

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda
Faculté de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Intitulé :

**Commande DTC sans capteur mécanique d'un moteur asynchrone
par le filtre de kalman étendu**

Présenté par :

**Larbi Meriem Yasmine
Amer Réda Ben Abdelkader**

Devant le jury composé de :

Président :

Dr. Chikouche Tarik Mohamed

Encadreur :

Dr. Terras Tahar

Examineur :

Dr. Bouanane Abdelkrim

Soutenu le 23/09/2021
Promotion 2020-2021

Remerciements

Notre profonde gratitude, nos louages et nos plus grands remerciements vont en priorité à dieu le tout puissant pour nous avoir donné la force, la santé et la volonté d'accomplir ce modeste travail.

*Nous voudrions à cet effet, d'abord exprimer toute notre reconnaissance et nos plus sincères remerciements à notre directeur et encadreur de mémoire **Dr T.TERRAS** pour nous avoir dirigé, encadré et même recarder par les précieux conseils qu'il nous a prodigué et surtout par ses orientations, sa disponibilité et ses encouragements tout le long de la réalisation de ce travail.*

Nos remerciements au département électrotechnique de l'université de Saida et à tous les enseignants qui nous enseignés durant les années du cursus.

Nos remerciements sont également adressés aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin nous remercions aussi toutes les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin à la rédaction de ce travail, Nous vous remercions de la collection.

Dedicace

Je dédie ce travail :

A ma mère

A mes chers frères

A ma chère sœur Dr.B.Meriem

Avec un remerciement spécial à mon binôme

A tous ceux qui ont cru en moi en venant ici...

A. Réda

Dedicace

Je dédie ce travail :

Je dédie ce modeste travail :

A mes parents pour leur patience, leur soutien et leur encouragement. que dieu leur procure bonne santé et longue vie.

A mes deux sœurs, et mon frère

A mon binome

Sans oublier mon encadreur Dr.T.Terras

Et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin pour ce projet soit possible, je vous dis merci.

L.Meriem yasmine

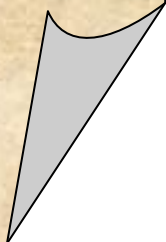


Table des matières

Remerciements

Dédicace

Table des matières	I
Table des notations et symboles.....	VI
Liste des figures.....	X
Liste des tableaux.....	XIII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Modélisation de la MAS et son alimentation

I.1 Introduction.....	4
I.2 Constitution de la machine asynchrone.....	4
I.2.1 Le stator.....	5
I.2.2 Le rotor.....	6
I.2.3 Les organes mécaniques.....	6
I.3 Principe de fonctionnement.....	7
I.4 Modélisation de la machine asynchrone.....	8
I.4.1 Introduction.....	8
I.4.2 Hypothèse simplificatrices.....	9
I.4.3 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc.....	9
I.4.4 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé.....	10
I.4.4.1 Equations électriques.....	10
I.4.4.2 Equations magnétiques.....	10
I.4.4.3 Equation mécanique.....	11
I.4.5 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé de PARK.....	12
I.4.5.1 Transformation orthogonale de Park.....	12
I.4.5.2 Décomposition de la transformation de Park.....	14
I.4.5.3 Choix du référentiel.....	16
I.4.5.3.1 Référentiel lié au stator.....	17
I.4.5.3.2 Référentiel lié au champ tournant.....	17
I.4.5.4 Couple électromagnétique.....	18
I.4.5.5 Equation mécanique.....	18
I.4.5.6 Modèle de la machine asynchrone sous forme d'état.....	18

I.4.5.6.1 Modèle d'état dans un référentiel tournant.....	19
I.4.5.6.2 Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator.....	21
I.5 Modélisation de l'alimentation de la MAS.....	22
I.5.1 Introduction.....	22
I.5.2 Description du système d'alimentation.....	23
I.5.2.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tensions et de ses commandes MLI.....	24
I.5.2.1.1 Introduction.....	24
I.5.2.1.2. Principe de fonctionnement.....	25
I.5.2.1.3 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tensions.....	26
I.5.2.1.4 Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion.....	27
I.5.2.1.5 Modélisation de la commande MLI sinus – triangle.....	29
I.6 Simulation de la commande MLI sinus – triangle.....	29
I.7 Simulation de l'ensemble (Machine Asynchrone-Onduleur).....	31
I.8 Résultats de simulation de l'association (Machine- Onduleur).....	32
I.9 Conclusion.....	34

Chapitre II : Commande direct de couple de la MAS

II.1 Introduction.....	35
II.2 Principe du contrôle direct du couple.....	36
II.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	36
II.4 Stratégie de commande directe du couple (DTC).....	39
II.5 Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple).....	39
II.5.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	40
II.5.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	42
II.5.3 Sélection du vecteur de tension.....	43
II.6 Les estimateurs.....	44
II.6.1 Estimation du module et de la position du flux statorique.....	44
II.6.2 Estimation du couple électromagnétique.....	45
II.7 Elaboration du vecteur de commande.....	46
II.7.1 Correcteur du Flux.....	46
II.7.2 Correcteur du couple.....	47

II.7.2.1 Correcteur à deux niveaux.....	47
II.7.2.2 Correcteur à trois niveaux.....	47
II.8 Elaboration de la table de commutation.....	48
II.9 Avantages et Inconvénients de la commande directe de couple.....	49
II.10 Structure générale du contrôle direct de couple.....	50
II.11 Régulation de vitesse de la machine asynchrone.....	50
II.12 Schéma global du contrôle direct du couple.....	52
II.13 Résultats de la simulation et interprétations.....	53
II.14 Conclusion.....	65

