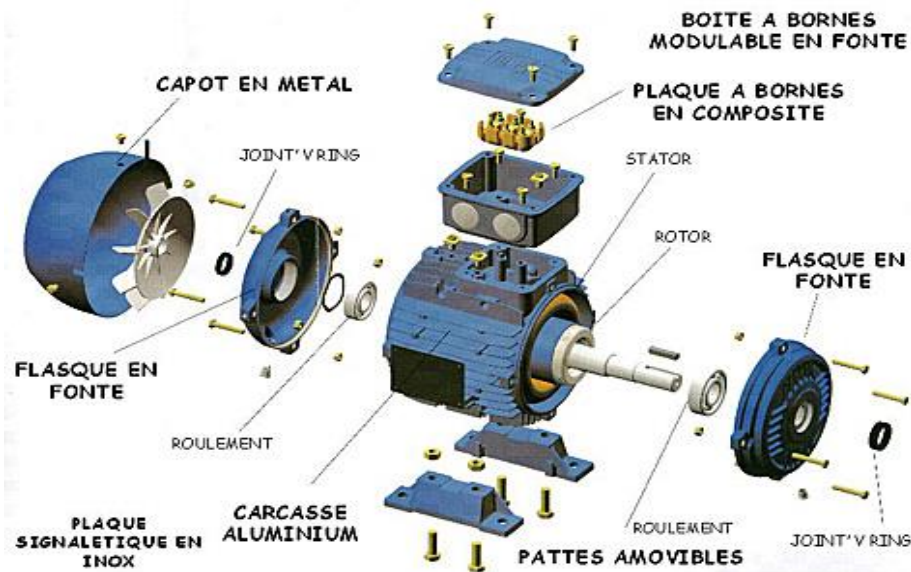


Figure I.1: Moteur asynchrone triphasé.

I.2 Modélisation de la machine asynchrone:

La machine asynchrone est de nature triphasée. La structure symétrique et équilibrée de la machine permet de passer à une représentation biphasée équivalente (transformation de Park), réduisant considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques (flux, courants) soient statoriques ou rotoriques sont ramenées sur un seul repère. Ce repère peut être soit fixe par rapport au stator (repère α - β), soit tournant (repère d-q) [3]. Un repère tournant implique la présence d'une variable supplémentaire qui permet de définir la position de ce repère θ .

I.3 hypothèses simplificatrices :

Pour La mise en équations de la machine asynchrone, nous supposons que [4][5]:

- Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux,
- Le circuit magnétique n'est pas saturé,
- L'entrefer constant,
- Les pertes fer négligeables.

Parmi les significations de ces hypothèses on peut citer:

- Les flux sont additifs
- Les inductances propres sont constantes

- Il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

I.4 Equation de la machine asynchrone triphasé dans le repère ABC:

Le comportement est entièrement défini par trois types d'équations qui sont:

I.4.1 Les équations électriques:

Par l'application de la loi de Faraday aux enroulements de la machine nous obtenons :

Pour le stator :

$$[V_s] = [R_s]. [I_s] + [\Phi_s] \tag{I.1}$$

Avec

$$\vec{V}_{sa} : [\vec{V}_{sa} \vec{V}_{sb} \vec{V}_{sc}]^T \quad \text{Vecteur de tension statorique} \tag{I.2}$$

$$[I_s] = [\vec{i}_{sa} \vec{i}_{sb} \vec{i}_{sc}]^T \quad \text{Vecteur de courant statorique} \tag{I.3}$$

$$[\Phi_s] = [\vec{\Phi}_{sa} \vec{\Phi}_{sb} \vec{\Phi}_{sc}]^T \quad \text{Vecteur de flux statorique} \tag{I.4}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{Matrice de résistance statorique} \tag{I.5}$$

pour le rotor :

$$[V_r] = [R_r]. [I_r] \pm [\Phi_r] \tag{I.6}$$

Avec :

$$[V_r] = [\vec{V}_{ra} \vec{V}_{rb} \vec{V}_{rc}]^T \quad \text{Vecteur de tension rotorique} \tag{I.7}$$

$$[I_r] = [\vec{i}_{ra} \vec{i}_{rb} \vec{i}_{rc}]^T \quad \text{Vecteur de courant rotorique} \tag{I.8}$$

$$[\Phi_r] = [\vec{\Phi}_{ra} \vec{\Phi}_{rb} \vec{\Phi}_{rc}]^T \quad \text{Vecteur de flux rotorique} \tag{I.9}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \text{Matrice de résistance statorique} \tag{I.10}$$

I.4.2 Équations magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées, conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants. Elles sont exprimées sous forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

$$[M_{sr}] = [M_{sr}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

L_{ss} : Matrice des inductances statoriques;

L_{rr} : Matrice des inductances rotoriques;

L_{ss} : Inductance propre d'une phase statorique ;

L_{rs} : Inductance propre d'une phase rotorique ;

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques ;

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques ;

M_{sr} : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor ; il est obtenu lorsque les axes sont alignés.

θ_r : Désigne l'angle entre une phase du rotor et la phase correspondante du stator.

Par les équations précédente, on peut obtient finalement le système suivant :

$$V_s = [R_s]. [I_s] + [L_{ss}]. \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]. [I_r] \} \quad (I.14)$$

$$V_r = [R_r]. [I_r] + [L_{rr}]. \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}]. [I_s] \} \quad (I.15)$$

I.4.3 Equation électromagnétique :

Equation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - fr. \Omega \quad (I.16)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd}. I_{sq} - \Phi_{rq}. I_{sd}) \quad (I.17)$$

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par la machine

C_r : Couple résistant de la charge ;

F_r : Coefficient des frottements visqueux ;

$\Omega = \frac{W}{p}$: Vitesse de rotation mécanique ;

p : Nombre de paires de pôles.

I.5 transformation triphase-biphase :

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé abc vers un système biphasé $\alpha \beta$

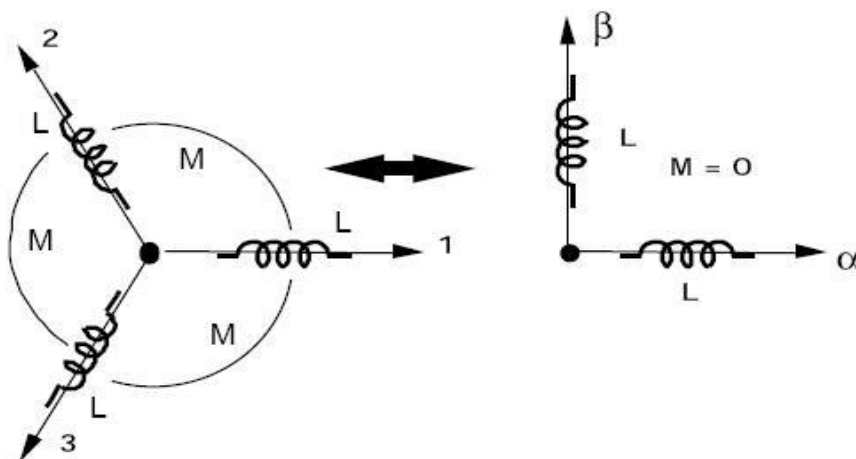


Figure. I.2 Passage du système triphasé au système biphasé

Il existe principalement trois transformations: PARK et CLARKE et CONCORDIA. La transformation de CLARKE ne conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient 3/2). Tandis que celle de CONCORDIA, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes [4],[5].

I.5.1 Transformation de Park (repère (d , q)):

Pour passer du système triphasé abc, au système biphasé (d q), il faut utiliser les transformations de Park :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_h \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_h \end{bmatrix} \tag{I.18}$$

X_a, X_b, X_c sont les valeurs instantanées des grandeurs triphasées ;

X_d, X_q sont les valeurs instantanées des grandeurs biphasé ;

X_h est la composante homopolaire ;

$[P]$ est la matrice de Park

$[P]^{-1}$ est la matrice inverse de Park.

Les matrices de Park sont données par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

et

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Où θ est l'angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé (as pour les grandeurs statoriques et ar pour les grandeurs rotoriques).

I.5.2 Transformation de Concordia (repère($\alpha - \beta$)):

Si on pose $\theta = 0$ dans les équations précédentes, les matrices de Park deviennent les matrices de Concordia :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

et

$$[C]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{\sqrt{2}} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

Les transformations de Concordia sont utilisées pour faire le passage entre le système triphasé abc en un système fictif, Les transformations de Concordia sont données par ces relations :

$$\begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \\ Xh \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = [C]^{-1} \begin{bmatrix} X\alpha \\ X\beta \\ Xh \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Ces transformations sont utilisables dans le contrôle direct du couple (DTC). [6], [7], [8].

I.6 Choix du référentiel :

Le référentiel est choisi en fonction de l'étude à réaliser. Dans la pratique il existe trois types de référentiels :

a) Référentiel lié au stator :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0; \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_r \quad (\text{I.24})$$

Ce référentiel est choisi lorsqu'on étudie les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.

b) Référentiel lié au rotor :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s; \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = 0 \quad (\text{I.25})$$

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes où la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.

c) Référentiel lié au champ tournant :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s; \frac{d\theta}{dt} = \frac{d}{dt}(\theta_s - \theta_r) = \omega_s - \omega_r \quad (\text{I.26})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les problèmes où la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs [9]. Il est également utilisé dans les problèmes d'alimentation des moteurs asynchrones par convertisseurs statiques de fréquence lorsque l'on veut étudier la fonction de transfert du moteur relativement à des petites perturbations autour d'un régime donné.

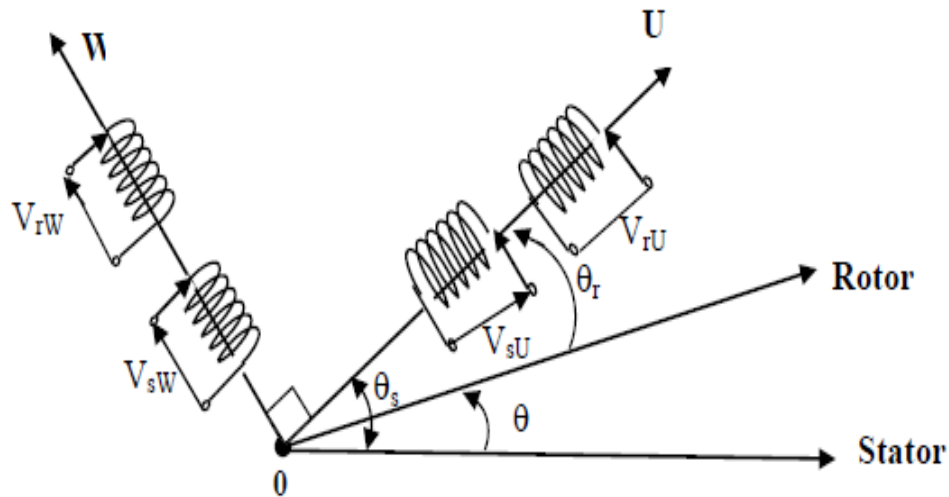


Figure I.3 Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace angulaire.

I.7 ONDULEUR DE TENSION :

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI) est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La puissance maximale transmise reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine, [10].

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possédant six cellules de commutation (IGBT) et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutation constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras [11].

Les signaux de commande des interrupteurs de chaque bras doivent être complémentaires pour éviter le court-circuit de l'alimentation continue de l'onduleur.

I.7.1 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Pour modéliser l'onduleur de tension, Figure (I.4), on considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m. égale à $E/2$ connectés à un point noté n_0 .

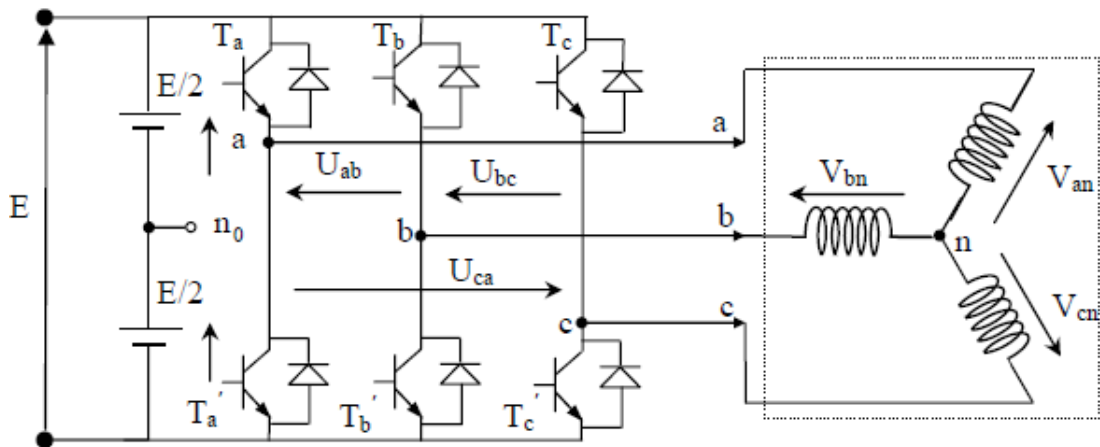


Figure I.4 Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples notées V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a [11], [12]:

si $S_i = 1$, T_i est passant et T'_i est ouvert ;

si $S_i = 0$, T_i est ouvert et T'_i est passant.

Avec $i = a, b, c$.

$$V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \tag{I.27}$$

$$V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \tag{I.28}$$

$$V_{ca} = V_{co} - V_{ao} \tag{I.29}$$

Où « o » point milieu fictif à l'entrée continu (voir Figure I.4).

V_{ao} , V_{bo} , V_{co} sont les tensions d'entrée à l'onduleur.

Pour une MAS présentant un neutre et alimentée par un onduleur on peut écrire les tensions comme suit :

$$V_{ao} = V_{an} - V_{no} \tag{I.30}$$

$$V_{bo} = V_{bn} - V_{no} \tag{I.31}$$

$$V_{co} = V_{cn} - V_{no} \tag{I.32}$$

Avec :

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions de phase.

V_{no} la tension fictive entre le neutre de la MAS et le point fictif d'indice « o ».

Pour un système équilibré $V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$, il vient :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \tag{I.33}$$

En remplaçant (I.33) dans le système (I.30) (I.31) (I.32), on obtient :

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \quad (I.34)$$

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

$$V_{cn} = \frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \quad (I.36)$$

Avec Si l'état des interrupteurs supposés parfaits :

$$V_{io} = S_{iE} - \frac{E}{2} \text{ Avec } i=a,b,c \quad \{ \text{si } = 1 \quad V_{io} = \frac{E}{2}, \text{ si } = 0 \quad V_{io} = -\frac{E}{2} \quad (I.37)$$

Il vient alors

$$V_{ano} = (S_a - 0,5)E \quad (I.38)$$

$$V_{bno} = (S_b - 0,5)E \quad (I.39)$$

$$V_{cno} = (S_c - 0,5)E \quad (I.40)$$

En remplaçant (I.34) (I.35) (I.36) dans (I.38) (I.39) (I.40), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}E \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.41)$$

V_{bo} , V_{co} sont les tensions d'entrée de l'onduleur (valeurs continues), alors V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur (valeurs alternatives), par conséquent l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu- alternatif, [12].

$$[T] = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

Les composantes de la tension U_s alimentant la machine ($V_s\alpha$, $V_s\beta$) peuvent être exprimées en utilisant le passage triphasé- biphasé par le biais de la matrice « Concordia » respectant le transfert de la puissance,

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I.43)$$

I.7. 2 ONDULEUR DE TENSION A MLI

En pratique plusieurs types de MLI peuvent être considérés, dont on peut citer [12], [13]:

- Les modulations Sinus- triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse en général triangulaire.
- Les modulations pré calculées pour lesquelles les angles de commutations sont calculé hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.

- Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle

(SVM : space vecteur modulation) dans lesquelles les angles de commutation sont calculés en ligne.

I.7.3-MLI "Sinus-Triangle":

La MLI Sinus-Triangle (MLI_ST) utilise le principe d'intersection entre une référence sinusoïdale de fréquence f_s , appelée modulante, et un signal triangulaire de haute fréquence f_p , appelée la porteuse p , pour déterminer les instants de commutation. Le schéma de principe est donné par la figure (I.5).

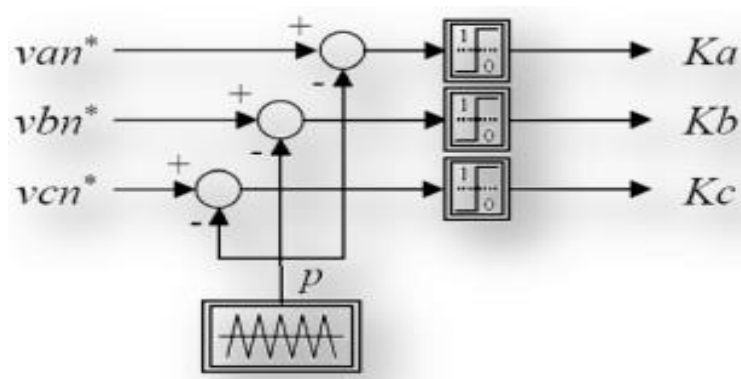


Figure I.5 : Principe de la MLI Sinus-Triangle

La MLI_ST est la plus simple des MLI à base de porteuse, tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique). Elle souffre néanmoins d'une sous-utilisation du bus continu. En effet, la limite de fonctionnement est atteinte pour des références sinusoïdales d'amplitude $V1 = E/2$, soit un index de modulation maximal $m_{MAX1} = \pi/4 \approx 0,785$.

I.8 Simulation numérique :

La modélisation a fait pour l'objet des simulations basiques pour tester et valider les performances de la machine asynchrone utilisée que sera mise en oeuvre dans la suite de notre travail. Les paramètres de la machine sont indiqués dans l'Annexe .

Nous donnons les résultats de simulation pour un démarrage avec l'utilisation de la technique de MLI vectorielle, le couple de charge appliqué est de type échelon frottement brut fixé à 05 [N.m] à $t= 1$ [s], les grandeurs sont : Le courant statorique, la vitesse de rotation et le couple électromagnétique

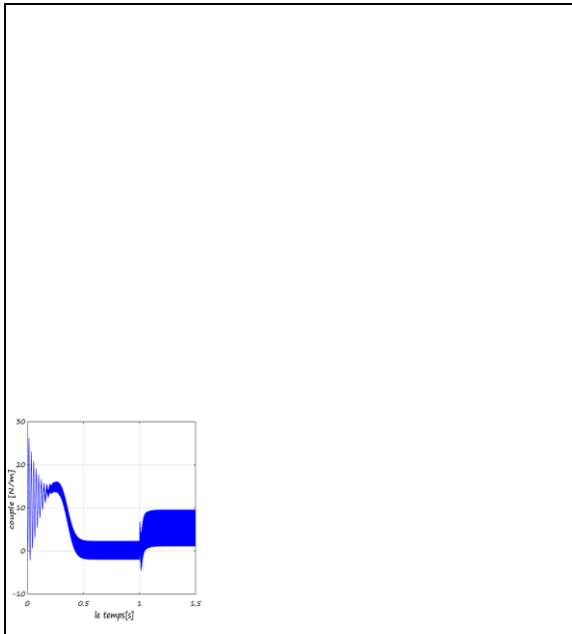


Figure I.6: La réponse du couple électromagnétique

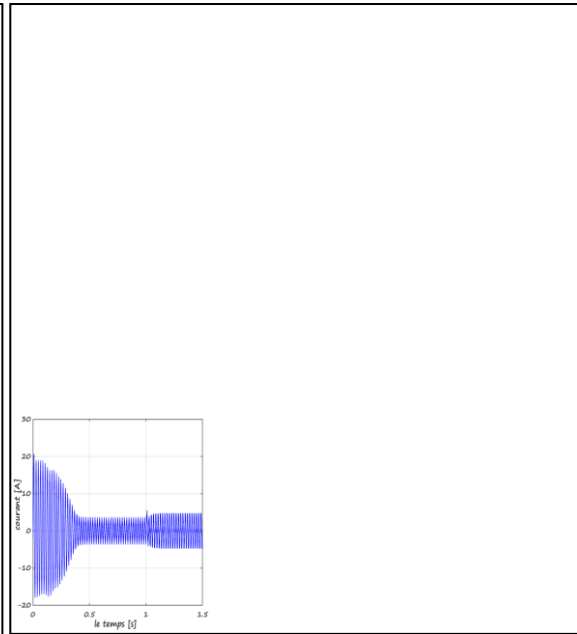


Figure I.7: La réponse courant statorique

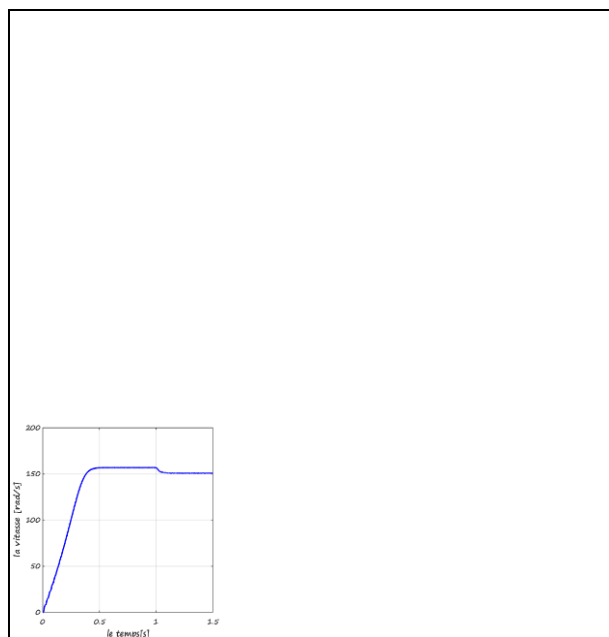


Figure I.8 :La réponse de la vitesse de rotation

A l'instant $t=1$ [s] on applique une charge de 5 [N.m]

On remarque un fort appel de courant lors de la mise sous tension du moteur (valeur instantanée maximale de 20 [A] environ). Il serait évidemment encore plus grand lorsque le moteur est en charge. La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage.

I.9 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons traité la complexité du modèle de la machine asynchrone qui a été réduit une machine biphasée équivalente grâce aux hypothèses simplificatrices et la transformation de Park.

Ainsi le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations. Ce pendant Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence.

Les résultats obtenus lors d'un démarrage à vide et après l'application de la charge, atteste la validité du modèle de la machine présentée.



Bibliographie

- [1] **M.L.Zegai** “Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L’intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D’un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux”, Thèse de doctorat en électrotechnique 2017, université de ustomb , Algérie.
- [2] **Ammar Benzaïoua** “Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée”, Thèse de doctorat, l'université du québec à chicoutimi 2014,Canada.
- [3] **righi youcef**,“Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Encodeur de Vitesse”, Master en Électronique 2017, universite kasdi merbah ouargla , Algérie.
- [4] **H. Tamrabet** « Robustesse d’un contrôle vectoriel de structure minimal »
- [5] **L. Baghli** « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004
- [6] **p.brunet**, ‘introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones’, Iteq henri brisson vierzon, france.
- [7] **j.chatelain**, " machines électriques 1 ", presse polytechniques romandes, 1983.
- [8] **m.pinard**,‘commande électronique des moteurs électriques’,edition dunod, paris 2004
- [9] **Chikhi Abdesselem** "Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue" Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.
- [10] **J.Bonal, G. Seguiet**, « Entraînement Electrique à Vitesse Variable, Rappels d’Electrotechnique de Puissance et d’Automatisme les Variateurs Electroniques de Vitesse », Volume 2, Edition Technique et Documentation, Paris, 1998.
- [11] **J-P.Caron, J-P.Hautier**, « Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone. » Edition TECHNIP, Paris 1995.
- [12] **J. Camille de Barros**, «Application de la Logique Floue à la Commande Optimale du Moteur Asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Marseille, France 2003.
- [13] **Y. Zhenyu**, « Space Vector PWM With TMS320c24x/F24x Using Hard-Ware and Software Determined Switching Patterns», Digital Signal Processing Solutions, Texas Instruments, 1999.

Chapitre II

Principe de la commande DTC appliquée sur un moteur asynchrone

II.1 Introduction :

La commande DTC (Direct Torque Control) est un type de commande vectorielle pour un onduleur de tension alimentant une machine asynchrone [3].

Son objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de vitesse, de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants alimentant le stator de la machine.

Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures. En ce qui concerne la connaissance de la machine, la valeur de la résistance statorique est nécessaire pour calculer le flux. Cette résistance est amenée à varier dans le temps, et ce paramètre doit donc être parfaitement connue pour une telle commande.

II .2 Principe de la DTC :

II .2.1 Principe de la commande DTC appliquée sur un onduleur à deux niveaux:

Le principe de la commande DTC est basé sur la régulation directe du couple électromagnétique de la machine, par l'application de différents vecteurs de tensions sur l'onduleur bien choisi.

Les grandeurs contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, généralement sont commandés par des régulateurs à bandes hystérésis de deux à plusieurs niveaux, afin de maintenir ces grandeurs à l'intérieur de ses bandes et pour déterminer les évolutions exactes de ces grandeurs contrôlées.

Les sorties de ces régulateurs, et l'angle qui représente la position du flux statorique, ils sont tout déterminés le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer dans chaque instant de commutation [1].

Dans une commande DTC, il est conseillé de travailler avec des fréquences de calcul plus élevées pour avoir des réductions dans les oscillations du couple générées par les régulateurs à hystérésis. Les propriétés générales de la commande directe du couple sont représentées dans les points Suivants:

- Une commande directe du couple et du flux à partir de la sélection des vecteurs optimaux.
- Une commande indirecte des courants et des tensions statoriques.
- Une estimation du couple et de flux à partir des grandeurs électriques.

- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
 - Une réponse dynamique de la machine très rapide.
 - L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis
 - La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude de ces bandes.
 - Une trajectoire circulaire du flux statorique dans le plan biphasé.
- Cela conduit à un contenu harmonique riche en augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

II .3 Contrôle de couple électromagnétique et du flux statorique :

II .3.1 Principe de contrôle du couple électromagnétique :

Les expressions vectorielles de la tension statorique et la tension rotorique de la machine asynchrone dans un référentiel fixe lié au stator sont données par [4] :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{II.1})$$

$$\vec{V}_r = 0 = R_r \vec{I}_r + \frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} - J\omega_r \vec{\Phi}_r \quad (\text{II.2})$$

D'autre part, à partir des expressions des fluxs dans un repère fixe lié au stator, nous pourrions exprimer l'expression de courant rotorique :

$$\left. \begin{array}{l} \vec{\Phi}_s = L_s \vec{I}_s + L_m \vec{I}_r \\ \vec{\Phi}_r = L_r \vec{I}_r + L_m \vec{I}_s \end{array} \right\} \longrightarrow L_r = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\vec{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_s} \vec{\Phi}_s \right) \quad (\text{II.3})$$

Avec $\sigma = \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ (coefficient de dispersion).

L'équation ((II.1) (II.2)) devient

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{II.4})$$

$$\frac{d\vec{\Phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma L_r} - J\omega_r \right) \vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma \tau_r} \vec{\Phi}_s \quad (\text{II.5})$$

avec $\tau_r = L_r/R_r$ (Constante de temps rotorique)

De l'équation(II.4) (II.5) , on peut déduire que :

- il est possible de contrôler le vecteur de flux Φ_s à partir du vecteur de tension V_s à un terme de chute de tension près ($R_s * i_s$).
- le vecteur de flux rotorique Φ_r suit les variations du flux statorique Φ_s avec un petit retard provoqué par la constante de temps
- le rotor de la machine se comporte comme « un filtre de constante de temps $\sigma\tau_r$ » entre le flux statorique et le flux rotorique de la machine asynchrone.
- En régime permanent, la deuxième ligne de l'équation (II.4) (II.5) , peut être écrite par:

$$\left(\frac{1}{\sigma\tau_r} - J\omega_r\right) \vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{\sigma\tau_r} \vec{\Phi}_s \longrightarrow \vec{\Phi}_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{\vec{\Phi}_s}{J\omega_r\tau_r\sigma} \quad (\text{II.6})$$

D'un autre côté le couple électromagnétique [2], peut être exprimé par :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_s \Phi_r \sin \gamma \quad (\text{II.7})$$

Cette équation nous montre que le couple électromagnétique dépend de l'amplitude des deux vecteurs de flux (Φ_s et Φ_r) et de leur position relative. En même temps, si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux statorique Φ_s (à partir de la tension V_s) en module et en position (voir équation (II.4) (II.5) et (II.7)), on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative du Φ_r et donc le couple. Cela est possible si la période de commande T_s de la tension V_s est suffisamment petite devant la constante de temps $\sigma\tau_r$ ($T_s < \sigma\tau_r$).

II .3.2 Principe de contrôle du flux statorique :

En considérant le modèle de la machine asynchrone dans un repère fixe lié au stator, l'expression de flux statorique devient [4]:

$$V_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{II.8})$$

Par intégration, on peut écrire :

$$\vec{\Phi}_s(t) = \vec{\Phi}_s(0) + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{II.9})$$

Nous considérons que le terme ($R_s * I_s$) peut être négligé devant la tension V_s (pour les grandes vitesses), on calcule alors :

$$\vec{\Phi}_s(t) = \vec{\Phi}_s(0) + \int_0^t V_s dt \quad (\text{II.10})$$

Sur une période d'échantillonnage T_s , les états logiques de commande (S_a , S_t , et S_c) restent fixés, ainsi on peut écrire :

$$\Phi_s(k + 1) \approx \Phi_s(k) + V_s T_s \Rightarrow \Delta\Phi_s \approx V_s T_s \quad (\text{II.11})$$

Avec :

- $\Phi_s(k+1)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.
- $\Phi_s(k)$ est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel.
- $\Delta\Phi_s$ est la variation du vecteur de flux statorique ($\Phi_s(k+1) - \Phi_s(k)$).
- T_s est la période d'échantillonnage.

La figure (II.1) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans un plan (α, β) . On constate qu'entre deux instants d'échantillonnage où sur un intervalle d'échantillonnage $[0, T_s]$, l'extrémité du vecteur Φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le Vecteur V_s sélectionné pendant une période T_s , en choisissant une séquence appropriée du Vecteur de tension de l'onduleur sur des périodes d'échantillonnage successives de durée T_s . Ceci permet la poursuite de l'extrémité du vecteur de flux Φ_s selon la trajectoire désirée.

Ainsi la trajectoire de flux statorique sera quasi circulaire et le flux Φ_s se maintiendra entre les deux valeurs Φ_{min} et Φ_{max} •

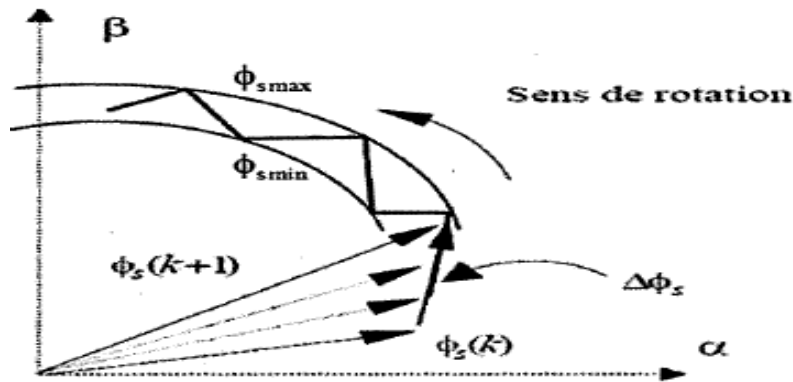


Figure II .1: Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β)

Quand la chute de tension ($R_s \cdot i_s$) est négligée en fonctionnement à grande vitesse, l'application d'un vecteur de tension nul a pour effet d'arrêter la rotation de flux statorique. Cependant, le flux rotorique continue son évolution soumise à la constante de temps rotorique et tend à rattraper le flux statorique. Ainsi l'angle (γ) entre les flux statorique et rotorique va diminuer et le couple électromagnétique diminuera lentement.

II .4 Présentation de la structure de contrôle:

II .4.1 Sélection du vecteur tension :

L'objectif du contrôle du flux étant de garder le module de ce dernier constant, la meilleure façon de le faire sera de piéger sa trajectoire de référence de telle sorte qu'elle reste dans les limites des deux cercles concentriques de rayon très proches. La largeur $\Delta\Phi_s$ de cet anneau circulaire dépend de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Le choix de V_s ne porte pas uniquement sur l'erreur du module mais sur le sens de rotation de Φ_s et le secteur dans lequel se trouve le vecteur flux.

A cet effet, le plan complexe (α, β) fixe au stator est subdivisé en six secteurs, Figure (II.2).

Lorsque le flux Φ_s se trouve dans la section i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en Sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions, selon la manière suivante :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et décroît ;
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné, la rotation de Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé [5].

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliquée dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i . En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à Φ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux ϕ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} , correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire qui se produit. Quel que soit le sens d'évolution du flux ou du couple, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur tension statorique V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et du flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur Φ_s . Un estimateur de Φ_s en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc Nécessaires.

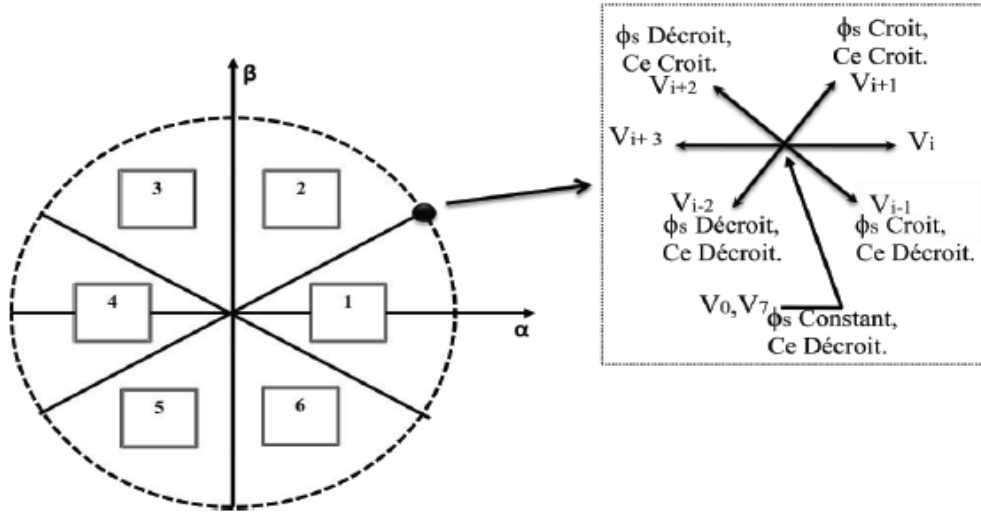


Figure II.2: Evolution du flux et du couple pour les différents vecteurs de tensions possibles.

II.5 ESTIMATEURS :

II.5.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante [6]:

$$\vec{\Phi}_s = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s) dt \quad (\text{II.12})$$

$$\Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (\text{II.13})$$

$$\Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (\text{II.14})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques i_α et i_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (\text{II.15})$$

$$i_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{s\alpha}) \right] \quad (\text{II.16})$$

$$I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s\alpha} \quad (\text{II.17})$$

$$I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \right] \quad (\text{II.18})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.19})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux Φ_s est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\vec{\Phi}_s$ est égale :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad \text{ou} \quad \theta_s = \tan^{-1} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.20})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

II.5.2 Estimation du couple électromagnétique :

On peut estimer le couple uniquement à partir des grandeurs statoriques flux et courant. Leurs composantes (α, β), le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.21})$$

II .6 Elaboration du vecteur de commande:

II .6.1 Le correcteur de flux:

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\vec{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la Figure II .3 .

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\vec{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques [6]. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne cflx indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (cflx = 1) ou diminuée (cflx = 0) de façon à maintenir : $|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s$. avec $(\Phi_s)_{ref}$, la consigne de flux $\Delta\Phi_s$ et la largeur d'hystérésis du correcteur.

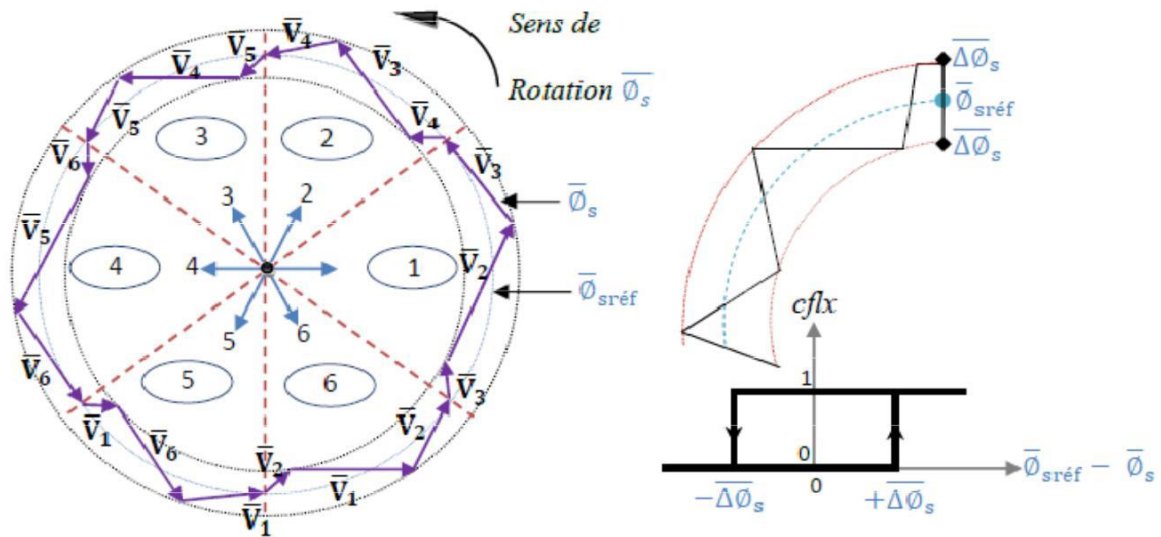


Figure II .3 : Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tension correspondants.

II .6.2 Le correcteur à deux niveaux :

Le comparateur à deux niveaux diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application. Il se réduit au contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs V_{i1} et V_{i2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple et uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, pour tourner la machine dans l'autre sens se correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques

II .6. 3 Le correcteur de couple:

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_e$. avec C_{ref} la référence de couple et C la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées [8]:

- un correcteur à hystérésis trois niveaux.
- un correcteur à hystérésis à deux niveaux

II .6. 4 Le correcteur à trois niveaux:

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$) pour une consigne positive et ($ccpl = -1$) pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$). figure(II.4): Correcteur de couple à trois niveau Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine [7].

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

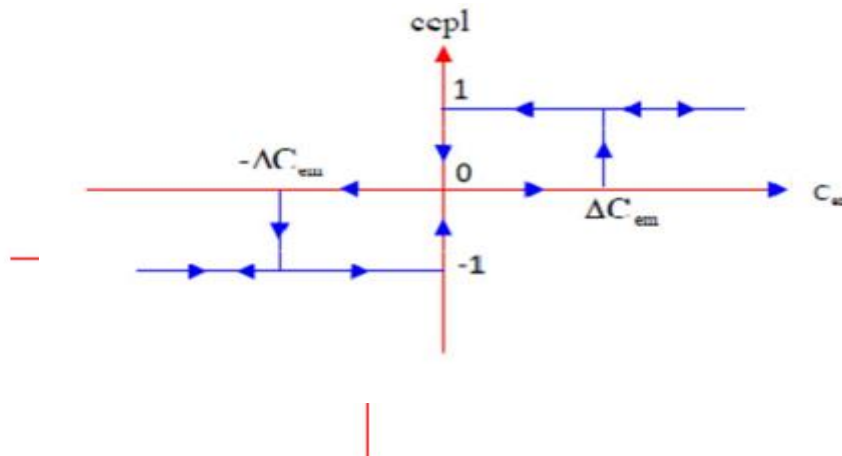


Figure II .4: Comparateur à hystérésis pour le couple électromagnétique

Le choix judicieux des largeurs de bande à hystérésis des deux régulateurs de flux et du couple constitue l'essentiel pour la réalisation des performances intéressantes de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à de fortes pulsations sur la grandeur à contrôler; d'autre part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voire la machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, un changement de séquence ne peut avoir lieu jusqu'à ce que l'ordre se fasse détecter par le correcteur dans la prochaine période d'échantillonnage.

II .6. 5. Elaboration de la table de commande:

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables flux et couple, et de la zone Ni de position de s . Elle se présente donc sous la forme suivante [9] :

Flux	Couple	Z=1	Z=2	Z =3	Z =4	Z =5	Z =6	Correcteur à
Cflx=0	Ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 niveaux
	Ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	Ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 niveaux
Cflx=1	Ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 niveaux
	Ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	Ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 niveaux

Table (II .1) : la table du commande DTC

On sélectionne l'un des vecteurs nuls V0 ou V7. La rotation du flux est arrêtée est cela entraîne une décroissance du couple ce. on choisit alternativement V0 et V7 de manière à diminuer le nombre de commutations de l'onduleur

II .7. Structure générale du contrôle directe du couple sur un onduleur à deux niveaux:

La structure entière de la commande directe du couple appliquée aux onduleurs à deux niveaux pour une machine asynchrone est représentée dans la figure (II.5). Après la détermination des coordonnées du vecteur flux statorique, par estimation on en intégrant directement les tensions statoriques, on peut estimer le couple à l'aide de l'équation (II.21) en mesurant les courants statoriques. l'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur hystérésis à double bande, générant à sa sortie la variable ΔCem à trois niveaux (-1, 0, 1), représentative du sens d'évolution souhaité pour le couple. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées et du flux statorique injectée dans un régulateur hystérésis à bande unique, générant à sa sortie la variable binaire ΔΦs représentative de l'évolution souhaitée pour le flux.

La variable θ correspond à une discrétisation du plan de phase et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve le flux statorique.

La sélection du vecteur de tension appliqué à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font par le tableau (II .1) Ce dernier est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évolution du flux statorique et du couple qui sont établies au point précédent et constituent ainsi le noyau de l'algorithme de commande [10], [11].

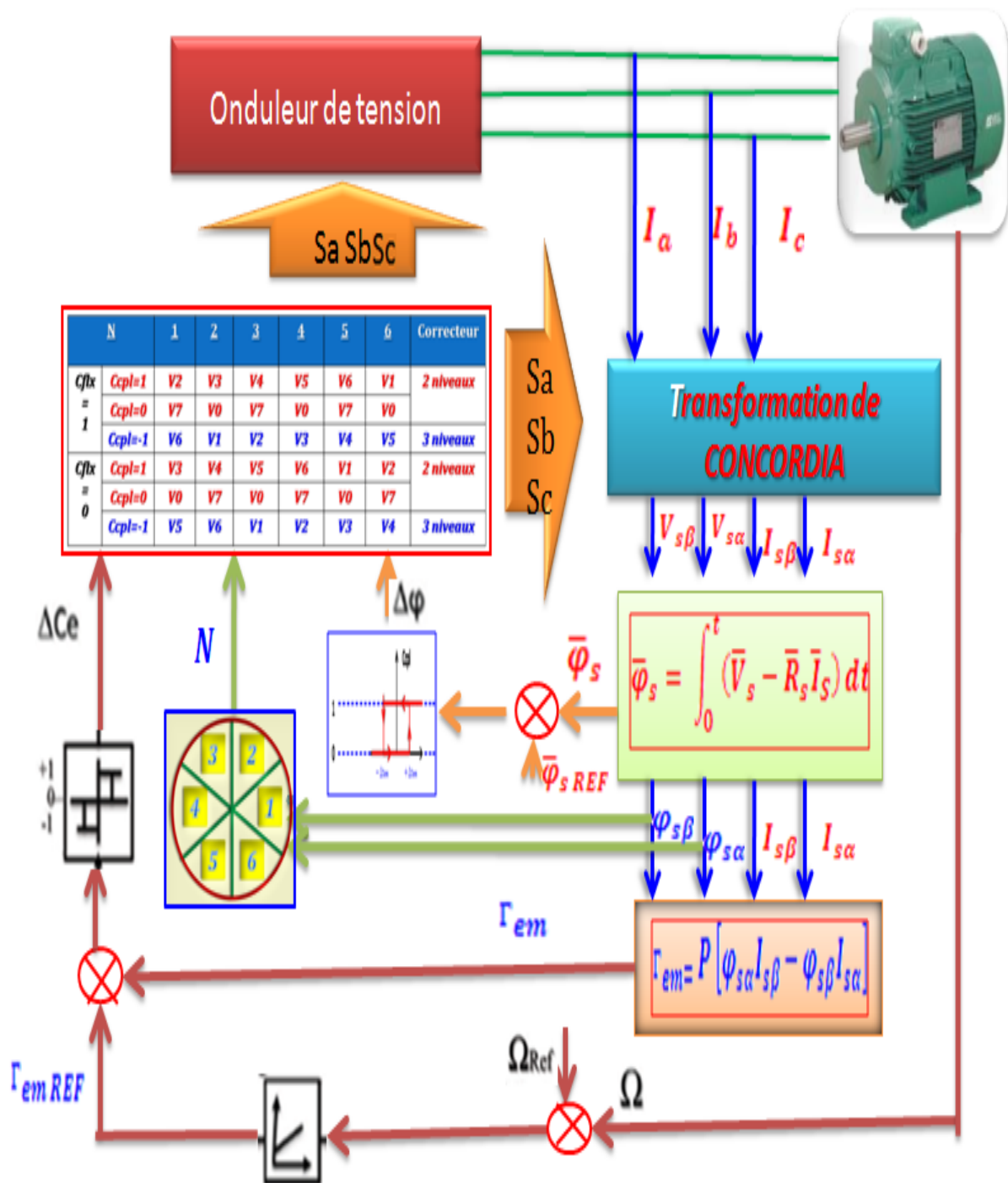


Figure II .5: Structure générale du contrôle direct de couple (DTC).

II .8 Résultats de simulation (DTC à deux niveaux) :

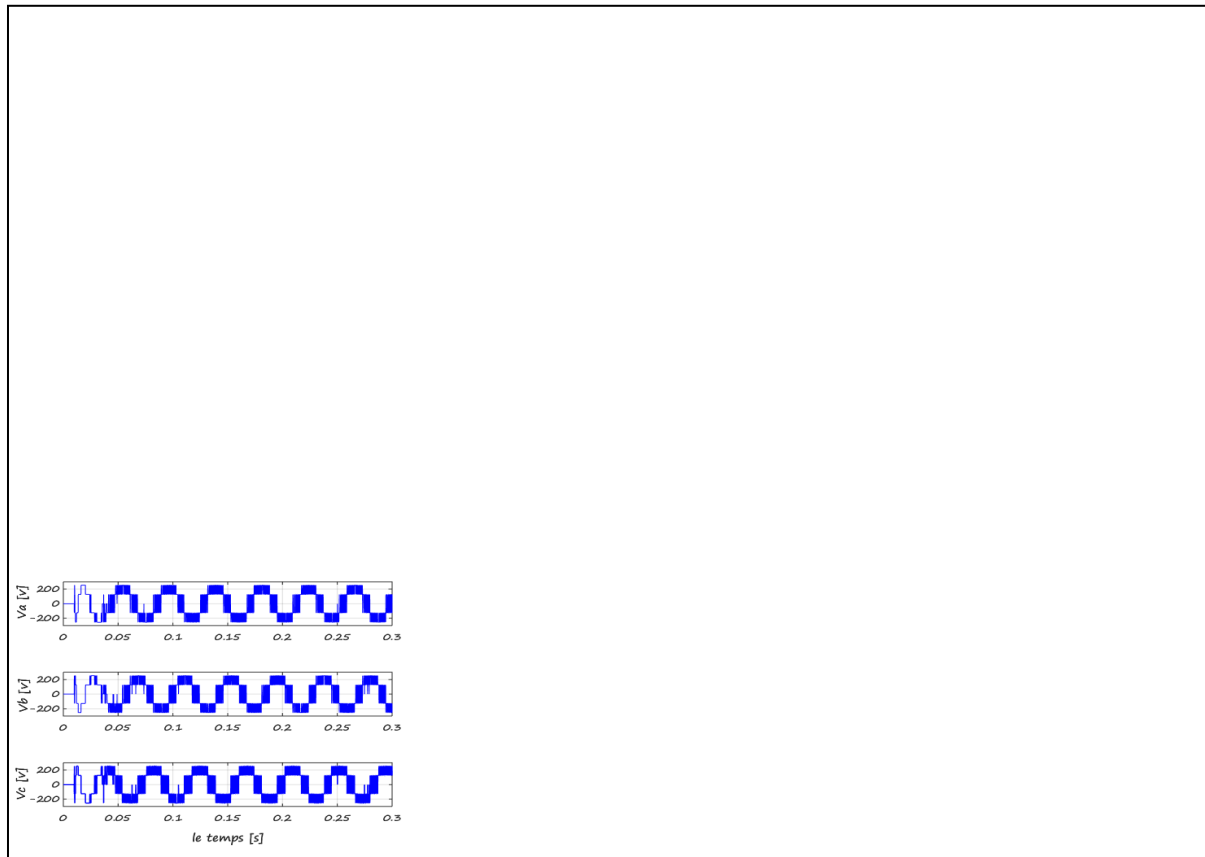


Figure II .6 : La réponse des tensions d'alimentation V_{sa} , V_{sb} , V_{sc}

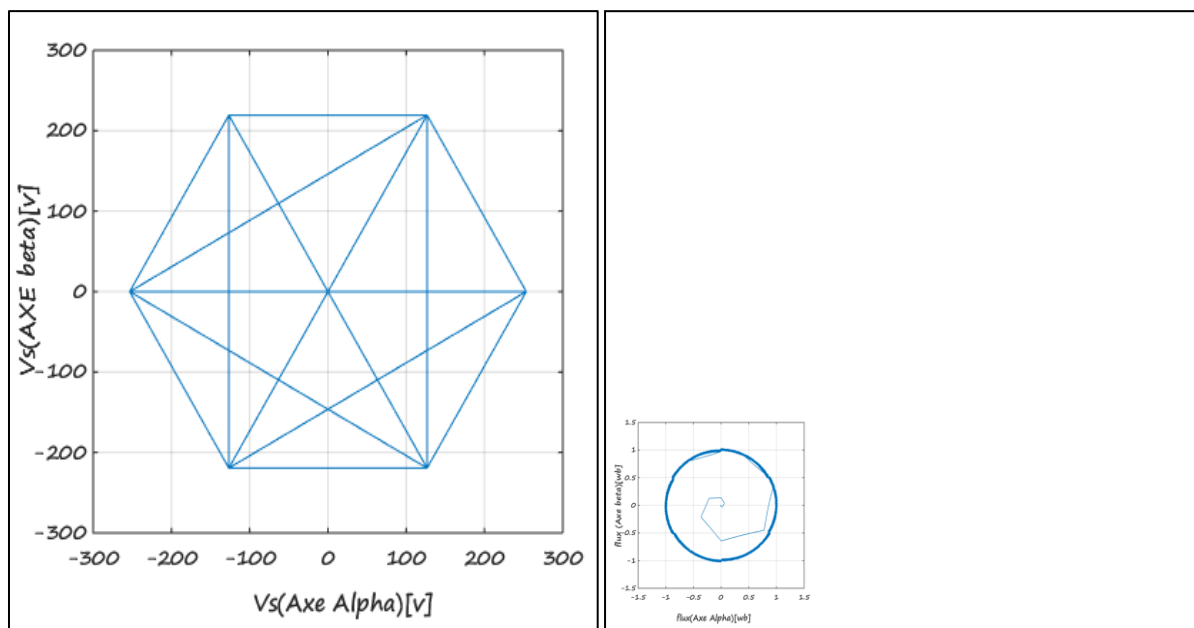


Figure II.7 : La trajectoire des tensions d'alimentation dans le plan référentiel (α, β)

Figure II.8 : La trajectoire du flux statorique dans le plan référentiel (α, β)

Machine en charge (un seul sens) :

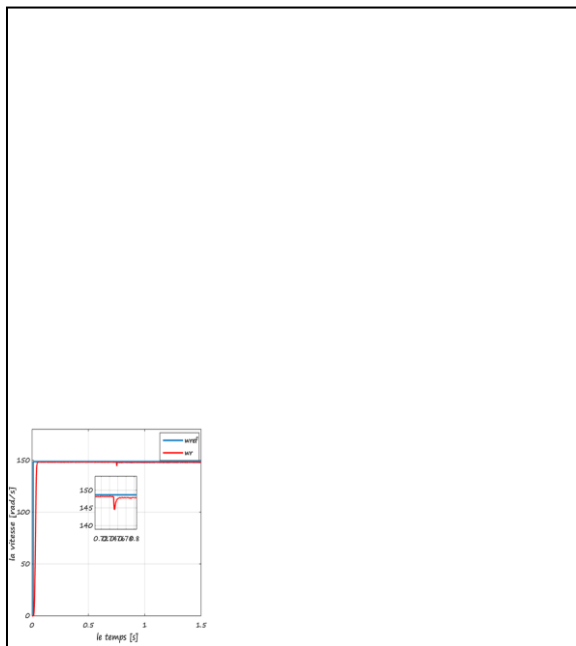


Figure II .9: La réponse de la vitesse statorique

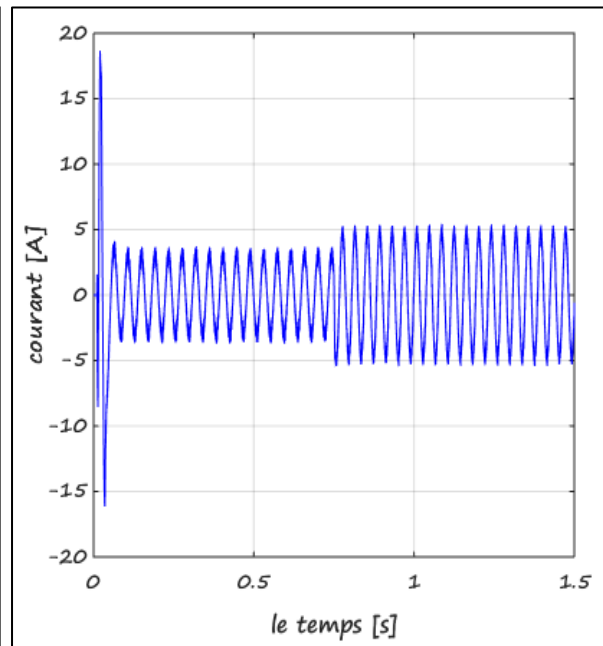


Figure II .10: La réponse du courant de rotation

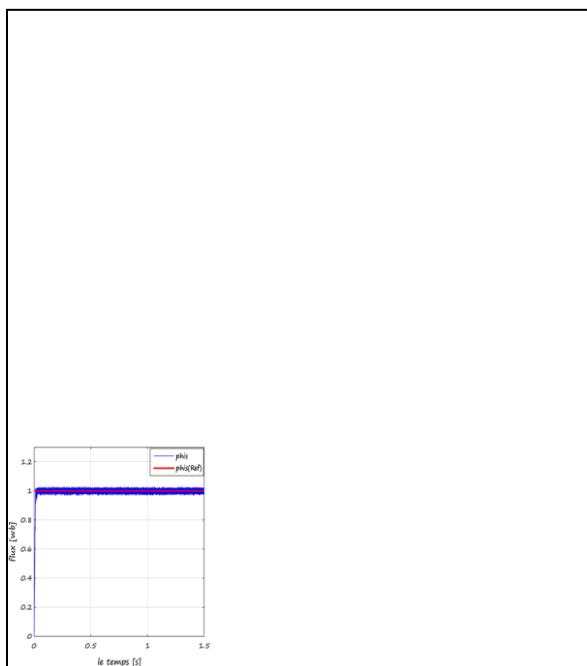


Figure II .11 : La réponse du module du flux statorique

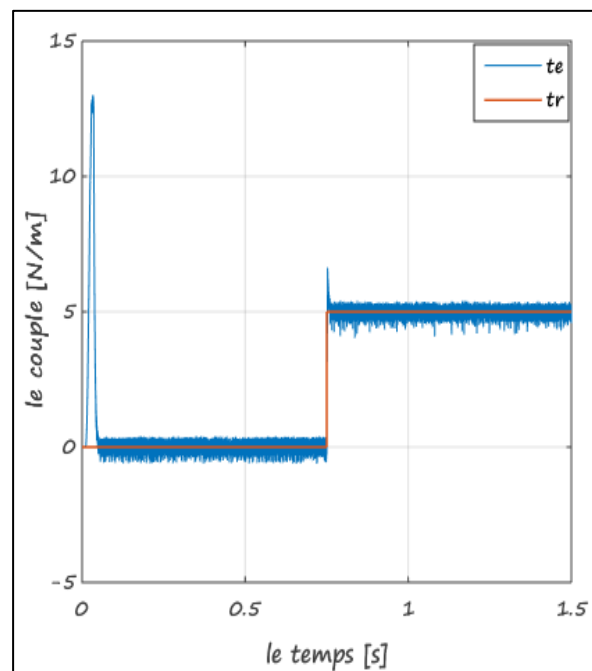


Figure II .12: La réponse du couple électromagnétique

On remarque d'après la figure (II.9) que lors du démarrage à vide, la vitesse atteint sa référence en 0.07 [s]. A $t= 0.75$ [s] un couple résistant de 5 [N.m] est appliqué, ce qui implique un pic. Ce pic peut être expliqué par la sensibilité de la commande aux perturbations, voir (Figure (II.12))

Nous constatons également que le couple électromagnétique en charge ($t>0.75$ [s]) suit sa référence C_r .

Machine en charge (Inverser le sens) :

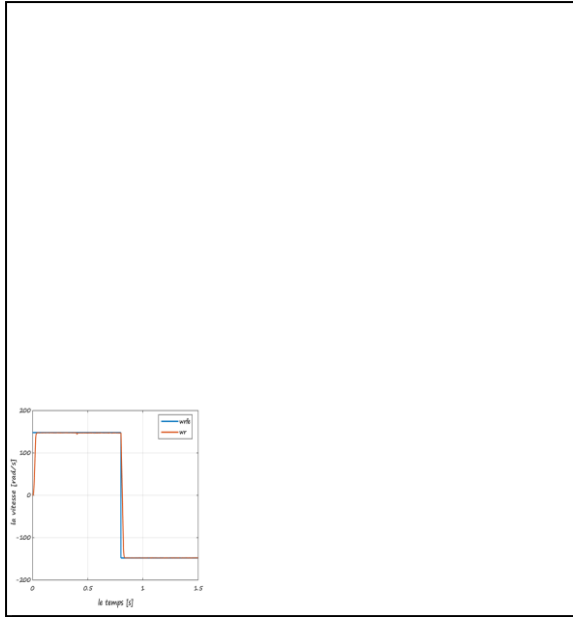


Figure II .13: La réponse de la vitesse de rotation

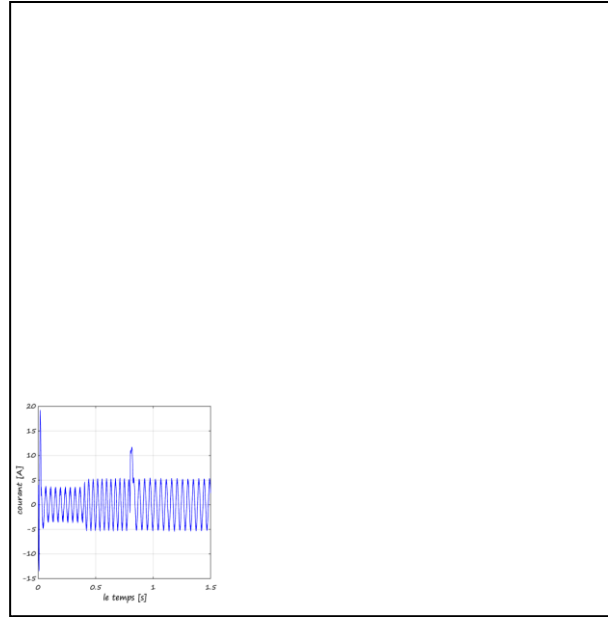


Figure II .14: La réponse du courant statorique

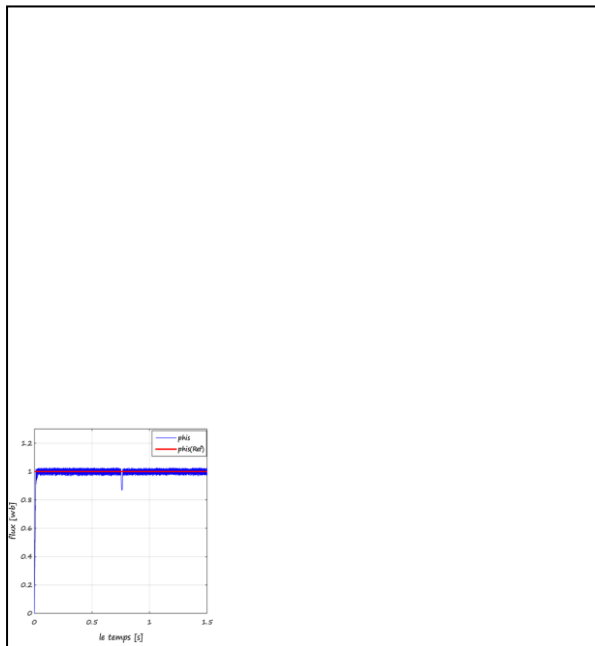


Figure II .15: La réponse du module du flux statorique

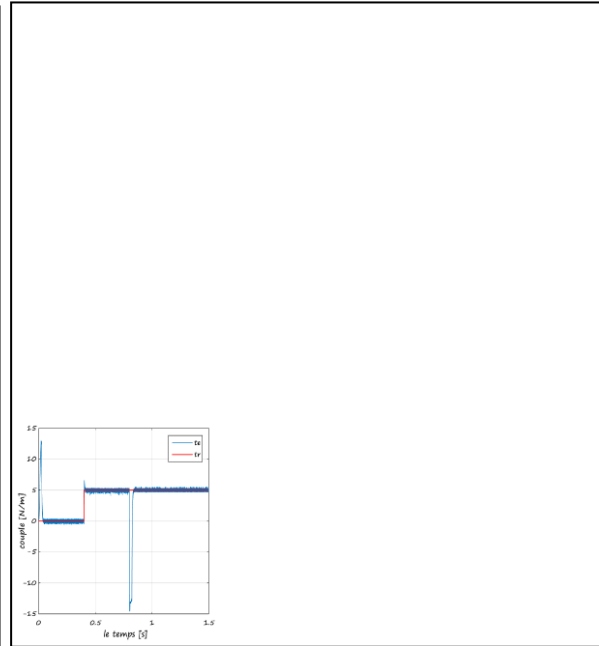
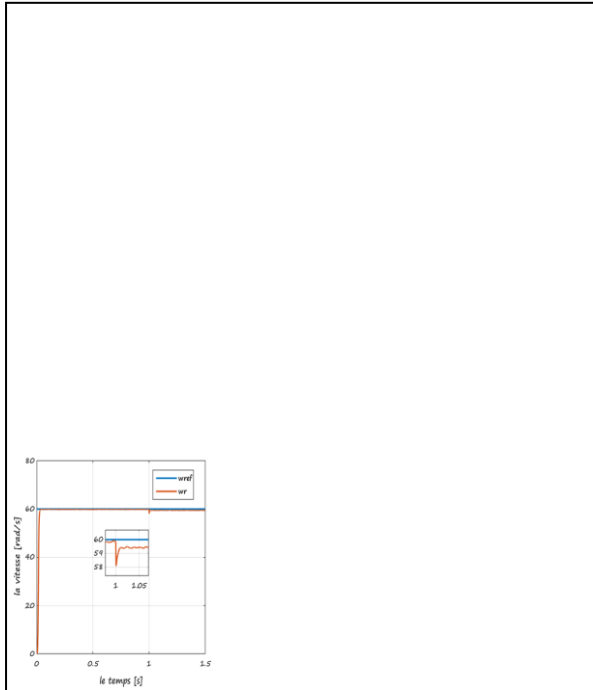


Figure II .16: La réponse du couple électromagnétique

on remarque d'après la figure (II.13) que lors du démarrage à vide, la vitesse atteint sa référence en 0.07 [s]. A t= 0.4s un couple résistant de 5 [N.m] est appliqué, est change le sens

de rotation a $t=0.75[s]$, Nous constatons également que le couple électromagnétique en charge ($t>0.4[s]$).

Machine en charge (un seul sens 60 [rad / s) :



FigureII .17: La réponse de la vitesse de rotation

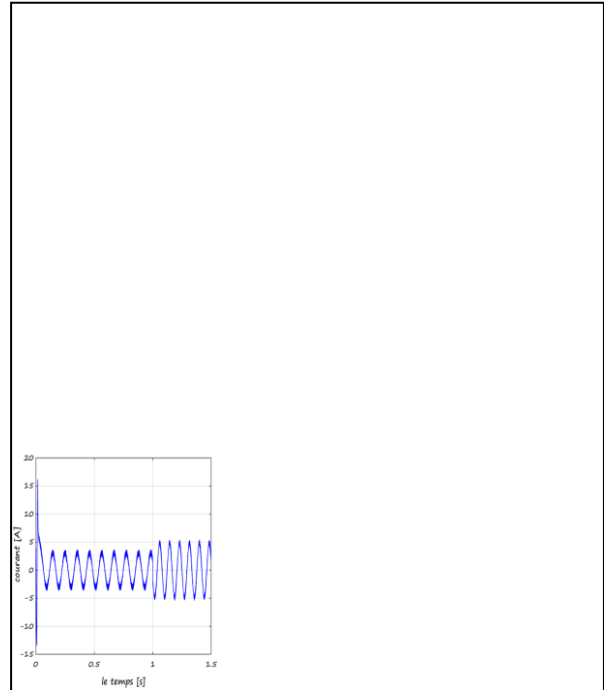


Figure II .18: La réponse du courant statorique

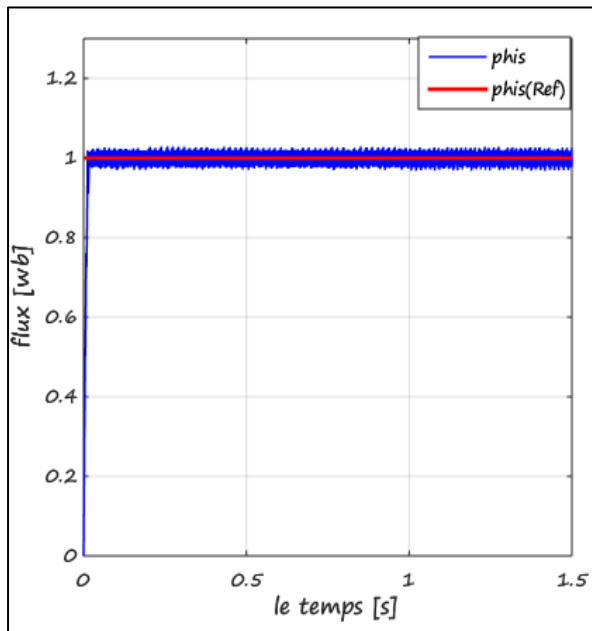


Figure II .19: La réponse du module du flux statorique

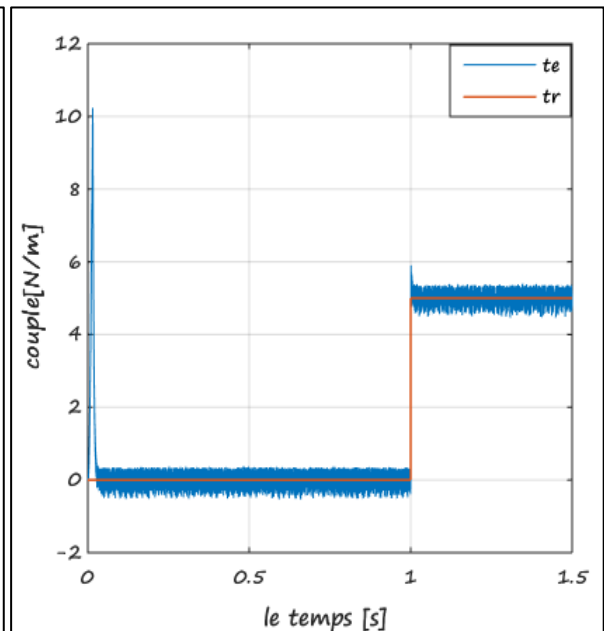


Figure II .20: La réponse du couple électromagnétique

On remarque d'après la figure (II.17) que lors du démarrage à vide, la vitesse atteint sa référence 60 [rad/s] en 0.07 [s]. A $t= 1[s]$ un couple résistant de 5 [N.m] est appliqué, ce qui implique un pic. Ce pic peut être expliqué par la sensibilité de la commande aux perturbations, voir (Figure(II.20)).

II .9 Conclusion:

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe du couple « DTC » ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé du couple et du flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs de tension de l'onduleur.

Tout d'abord nous avons montré géométriquement et physiquement la manière d'évolution des deux grandeurs principales qui sont présentées par le flux statorique et le couple électromagnétique, après nous avons démontré la méthode pour élaborer les tables de commutations qui représentent l'algorithme principale utilisé dans la commande DTC.

L'utilisation de la DTC par un onduleur à deux-niveaux donne des meilleures performances.



Bibliographie

- [1] **M. Parizeau**, 'Réseaux de neurones ' ; Notes de cours (GIF-21140 et GIF-64326), Université Laval, Canada, Automne 2004.
- [2] **Grellet, G., & Clerc G.** (1996). Actionneurs électriques. France : Eyrolles.
- [3] **M.L.Zegai** "Synthèses Des Techniques de Commande DTC Associe à L'intelligence Artificielle Appliquée au Contrôle D'un Moteur Asynchrone Alimenté par Onduleur Multi-Niveaux", Thèse de doctorat en électrotechnique 2017, université de ustomb ,oran, Algérie.
- [4] **Ammar Benzaïoua** "Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée", Thèse de doctorat, l'université du québec à chicoutimi 2014,Canada.
- [5] **L.Moussaoui**, 'Contribution À La Commande Des Machines Synchrones À Aimant sm Permanents', Utilisation Des Réseaux De Neurones Et De La Logique Floue ' thèse de magistère, Université Badji Mokhtar Annaba 2007
- [6] **B. Malika**, « Minimisation Des Pulsations Du Couple Dans Une Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone», Mémoire de magistère en électrotechnique, Université de Batna.
- [7] **righi youcef**, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Sans Encodeur de Vitesse", Master en Électronique 2017, universite kasdi merbah ouargla , Algérie
- [8] **Chikhi Abdesselem** "Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue" Magister en Electrotechnique 2008 , Université de Batna, Algérie
- [9] **Chatlin. j** "Machine électrique -traité d'électricité ", tome 1 et 2 Dunod 1989.
- [10] **L. Leclercq, B. Robyns, J. Grave**, ' Control based on fuzzy logic of flywheel energy storage system associated with wind and diesel generators', Mathematics and Computers in Simulation archive – Special issue: Modeling and simulation of electrical machines, converters and systems, vol. 63, pp. 271–280, 2003.
- [11] **X.WU, L.Huang** , 'Direct Torque Control of three-level Inverter Using Neural Network as switching vector selector', Dept Of Electrical Engineering, Tsinghua Univ Beijing. 100084.P.R.china

Chapitre III

Les Techniques d'estimation de la vitesse de la machine Asynchrone

III.1 Introduction :

Nous avons présenté au chapitre précédent le contrôle direct classique d'une machine asynchrone triphasée. Ce principe de contrôle a été établi en considérant que les capteurs de mesures sont parfaits. Cependant, ce type de contrôle nécessite une bonne estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. La méthode la plus simple et la plus classique consiste à utiliser les équations différentielles du flux statorique représentées dans le repère fixe (α, β) en fonction des tensions et des courants statoriques[1].

nombre important de propositions a été développé et appliqué en vue de résoudre ce problème. L'une des premières techniques, qui ont été utilisées pour estimer la vitesse, est basée sur l'utilisation des valeurs avons présenté au chapitre précédent (courant, tension statorique). Ce principe de contrôle a été établi en considérant que les capteurs de mesures sont parfaits. Ce pendant, ce type de contrôle nécessite une bonne estimation du flux statorique instantanées des tensions et de courant de la machine asynchrone. Parmi les technique utilisées dans l'estimation de la vitesse d'un asynchrone, on distingue :

- Filtre de Kalman.
- Observateur de Kubotta.
- Observateur de L'uenberger.
- Observateur adaptatif (MRAS).

III.2 Filtre de Kalman :

Dans un passé proche, le filtre de Kalman, malgré ses performances, présentait l'inconvénient de nécessiter un calcul d'autant plus complexe que l'ordre est plus élevé, et cela rendait son implémentation en temps réel, dans un contexte de DTC, (exigeant une Période d'échantillonnage courte) problématique. Mais aujourd'hui, le développement de la technologie des micros processeurs et les circuits FPGA reconfigurables, a permis l'implémentation et la mise en pratique des algorithmes de calcul et de contrôle difficiles à implanter auparavant tels que le filtre de Kalman. L'approche du filtre de Kalman a été introduite par 'Rudolf Kalman' en 1960 en se basant sur une présentation d'état discrète et linéaire d'un processus; sa forme a par la suite été développée par 'Richard Bucy' et 'Rudolf Kalman'. Depuis, il est largement utilisé dans plusieurs applications industrielles [2-6], Sur tout en matière de filtrage des signaux mesurés ainsi que dans l'estimation et l'identification des paramètres d'un processus.

III.2.2 Algorithme de filtre de Kalman :

L'algorithme de Kalman est une approche destinée à estimer l'état d'un processus caractérisé par un modèle stochastique. Ainsi, il permet de prendre en considération les bruits de mesures et les erreurs de modélisation. La forme discrète du filtre de Kalman est basée sur le modèle discrétisé du processus; en introduisant les bruits discrets w_1 et w_2 , sur l'état et sur la sortie, elle se présente sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = f\{x(k), u(k)\} + w_1(k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} y(k) = h\{x(k)\} + w_2(k) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les termes $w_1(k)$ et $w_2(k)$ sont, respectivement, les bruits sur l'état $x(k)$ et la sortie $y(k)$. Un éventuel bruit sur l'entrée $u(k)$ où des erreurs de modélisation peuvent être introduites dans $w_1(k)$ et $w_2(k)$ afin d'obtenir une estimation optimale par filtre de Kalman $w_1(k)$ et $w_2(k)$ doivent être centrés, blancs, gaussiens et décorrelés de l'état $X(k)$. Nous supposons, en outre, que $w_1(k)$ et $w_2(k)$ sont décorrelés entre eux. Ces bruits sont donc entièrement caractérisés par les matrices de covariances Q et R . En résumé, nous avons :

$$E\{w_1(k)\} = 0, E\{w_1(k) \times w_1(j)^t\} = Q\delta_{kj} \quad Q \geq 0 \quad (\text{III.3})$$

$$E\{w_2(k)\} = 0, E\{w_2(k) \times w_2(j)^t\} = R\delta_{kj} \quad R \geq 0 \quad (\text{III.4})$$

Où δ_{kj} est l'impulsion de Dirac, qui est caractérisée par :

$$\delta_{kj} = \begin{cases} 1 & k = j \\ 0 & k \neq j \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

L'algorithme du filtre de Kalman suit les deux étapes suivantes.

III.2.3 Application du filtre de Kalman à la machine asynchrone :

Dans le cadre de cette étude, nous avons utilisé un filtre de Kalman de quatrième ordre pour estimer les valeurs de courant et du flux statorique, dont la modélisation discrète a été présentée précédemment. Appliquant cet algorithme sur le modèle de la machine asynchrone dans un repère fixe $(\alpha \cdot \beta)$, nous obtenons les matrices discrètes suivantes :

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -T_s W_r & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{T_s W_r}{\sigma L_s} \\ T_s W_r & 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -\frac{T_s W_r}{\sigma L_s} & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} \\ -T_s R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -T_s R_s & 0 & 1 \end{bmatrix} B_d = \begin{bmatrix} \frac{T_s}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

$$C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où T_s est la période d'échantillonnage et :

$$x(k) = [I_{s\alpha}(k) I_{s\beta}(k) \Phi_{s\alpha}(k) \Phi_{s\beta}(k)]^T \quad (III.7)$$

$$u(k) = [V_{s\alpha}(k) V_{s\beta}(k)]^T \quad (III.8)$$

$$y(k) = [I_{s\alpha}(k) I_{s\beta}(k)]^T \quad (III.9)$$

Le modèle de la machine asynchrone discrétisé incluant les bruits W_1 et W_2 devient :

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) + w_1 \quad (III.10)$$

$$y(k) = C_d x(k) + w_2(k) \quad (III.11)$$

Ainsi, l'algorithme de Kalman donnant l'entrée estimée prédite et la sortie corrigée s'écrit :

$$\hat{X}(k+1) = A_d \hat{x}(k/k) + B_d u(k) \quad (III.12)$$

$$y(k) = C_d \hat{x}(k+1/k) \quad (III.13)$$

Le calcul des matrices F et //nous donne

$$F(k) = \frac{\partial}{\partial x} \{A_d x(k) + B_d u(k)\} \quad x(k) = \hat{x}(k/k) \quad (III.14)$$

$$F(k) = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -T_s W_r & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} & \frac{T_s W_r}{\sigma L_s} \\ T_s W_r & 1 - \frac{T_s}{\sigma} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) & -\frac{T_s W_r}{\sigma L_s} & \frac{T_s}{\sigma L_s \tau_r} \\ -T_s R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -T_s R_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (III.15)$$

Et

$$H(k+1) = \frac{\partial}{\partial x} \{C_d x(k+1)\} \quad x(k+1) = \hat{x}(k+1/k) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.16)$$

Finalement, l'estimation de la matrice d'erreur peut être réalisée .La mise à jour de l'algorithme se fait continuellement ($k=k+1$, $x(k)=x(k-1)$, $P(k)=P(k-1)$)à chaque début de

période d'échantillonnage T_s cette dernière doit être plus rapide que les constantes de temps du moteur électrique.

III.3 Estimateur de Kubota :

III.3.1 Observateur adaptative de Kubota :

La structure de l'observateur adaptatif de Kubota est illustrée par la figure 1. Cet observateur utilise le modèle d'état de la machine à induction décrit précédemment dans le référentiel du stator et ayant comme vecteur d'état les vecteurs flux rotoriques et les courants statoriques [7].

Moteur:

$$\frac{d}{dt}x = Ax + Bu = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (\text{III.17})$$

$$i_s = C \begin{bmatrix} i_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

Observateur :

$$\frac{d}{dt}\hat{x} = \hat{A}\hat{x} + Bu + G(i_s - \hat{i}_s) \quad (\text{III.19})$$

$$\hat{i}_s = C\hat{x} \quad (\text{III.20})$$

En posant : $e = x - \hat{x}$ l'erreur d'estimation entre le modèle et son observateur différence .

L'équation d'état de l'erreur est déduite :

$$\frac{d}{dt}e = (A + GC)e - \Delta A\hat{x} \quad (\text{III.21})$$

Avec :

$$\Delta A = \tilde{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\Delta w_r j}{c} \\ 0 & \Delta w_r j \end{bmatrix} \quad (\text{III.22})$$

$$C = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} \quad (\text{III.23})$$

Erreur sur l'estimation de la vitesse : $\Delta w_r = \hat{w}_r - w_r$

Le signe $\hat{\quad}$ indique la grandeur estimée. \hat{e} est un estimé de lorsque la vitesse électrique est un état estimé. désigne la matrice ($\dim 4 \times 2$) des gains ($i = 1, 2, 3, 4$) de l'observateur donnée

$$\text{comme suit : } G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_2 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (\text{III.24})$$

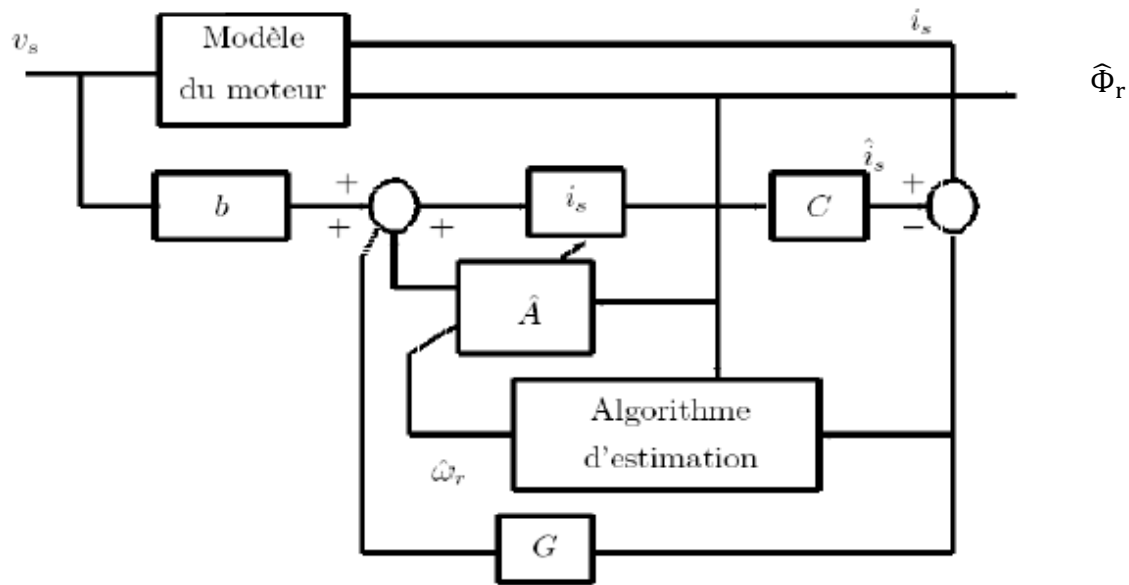


Figure III.1. Schéma bloc de l'observateur adaptatif de Kubota

Le mécanisme d'adaptation de la vitesse est déduit de l'application du théorème de Lyapunov sur la stabilité des systèmes non linéaires. Soit V la fonction candidate de Lyapunov définie positive, donnée ci-après:

$$V = e^{-T}\bar{e} + \frac{e^2 w}{\lambda} \quad (III.25)$$

Où :

λ est donné comme un paramètre positif de normalisation.

Condition de Lyapunov : $\frac{dV}{dt} < 0$

Par ailleurs, la dérivée, de cette fonction par rapport au temps est:

$$\frac{d}{dt}V = 2e^{-T}(A + GC)\bar{e} - 2\frac{e_w}{L_\sigma} [e_{isd}\hat{\Phi}_{rq} - e_{isg}\hat{\Phi}_{rd}] + 2\frac{e_w}{\lambda} \frac{d}{dt}\hat{w} \quad (III.26)$$

$$\frac{d\hat{w}}{dt} = \frac{\lambda}{L_\sigma} [e_{isd}\hat{\Phi}_{rq} - e_{isg}\hat{\Phi}_{rd}] = L_\sigma^{-1}\lambda Im \left((\bar{i}_s - \hat{i}_s)\bar{\Phi}_r^* \right) = -k_i \varepsilon \quad (III.27)$$

avec:

$$e_{isd} = i_{sd} - \hat{i}_{sd} \text{ et } e_{isg} = i_{sq} - \hat{i}_{sq} \quad (III.28)$$

Cette loi d'adaptation a été établie pour une vitesse quasi constante, pour améliorer la dynamique d'observation de la vitesse, Kubota, propose d'utiliser un PI à la place d'un intégrateur pur (effet retard et statisme).

$$\hat{w} = k_p(e_{isd}\hat{\Phi}_{rq} - e_{isg}\hat{\Phi}_{rd}) + k_i \int (e_{isd}\hat{\Phi}_{rq} - e_{isg}\hat{\Phi}_{rd})dt \quad (III.29)$$

avec :

k_p, k_i : gains proportionnel et intégral du PI, respectivement.

La matrice des gains G ajustable de l'observateur devra dès lors assurer la stabilité et la dynamique d'observation désirée. En désignant par k, un paramètre unique de réglage de cette dynamique de valeur comprise entre 1 et 3, les gains gi seront transcrits comme ci-après.

$$g_1 = (k - 1)(a_{r11} + a_{r22}) \quad (III.30)$$

$$g_2 = (k - 1)a_{i22} \quad (III.31)$$

$$g_3 = (k^2 - 1)(ca_{r11} + a_{r21}) - c(k - 1)(a_{r11} + a_{r22}) \quad (III.32)$$

$$g_4 = -c(k - 1)a_{i22} \quad (III.33)$$

III.4 Observateur de Luenberger :

La théorie de l'observation de Luenberger repose essentiellement sur des techniques de placement de pôles. On se place dans le cas déterministe, ou les bruits w et v sont nuls, Luenberger propose l'observateur suivant pour le système :

$$\dot{\hat{x}}(t) = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - \hat{y}(t)) \quad (III.34)$$

$$\hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \quad (III.35)$$

La dynamique de l'erreur d'estimation $e(t) = x(t) - \hat{x}(t)$ a pour expression :

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) \quad (III.36)$$

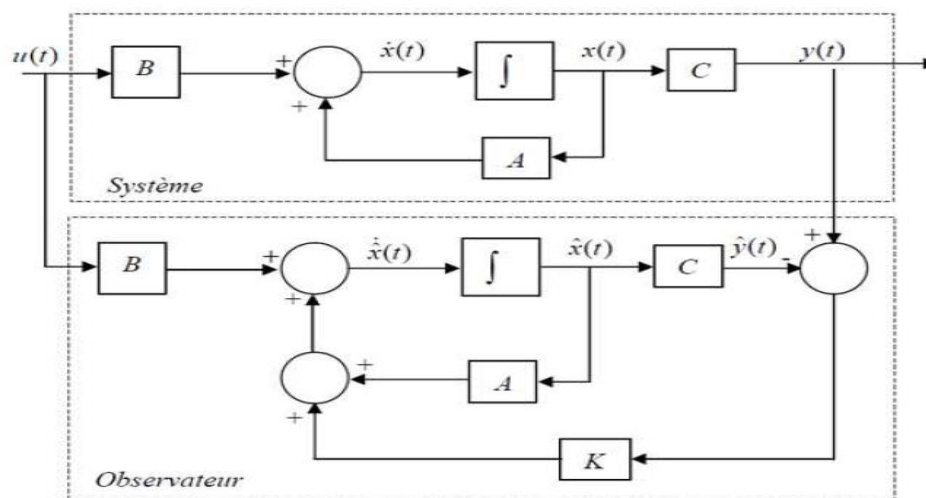


Figure III.2. Schéma structural de l'observateur de Luenberger

En utilisant une technique de placement de pôles, il suffit alors de choisir le gain K de l'observateur de telle sorte que les valeurs propres de la matrice $A-KC$ soient dans le demi plan complexe gauche.

Pour ce type d'observateur, une grande liberté est laissée au choix des valeurs propres, mais en pratique on choisit une dynamique d'erreur plus rapide que celle du processus.

Ce pendant, on ne peut les prendre infiniment grandes parce que on ne peut utiliser que des gains réalisables et l'augmentation de la bande passante du reconstituteur ne permet plus de négliger les bruits qui deviennent prépondérants en hautes fréquences.

Il faut noter qu'en présence des bruits w, v la dynamique de l'erreur est :

$$\dot{e}(t) = (A - KC)e(t) + Lw(t) - Kv(t) \quad (\text{III.37})$$

Cette erreur est donc sensible aux bruits par l'intermédiaire des deux fonctions de transfert

$$(sI - A + KC)^{-1} \text{ et } (-sI + A - KC)^{-1}K \quad (\text{III.38})$$

L'étude du gain fréquentiel permet de quantifier l'influence des bruits sur l'erreur d'observation.

III .5 Estimation de la vitesse par la technique MRAS :

Les techniques de commande adaptatives ont connu des développements théoriques et pratiques importants et ont été largement utilisées dans le domaine de la commande des machines électriques. Parmi elles, des systèmes Adaptatifs avec Modèle de Référence (MRAS) ont été développés pour estimer la vitesse de rotation des machines asynchrones. Ce type d'estimateurs se base sur la comparaison des flux, des courants, des forces électromotrices ou des puissances réactives instantanées. Chaque structure présente ses avantages et inconvénients dont les limitations majeures sont la variation paramétrique et la variation des charges mécaniques. Ces méthodes conduisent à des réalisations et des algorithmes simples et autorisent une grande rapidité d'adaptation. Leur principe repose sur la comparaison des sorties estimée de deux modèles, un premier appelé de modèle de référence et un second qualifié d'adaptatif dans lequel s'ajustent les paramètres. Pour minimiser l'erreur d'estimation, un mécanisme d'adaptation agit sur certains paramètres du système ajustable, selon une loi d'adaptation obtenue en appliquant la théorie de Lyapunov .

Le schéma de principe d'un estimateur de vitesse MRAS est illustré par la figure III.3

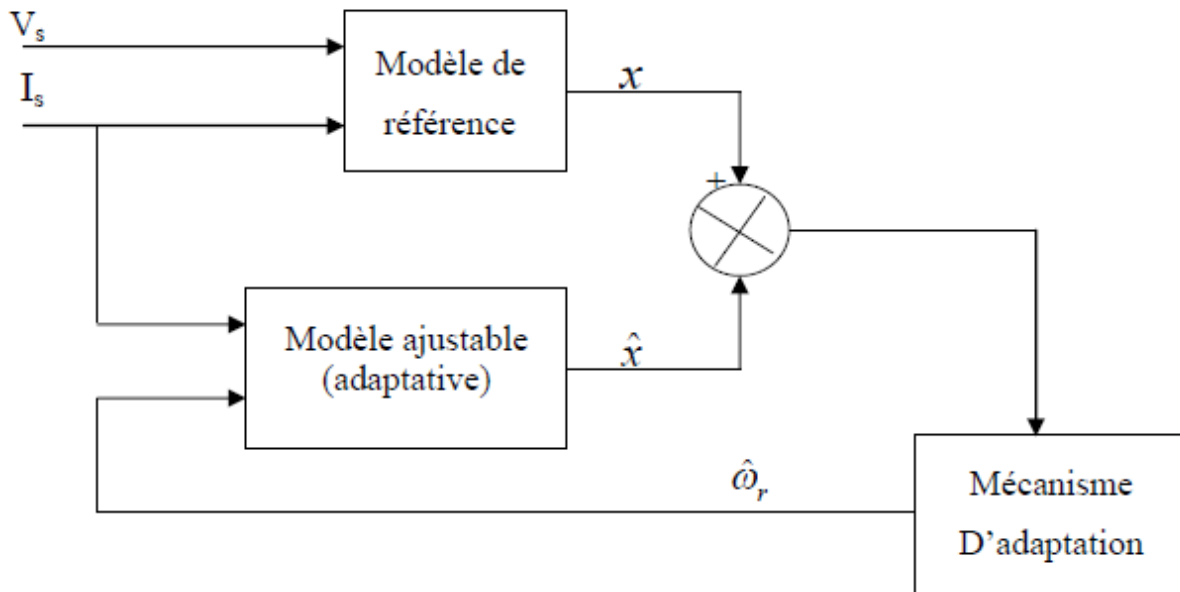


Figure III. 3 : schéma de principe de l'estimation de la vitesse par la technique MRAS

Parmi les méthodes à base de MRAS décrites dans la littérature, l'approche basée sur le flux rotorique est la plus citée. Elle a été initiée par C. Schauder [9] pour le contrôle sans capteur mécanique de vitesse du moteur asynchrone. Les modèles de référence et ajustable réalisent l'estimation du flux rotorique à partir des courants et tensions mesurés et exprimés dans le repère stationnaire lié au stator. L'auteur s'appuie sur le critère de Popov pour définir une loi d'adaptation de type proportionnelle et intégrale. Il présente des résultats expérimentaux et montre la validité de la méthode à haute et basse vitesse jusqu'à une fréquence d'excitation de 2 Hz. Toutefois, si le fonctionnement à vitesse nulle est autorisé pendant quelques secondes, les amplitudes des sorties des modèles du flux s'annulent et le contrôle de la vitesse est perdu. L'approche basée les flux rotoriques souffre de sa dépendance vis-à-vis des variations de la résistance des enroulements statoriques et présente des difficultés dues à la présence d'intégration pure dans le modèle de référence. Ainsi, plusieurs auteurs ont proposé de nouvelles techniques pour résoudre ou réduire ces problèmes. Parmi ces méthodes, la technique consistant à estimer la vitesse en utilisant la puissance réactive instantanée est une alternative intéressante [11], [10], [8]. Peng et al ont donné une description de la méthode dans la référence [8], et montrent par la simulation et l'expérimentation que ses performances ne sont pas affectées par les variations thermiques de la résistance statorique. D'autre part, l'intégration pure de variables mesurées n'est pas nécessaire et l'estimation de la vitesse est effectuée dans une plage de fréquence plus large.

D'autres travaux [12]-[13]-[14] suggèrent une autre approche exploitant les forces contre-électromotrice développées dans le moteur asynchrone. Dans [14], M. Rashed présente le principe de cette technique et montre qu'elle peut souffrir de problème d'instabilité en particulier dans les fonctionnements à basse vitesse et lors de variations de la résistance statorique. Une variante de la méthode, en vue d'estimer la vitesse et la résistance statorique, est proposée pour augmenter sa robustesse et assurer la stabilité des estimateurs utilisés par une procédure appropriée de placement de pôles en boucle fermée. Les résultats expérimentaux sont exposés pour les régimes différentes conditions de fonctionnement afin de vérifier la stabilité des estimateurs mis en œuvre. L'analyse des performances prouve la validité de la méthode, mais également des insuffisances liées aux variations de paramètres et à la précision de l'estimation de la vitesse.

III.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté quatre structures d'estimation de la vitesse de rotation et des flux rotoriques d'une machine à asynchrone triphasée **Kubota ,Luenberger, filtre de Kalman ,technique de MRAS**, alimenté en tension et en courant statourique.



Bibliographie

- [1] **Ammar Benzaïoua** “Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée”, Thèse de doctorat, l'université du québec à chicoutimi 2014,Canada.
- [2] **Szabat, K., & Orłowska-Kowalska, T.** (2008). Performance improvement of industrial drives with mechanical elasticity using nonlinear adaptive kalman filter. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-55(3), 1075-1084.
- [3] **Kyo-Beum, L., Blaabjerg, F., & Tae Woong, Y.** (2007). Speed sensorless dtc-svm for matrix converter drives with simple nonlinearity compensation. IEEE Transactions on Industry Applications, IA-43(6), 1639-1649.
- [4] **Barut, M., Bogosyan, S., & Gokassan, M.** (2007). Speed sensor less estimation for induction motor using extended kalman filters. IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-54(1), 292-280.
- [5] **Senjyu, T., Kinjo, K., Urazaki, N., & Uezato, K.** (2003). High efficiency control of synchronous reluctance motors using extended kalman filter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-50(4), 726-732.
- [6] **Shi, K.L., Chan, T.F., Wong, Y.K., & Ho, S.L.** (2002). Speed estimation of an induction motor drive using an optimized extended kalman filter. IEEE Transactions on Industrial Electronics, IE-49(1), 124-133.
- \
- [7] **Kubota, H., Matsuse, K., and Nakmo, T.,** March/April 1993. DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 29, No. 2
- [8] **F.Z. Peng, T.Fukao,** « Robust Speed Identification for Speed- Sensorless Vector Control of Induction motors”, IEEE 1994
- [9] **C. Schauder,** "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, pp. 1054-1061, 1992.
- [10] **S. Maiti, C. Chakraborty** «Model Reference Adaptive Controller-Based Rotor Resistance and Speed Estimation Techniques for Vector Controlled Induction Motor Drive Utilizing Reactive Power » IEEE, february 2008

[11] **H. Keyuan** «A MRAS method for sensorless vector control of induction motor based on instantaneous reactive power », International conference on electrical machines and systems, Japan, October 2010.

[12] **M. Dybkowski, T. Kowalska** «self-tuning adaptive sensorless induction motor drive with the stator current-based MRAS speed estimator », 2009 IEEE

[13] **M. Marwali, A. Keyhani** «A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines » New Orleans, Louisiana, 1997

[14] **M. Rashed and A.F.Stronach** «A stable back-EMF MRAS-based sensorless lowspeed induction motor drive insensitive to stator resistance variation » IEEE, 2004.

Chapitre IV

***Estimateur de la vitesse dans la
commande DTC par la technique de
MRAS***

IV.1 Introduction :

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs asynchrones de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur les techniques d'orientation du contrôle du flux de la MAS [1]. Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques (courants, tensions) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire) qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement. Toutefois, la commande sans capteur de vitesse doit avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles d'un capteur physique. De nombreuses idées ont été appliquées en vue de résoudre ce problème. L'une des premières techniques utilisées pour estimer la vitesse est basée sur la mesure des valeurs instantanées des (tensions, courants) de la machine asynchrone.

Dans ce chapitre, on discutera brièvement les techniques par d'adaptation la méthode MRAS basée sur le flux rotorique.

IV.2 Estimation de la vitesse avec modèle :

IV.2.1 Estimation de la vitesse par la technique MRAS :

La méthode du MRAS (Model Référence Adaptive System), introduit par '(LANDAU)' est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, ne doit pas dépendre de la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé «modèle de référence ou (modèle tension)» et le deuxième est «le modèle ajustable (adaptatif) ou (modèle –courant)»en dépend explicitement. Un mécanisme d'adaptation, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. L'erreur entre les sorties (flux, f.é.m., puissance réactive) des deux estimateurs pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse estimée $\hat{\omega}_r$ [2], [3], [4], [5], [6],[8], [9]. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable, conformément à la figure IV.1.

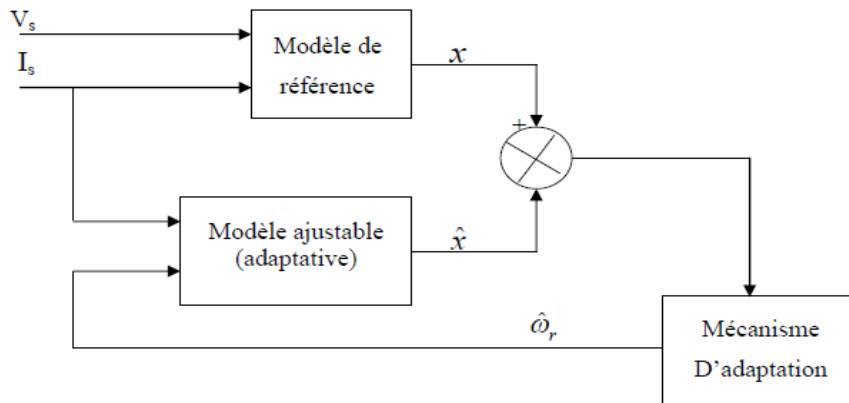


Figure IV.1. Structure générale de MRAS pour l'estimation de la vitesse

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 [10], [11].

L'erreur entre les sorties des estimateurs peut être sous plusieurs formes [3], [13] :

- Erreur entre le flux estimé par les modèles en courant et en tension [7], [9].
- Erreur résultante de la multiplication croisée entre les f.e.m estimées [14], [15]. 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 [16], [12], [17].

IV.2.1.1 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 [18], [12], [19], [20].

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 lié au stator).

$$\frac{d\Phi_{r\alpha}^s}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) \quad (IV.1)$$

$$\frac{d\Phi_{r\beta}^s}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(v_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} \right) \quad (IV.2)$$

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

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

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

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 :

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

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

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 [23]. 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.2

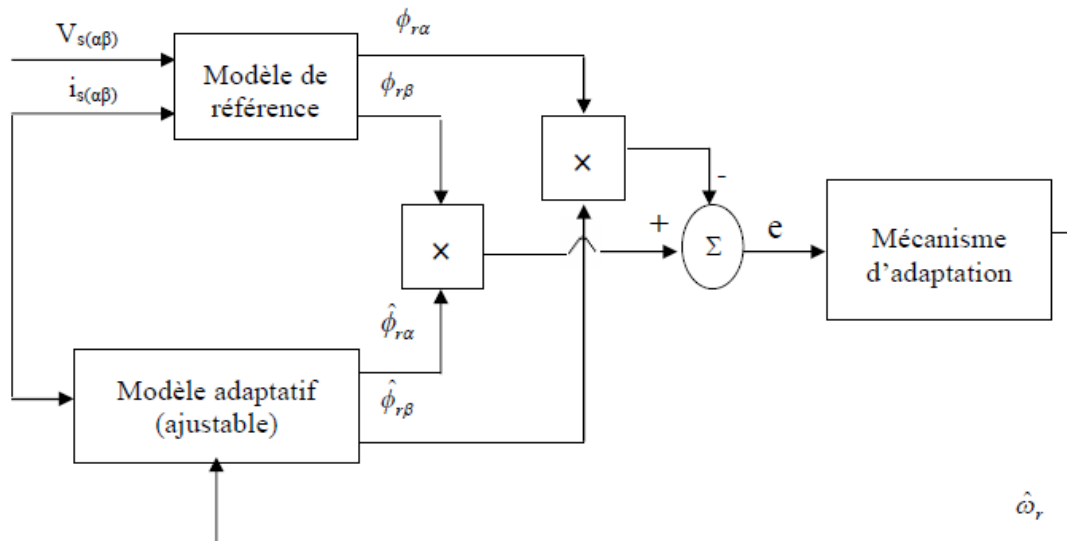


Figure IV.2 Structure de MRAS basée sur le flux rotorique

IV.2.1.2 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 [20],[14].

Le courant statorique est interprété par les équations du moteur à induction :

$$i_{s\alpha} = \frac{1}{M_{sr}} (\Phi_{r\alpha} + w_r T_r \Phi_{r\beta} + T_r S \Phi_{r\alpha}) \quad (IV.7)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{M_{sr}} (\Phi_{r\beta} + w_r T_r \Phi_{r\alpha} + T_r S \Phi_{r\beta}) \quad (IV.8)$$

On utilise les équations de l'estimation de la vitesse pour l'estimation de courant statorique :

$$\hat{i}_{s\alpha} = \frac{1}{M_{sr}} (\Phi_{r\alpha} + \hat{w}_r T_r \Phi_{r\beta} + T_r S \Phi_{r\alpha}) \quad (IV.9)$$

$$\hat{i}_{s\beta} = \frac{1}{M_{sr}} (\Phi_{r\beta} + \hat{w}_r T_r \Phi_{r\alpha} + T_r S \Phi_{r\beta}) \quad (IV.10)$$

On fait la différence entre les deux courants :

$$i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha} = \frac{T_e}{M_{sr}} \Phi_{r\beta} (w_r - \hat{w}_r) \quad (IV.11)$$

$$i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta} = \frac{T_e}{M_{sr}} \Phi_{r\alpha} (w_r - \hat{w}_r) \quad (IV.12)$$

Les équations (IV.11), (IV.12) sont multipliées par le flux rotorique :

$$(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \Phi_{r\beta} + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \Phi_{r\alpha} = \frac{T_r}{M_{sr}} (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2) (w_r - \hat{w}_r) \quad (IV.13)$$

L'erreur de la vitesse rotorique est comme suit :

$$(w_r - \hat{w}_r) = [(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) \Phi_{r\beta} + (i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \Phi_{r\alpha}] \frac{M_{sr}}{T_r (\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2)} \quad (IV.14)$$

Cette erreur est appliquée à un contrôleur PI qui contrôle la vitesse estimée en rendant l'erreur égale à zéro. La figure IV.3 représente la MRAS basée sur le courant statorique.

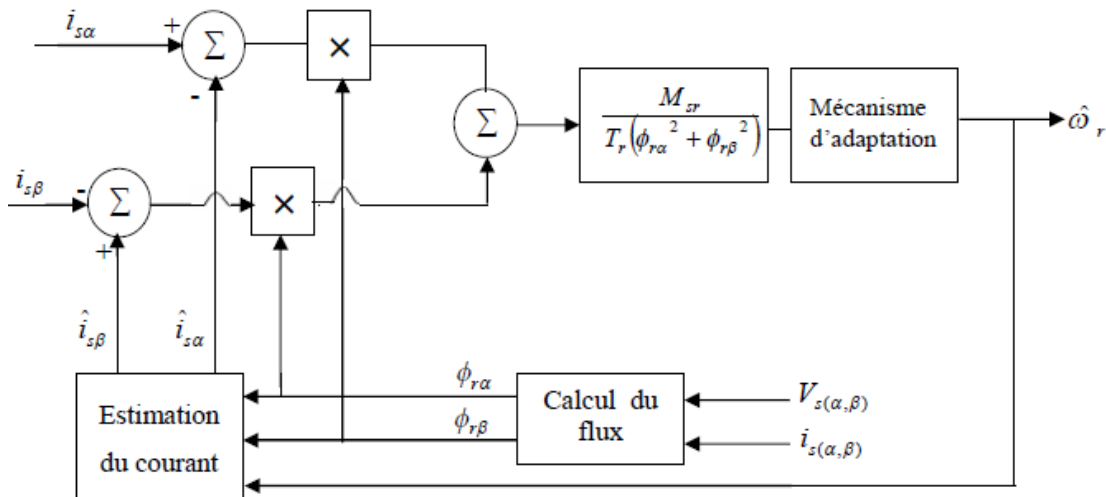


Figure IV.3 MRAS basée sur le courant statorique

IV.2.1.3 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 [21]. Des équations pour un moteur à induction dans l'armature stationnaire peuvent être exprimées comme suit:

L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour conduire un mécanisme d'adaptation qui produit de l'estimation \hat{w}_r pour le modèle ajustable.

$$e_{m\alpha} = L'_m s i_{m\alpha} = \frac{M_{sr}}{L_r} S \Phi_{r\alpha} = u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} - \sigma L_s s i_{s\alpha} \quad (IV.15)$$

$$e_{m\beta} = L'_m s i_{m\beta} = \frac{M_{sr}}{L_r} S \Phi_{r\beta} = u_{s\beta} - R_s i_{s\beta} - \sigma L_s s i_{s\beta} \quad (IV.16)$$

$$\text{Avec } L'_m = \frac{M_{sr}^2}{L_r} \quad (IV.17)$$

Si nous employons la (f.e.m) au lieu du flux rotorique qui a été employé dans le schéma de MRAS précédente, alors un nouveau système de MRAS est obtenu [14] [22]. La Figure IV.4 illustre la nouvelle structure du nouveau MRAS pour l'estimation de vitesse. Deux estimateurs indépendants sont configurés pour estimer les composants du (f.e.m).

L'estimateur donné par les équations (IV.15) et (IV.16) peut être considéré comme un modèle de référence du moteur à induction et n'introduit pas de vitesse \hat{w}_r , par contre celui qui est donné par les équations (IV.18) et (IV.19) peut être considéré en tant que modèle ajustable parce qu'il dépend de la vitesse \hat{w}_r .

Le modèle ajustable est donné par :

$$\hat{e}_{m\alpha} = \frac{M_{sr}^2}{L_r} (-T_r \hat{w}_r (i_{m\beta} - i_{m\alpha}) + i_{s\alpha}) \quad (IV.18)$$

$$\hat{e}_{m\beta} = \frac{M_{sr}^2}{L_r} (-T_r \hat{w}_r (i_{m\alpha} - i_{m\beta}) + i_{s\beta}) \quad (IV.19)$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ constant du temps rotorique, $i_{m\alpha}$ et $i_{m\beta}$ calculée comme suit \hat{w}_r :

$$\frac{di_{m\alpha}}{dt} = -\hat{w}_r i_{m\beta} - \frac{1}{T_r} i_{m\alpha} + \frac{1}{T_r} i_{s\alpha} \quad (IV.20)$$

$$\frac{di_{m\beta}}{dt} = -\hat{w}_r i_{m\alpha} - \frac{1}{T_r} i_{m\beta} + \frac{1}{T_r} i_{s\beta} \quad (IV.21)$$

L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour conduire un mécanisme d'adaptation qui produit de l'estimation \hat{w}_r pour le modèle ajustable.

$$e = e_{m\beta} \hat{e}_{m\alpha} - e_{m\alpha} \hat{e}_{m\beta} \quad (IV.22)$$

Finalement d'après le critère de Popov, le mécanisme d'adaptation est donné par :

$$\hat{w}_r = K_p e + \int K_i e dt \quad (IV.23)$$

Le MRAS à base de la (f.é.m.) est donnée par la figure IV.4

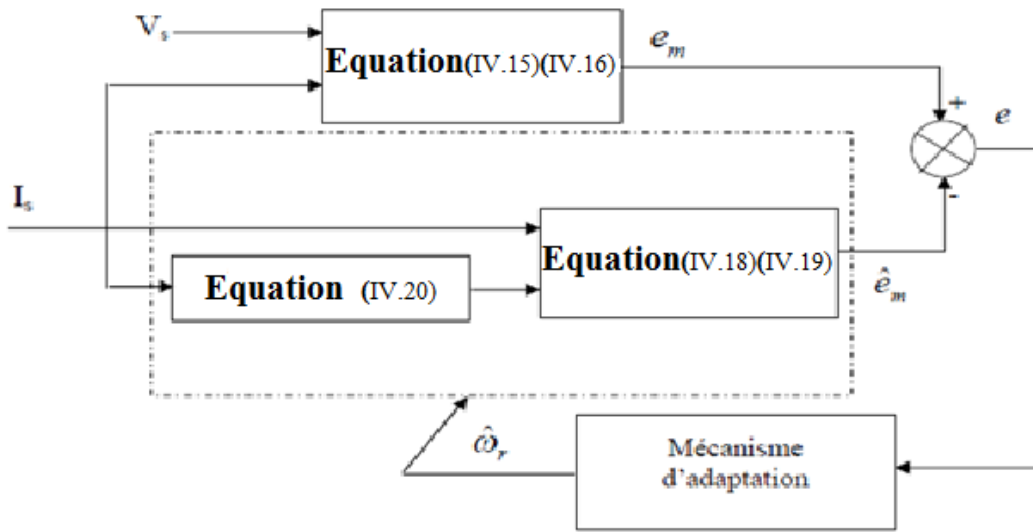


Figure IV.4 : MRAS basée sur la f.é.m.

IV.2.1.4 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.

Ce type de MRAS est basée sur l'estimation de la puissance réactive instantanée donnée par :

$$Q_r = u_{s\beta} i_{s\alpha} - u_{s\alpha} i_{s\beta} - \sigma L_s (i_{s\alpha} S i_{s\beta} - i_{s\beta} S i_{s\alpha}) \quad (\text{IV.24})$$

Le système (IV.24) n'inclut pas la vitesse rotorique alors il peut être choisi comme modèle de référence.

Le système (IV.25) estime la puissance réactive rotorique à partir de la vitesse et du flux, alors il peut être sélectionné comme modèle ajustable.

$$\hat{Q}_r = i_{s\beta} \hat{e}_{m\beta} - i_{s\alpha} \hat{e}_{m\alpha} \quad (\text{IV.25})$$

L'erreur entre les sorties des deux estimateurs est alors employée pour conduire un mécanisme d'adaptation qui produit de l'estimation $\hat{\omega}_r$ pour le modèle ajustable.

$$e_Q = Q_r - \hat{Q}_r \quad (\text{IV.26})$$

La vitesse estimée est donnée par :

$$\hat{\omega}_r = K_p e_Q + \int K_i e_Q dt \quad (\text{IV.27})$$

La Figure IV.5 représente l'estimation de la vitesse par la technique MRAS basée sur la puissance réactive.

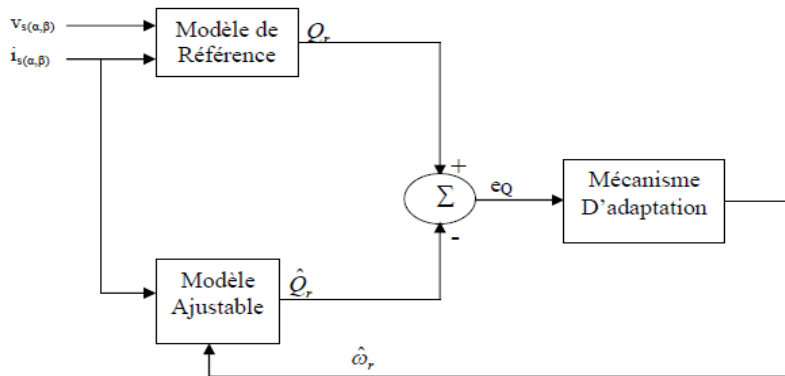


Figure IV.5 MRAS basée sur la puissance réactive.

IV.3 Modèle MATLAB/SIMULINK de 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.6)

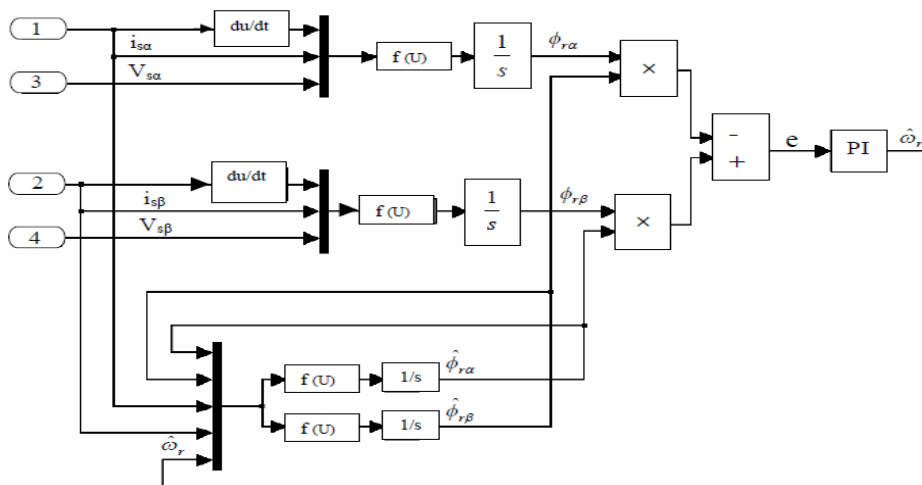


Figure IV.6 Modèle MATLAB/SIMULINK de MRAS basée sur le flux rotorique.

IV.4 Structure générale du contrôle direct de couple (DTC) et mesuré la vitesse par Estimateur de MRAS :

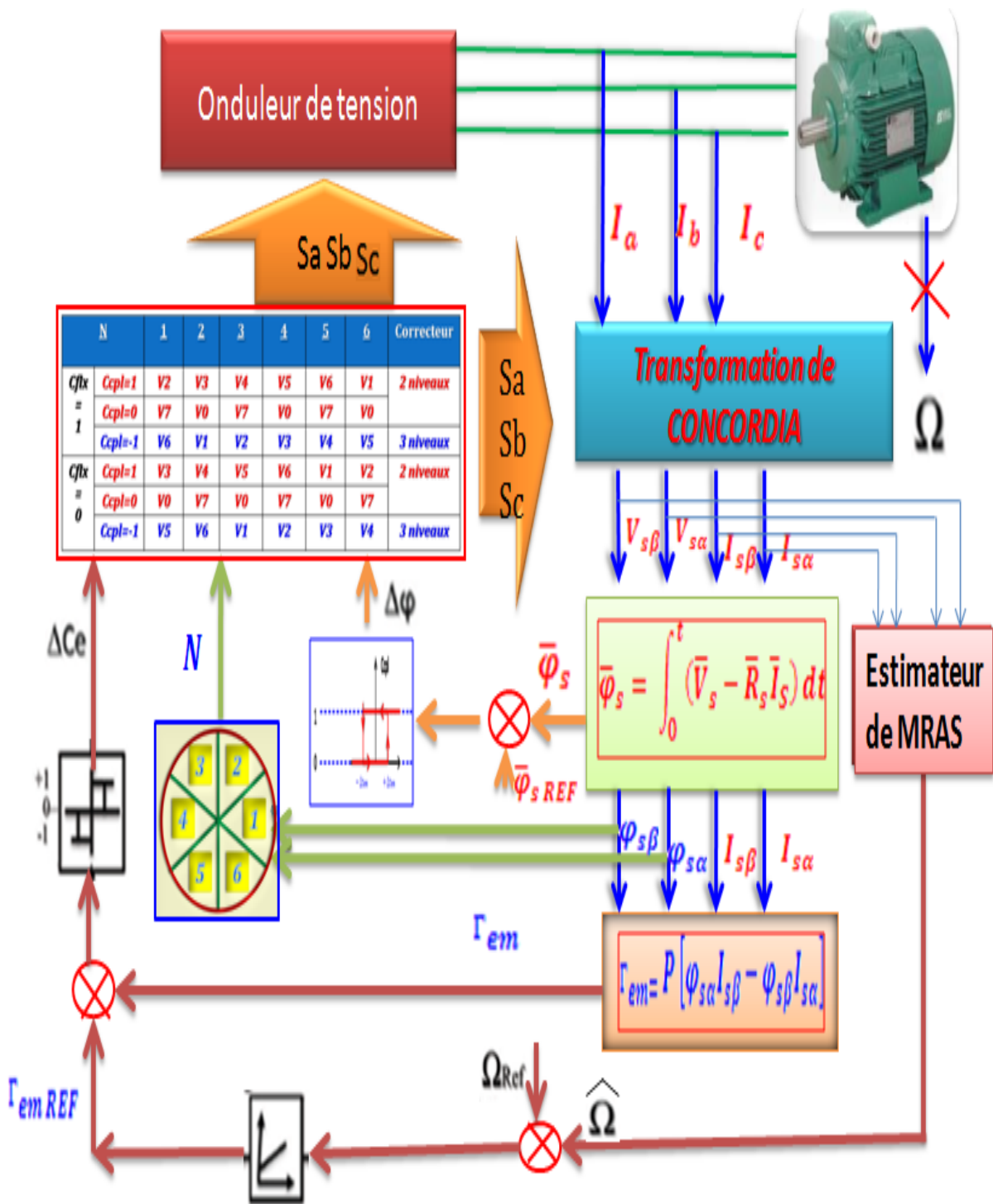


Figure IV.7: Structure générale du contrôle direct de couple (DTC) par Estimateur de MRAS

IV.5 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 :

Cette technique présente quelques avantages et inconvénients qui sont :

Les avantages :

- Simple
- Facile à régler les gains d'adaptation

Les inconvénients :

- Faible performance à basse vitesse
- Sensible aux variations des paramètres du modèle du MAS

Machine en charge (un seul sens) :

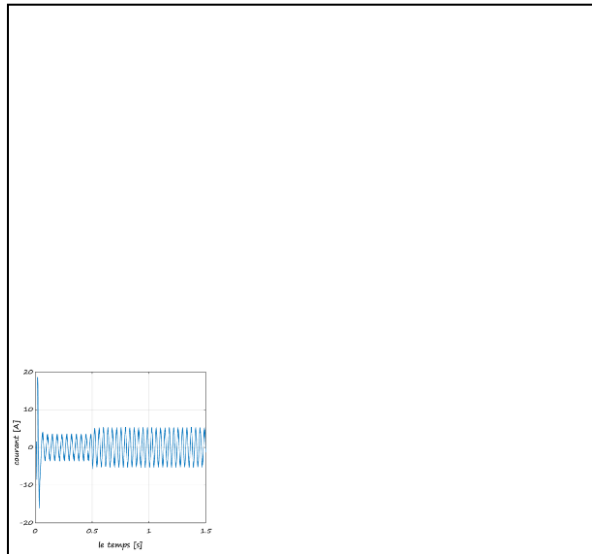
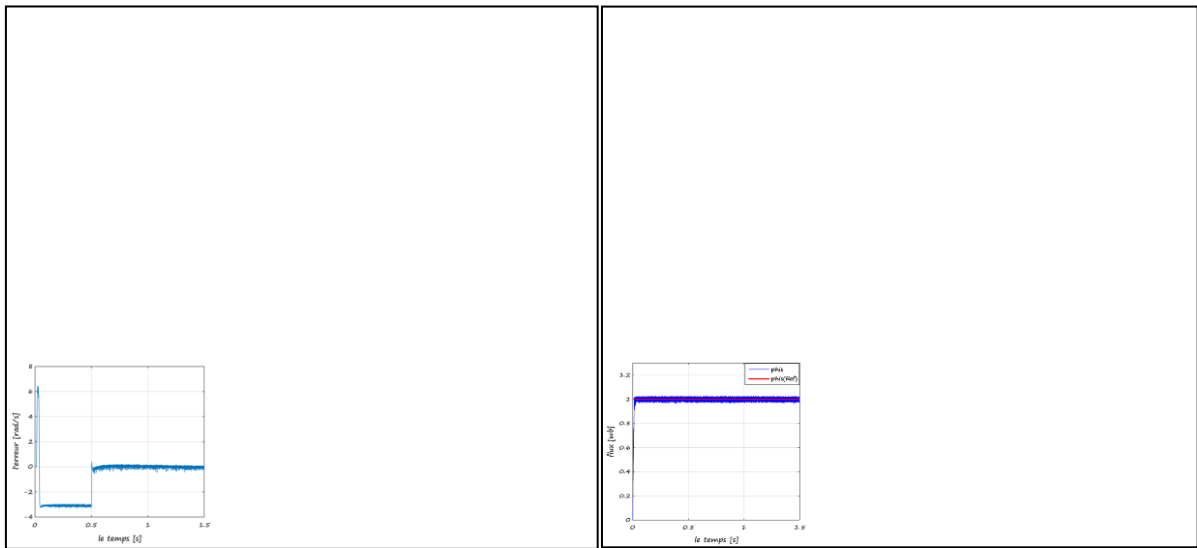
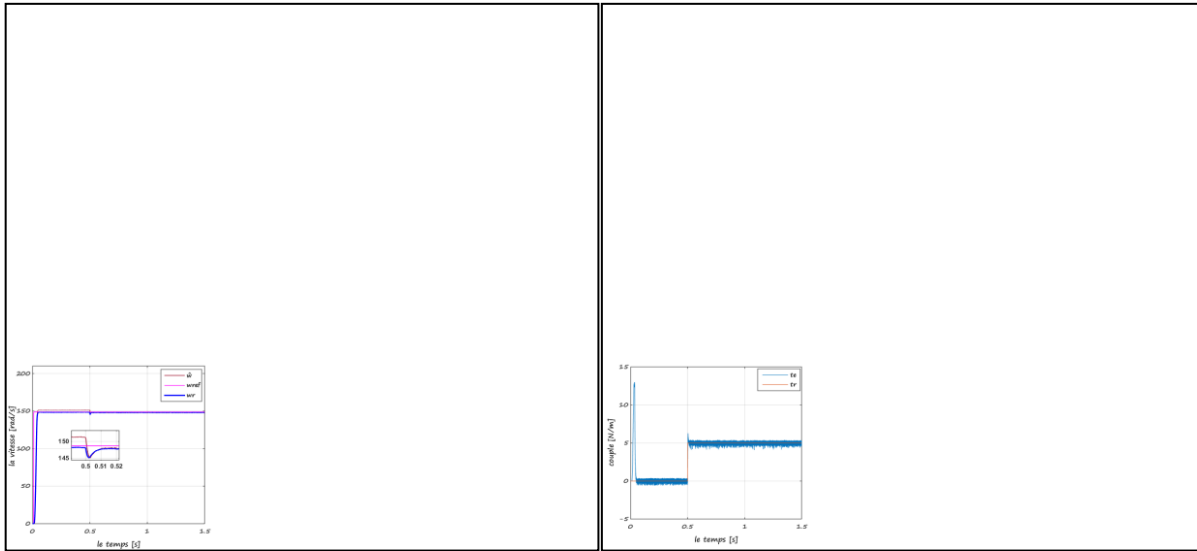


Figure IV.8 Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique

Figure IV.8 (un seul sens) a été testée par simulation pour un moteur asynchrone 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 et courant statourique. Il est clair d'après les résultats obtenus que la vitesse estimée suit parfaitement (converge bien vers) la vitesse de rotation.

machine en charge (variation de vitesse)

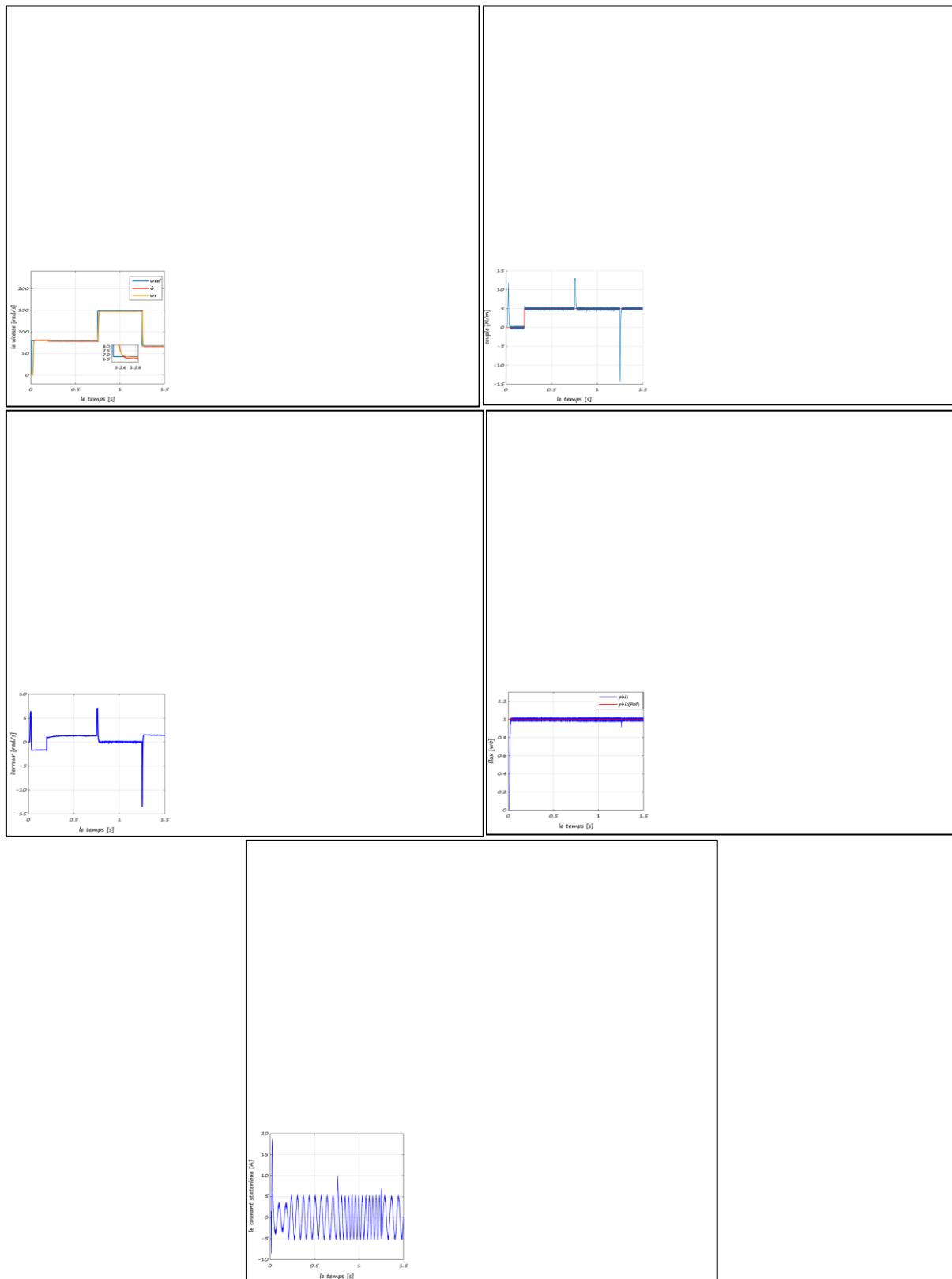


Figure IV.9 Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique variation de la vitesse .

Figure IV.9 (variation de vitesse) Après avoir changé la vitesse de rotation, nous remarquons un changement important et aléatoire dans toutes les courbes (le couple électromagnétique, flux L'erreur, courant)

Machine en charge (inverser le sens) :



Figure IV.10 Résultat de simulation de la MRAS basée sur le flux rotorique change le sens de rotation (double sens)

Figure IV.10 (change le sens) Après avoir changé le sens de rotation de la vitesse de rotation, nous remarquons que la vitesse estimée a également changé à mesure que la vitesse de rotation

IV.6 Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté trois structures d'estimation de la vitesse de rotation et des flux rotoriques d'une machine à induction triphasée à flux rotorique orienté, alimenté en tension et en courant. 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.

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.



Bibliographie

- [1] **J.P. Caron, J.P.Hautier**, « Modélisation et Commande de MAS », Edition Technique,
- [2] **F. Blaschke** ,« The principle of field orientation as applied to the new trans vector closed loop control system for rotating-field machines » ,Siemens Review,XXXIX,n°5 pp . 217-220, 1972.
- [3] **R. Imad**, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone», Docteur de l'Université Henri Poincaré, Nancy-I en Génie Electrique 2004.
- [4] **G. Blasco, R.Asher, Sumner.M, Bradley.K** « Dynamic performance limitations for MRAS based sensorless 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.
- [5] **R. Cárdenas, Peña.R, Proboste.J, Asher.G, Clare.J** « MRAS Observer for Sensorless Control of Standalone Doubly Fed Induction Generators », IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol. 20, no. 4, pp. 710- 718, Dec 2005.
- [6] **Mi. Comanescu, Xu.L** « Sliding-Mode MRAS Speed Estimators for Sensorless vector Control of Induction Machine », IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 53, no. 1, pp. 146- 153, February 2006.
- [7] **C. Schauder**, « Adaptive speed identification for vector control of induction motor with out rotational trans ducers », Proceeding of IEEE-IAS 1989 Annual Meeting, vol. 1, pp. 493 – 499, 1– 5 Oct. 1989.
- [8] **C. Schauder**, «Adaptive speed identification for vector control of induction motor swith out rotational trans ducers », IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1054 –1061, Sept./Oct. 1992
- [9] **S. Tamai**, «Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system », Proceeding of IEEE/ZAS Annu. Meet pp. 189-195 1987.
- [10] **H. Marko**, « Flux Estimators for Speed-Sensor less Induction Motor Drives », Thesis for the degree of Doctor of Science in Technology Helsinki University of “TIIPEP” Espoo 2004.
- [11] **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

- [12] **H. Kubota, M. Kouki**, «DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motors», IEEE Transactions on Industry Applications, vol.29, n°2, pp.344-348, Mar./Apr. 1993.
- [13] **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.
- [14] **F. Peng, T. Fukao**, «Robust Speed Identification for Speed Sensor less Vector Control of Induction Motors», Proceeding of IEEE-IAS 1993 Annual Meeting, pp419 – 08 Oct. 1993.
- [15] **F. Peng, Z. Fukao**, «Robust speed identification for speed-sensor less vector control of Induction motors », IEEE Transactions on Industry Applications, vol.30, no.5, pp.1234-1240, Sept./Oct.1994.
- [16] **H. Kubota, K. Matsuse**, « Simultaneous estimation of speed and rotor resistance of field Oriented induction motor without rotational trans ducers», Proceeding of Power Conversion Conference, pp. 473 – 477, Yokohama, 19 -21 April 1993.
- [17] **H. Kubota, K. Matsuse**, « Speed sensorless field-oriented control of induction motor with rotor resistance adaptation», IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no.5, pp. 1219- 1224, Sept.Oct. 1994.
- [18] **Y. Wang, Lu. J, S. Huang, S. Qiu**, «Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Based on the MRAS Theory», University of Hunan Changsha, Hunan, China.
- [19] **Y. Wang., H. Shoudao**, «Speed Sensorless Vector control of Induction Motor Based on the MRAS Theory », university Hunan, china.
- [20] **M. Mostefai, A. Bendiabdellah**, «A MRAS-based Speed Sensorless Direct Vector Control of Induction Motor With Rotor-Inverse Time Constant Adaptation », Article.
- [21] **F-Z. Peng, and F. Tadashi**, « Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors » Tokyo Institute of Technology, Tokyo, 152 JAPAN.
- [22] **P. Vas**, « Vector control of AC machines », Oxford Science Publication, 1990
- [23] **M. Mostefai, A. Bendiabdellah**, «A MRAS-based Speed Sensorless Direct Vector Control of Induction Motor With Rotor-Inverse Time Constant Adaptation », Article.

Conclusion Générale

Ce travail traite la commande de la machine asynchrone sans capteur Mécanique. La méthode proposée était d'intégration un observateur de MRAS qui base sur la comparaison entre le model mathématique et physique de moteur d'induction .

Dans le premier chapitre, notre objectif s'est orienté vers la modélisation d'association de la machine asynchrone et sa convertisseur statique (onduleur a deux niveaux) .

Au cours du second chapitre nous avons étudié le principe de la commande directe du couple avec démonstration d'une façon détaillée de chaque élément constitué de cette commande (estimateurs, calculateur de position de flux statorique, table de commutation....ect)

Dans le troisième chapitre nous avons présenté les différentes techniques d'estimation de la vitesse (MRAS, filtre de Kalman, observateur de Kubotta, observateur de Luenberger)

Le quatrième chapitre a été consacré à la commande sans capteur de vitesse par modèle de référence (MRAS). Notre étude a été basée sur l'estimation de la vitesse à flux rotorique.

Comme perspectives de ce travail, nous proposons une continuité plus profonde sur la commande de vitesse sans capteur par MRAS et d'utilisation d'autre techniques :

- Utilisation un des techniques allées dans ce mémoire (Filtre de Kalman, observateur Kubotta ou Luenbueger)
- Utilisation des observateurs intelligents basés sur les systèmes d'apprentissage et la décision.

Annexe

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1- Grandeurs nominales :

Type ASYNCHRONE	2 hp
Puissance nominale (Pn)	1.5 kW
Vitesse nominale (Ω_n)	1420 tr/min
Tension nominale (Un)	220/380 V
Courant nominale (In)	6.4/3.7 A
Fréquence nominale (fn)	50 Hz

I.2- Paramètres de la machine :

Nombre de paires des pôles	02
Résistance statorique (Rs)	4.85 Ω
Résistance rotorique (Rr)	3.805 Ω
Inductance cyclique au stator (Ls)	274 mH
Inductance cyclique au rotor (Lr)	274 mH
Inductance mutuelle (Msr=Mrs=M)	258 mH
Moment d'inertie	0.031 Kg.m ²
Coefficient de frottement visqueux	0.00114 N.m.s / rad

Résumé

Les progrès récemment réalisés dans les domaines de l'électronique de puissance et des calculateurs en temps réel ont permis de développer des variateurs de vitesse pour les machines à courant alternatif.

Le moteur asynchrone, grâce à sa robustesse, son faible coût et sa simple construction s'impose de plus en plus dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

Nous présentons dans ce mémoire la technique de commande dite : DTC (commande directe du couple) d'une machine à induction.

L'insertion le capteur de vitesse dans une application a vitesse variable permis de rendre le cout d'installation plus couteuse, et des fois il perte sa précision de mesures.

Pour cela, on a proposé d'intégrer un estimateur de vitesse par la technique de MRAS.

abstract

Recent advances in power electronics and real-time calculators have made it possible to develop variable speed drives for AC machines.

The asynchronous motor, thanks to its robustness, its low cost and its simple construction is more and more necessary in the field of variable speed drives.

We presented in this study a kind of technique control called: DTC (direct torque control) of an induction machine.

An inserting the speed sensor into a variable speed application allowed to make the installation cost more expensive, and sometimes it loses its precision of measurements. For this, it is proposed to integrate a speed estimator by the MRAS technique.

ملخص

جعلت التطورات الحديثة في مجال إلكترونيات الطاقة والآلات الحاسبة في الوقت الحقيقي من الممكن تطوير محركات متغيرة السرعة لآلات AC.

يعد المحرك غير المتزامن ، بفضل متانته وتكلفته المنخفضة وبنائه البسيط ، ضروريًا أكثر فأكثر في مجال محركات السرعة المتغيرة.

نقدم في هذه الذاكرة تقنية التحكم المسماة: DTC (التحكم المباشر في عزم الدوران) لآلة الحث. يسمح إدخال مستشعر السرعة في تطبيق متغير السرعة بتكلفة التركيب. أعلى ثم يفقد في بعض الأحيان دقة القياسات. لهذا الغرض ، يقترح دمج مقدر السرعة بواسطة تقنية MRAS