Chapitre III : Techniques d'estimation et d'observation, Etat d'art

III.1 Introduction.....	67
III.2 Types de capteurs mécaniques.....	67
III.2.1 Les codeurs incrémentaux.....	67
III.2.2 Codeur Absolut.....	68
III.2.3 Capteur électromagnétique (Résolveur).....	69
III.3 commande sans capteur mécanique.....	69
III.3.1 Définition d'un Estimateurs.....	70
III.3.1.1 Estimateurs de flux statorique.....	70
III.3.1.2 Estimateurs de flux rotorique.....	71
III.3.1.2.1 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant...	72
III.3.1.2.2 Estimation du flux rotorique par une méthode d'élimination....	72
III.3.1.2.3 Estimation de flux rotorique par un modèle en tension.....	73
III.3.1.2.4 Estimateur de flux rotorique d'ordre complet.....	74
III.3.1.3 Estimateurs de flux et de vitesse.....	75
III.3.1.3.1 Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux.....	75
III.3.1.3.2 Techniques basées sur la connaissance de la force contre	
électromotrice (f.c.e.m).....	76
III.3.1.3.3 Estimation de la vitesse par un système adaptatif utilisant un	
modèle de référence (MRAS).....	76
III.3.1.3.4 Estimation de la vitesse par un filtre de Kalman.....	78
III.3.1.4 Limites d'utilisation des estimateurs.....	78
III.3.2 Structure d'un observateur.....	78

III.3.2.1 Classification des observateurs.....	79
III.3.2.1.1 En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories.....	79
III.3.2.1.1.1 Observateurs pour les systèmes linéaires.....	79
III.3.2.1.1.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires.....	80
III.3.2.1.2 En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent.....	80
III.3.2.1.2.1 Observateurs de type déterministes.....	80
III.3.2.1.2.2 Observateurs de type Stochastique.....	80
III.3.2.1.3 en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux Peuvent être classés en deux familles.....	80
III.3.2.1.3.1 Observateurs d'ordre complet.....	80
III.3.2.1.3.2 Observateur d'ordre réduit.....	80
III.4 Conclusion.....	81

Chapitre IV : Commande sans capteur mécanique par le filtre de kalman

IV.1 Introduction.....	82
IV.2 Bruit.....	82
IV.2.1 Bruit d'état.....	82
IV.2.2 Bruit de mesure.....	83
IV.3 Filtre de Kalman.....	83
IV.3.1 Filtre de Kalman Étendu.....	87
IV.3.2 Application de filtre de kalman étendu à la machine asynchrone.....	89
IV.3.2.1 Le modèle d'état étendu de la MAS.....	89
IV.3.2.2 Discrétisation du modèle du système.....	90
IV.3.2.3 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état.....	91
IV.4 Commande DTC sans capteur de vitesse d'un MAS utilisant le filtre de kalman étendu.....	94
IV.5 Schéma bloc Simulink de la DTC sans capteur de vitesse utilisant filtre de kalman étendu.....	94
IV.6 Résultats de la simulation et interprétations.....	95
IV.7 Conclusion.....	98

Conclusion générale	99
Bibliographie	101
Annexes	105

Table des notations et symboles

Paramètres de modélisation de la machine :

R_s (Ω)	Résistance statorique par phase,
R_r (Ω)	Résistance rotorique par phase,
l_s (H)	Inductance propre statorique
l_r (H)	Inductance propre rotorique
L_s (H)	Inductance cyclique statorique, $L_s = l_s - m_s$
L_r (H)	Inductance cyclique rotorique, $L_r = l_r - m_r$
M_s (H)	l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques
M_r (H)	l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
M_{sr} (H)	Le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique
L_m (H)	Inductance cyclique mutuelle (entre stator et rotor), $L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$
σ ($-$)	Coefficient de dispersion ou (de Blondel) : $\sigma = 1 - L_m^2 / (L_s L_r)$,
R_{eq} (Ω)	Résistance ramenée au stator : $R_{eq} = R_s + R_r L_m^2 / L_r^2$
p ($-$)	Nombre de paires de pôles,
J ($kg \cdot m^2$)	Moment d'inertie,
F ($Nm \cdot s / rd$)	Coefficient de frottement visqueux,
C_{em} ($N \cdot m$)	Couple électromagnétique.
C_{fr} ($N \cdot m$)	Couple de frottement.
C_r ($N \cdot m$)	Couple de charge,
T_s (s)	Constante de temps statorique,
T_r (s)	Constante de temps rotorique,

Repère :

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés statoriques
$\vec{R}_a, \vec{R}_b, \vec{R}_c$	Axes magnétiques liés aux enroulements triphasés rotoriques
(d, q)	Axes de référentiel de Park (tournant à la vitesse de synchronisme)
(α, β)	Axes de référentiel de Concordia (repère de Park fixe au stator)
ψ (rd)	Position angulaire du système biphasé par rapport du système triphasé,
θ (rd)	Position angulaire du rotor par rapport au stator,
θ_s (rd)	Position angulaire du stator par rapport à l'axe (d) ,
θ_r (rd)	Position angulaire du rotor par rapport à l'axe (d) ,
γ (rd)	L'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique,

Grandeurs électriques au stator :

v_{as}, v_{bs}, v_{cs}	(V)	Tensions statoriques triphasées,
$V_{s,abc}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques triphasées
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
$V_{s,\alpha\beta}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
v_{ds}, v_{qs}	(V)	Tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$V_{s,dq}$	(V)	Vecteur des tensions statoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	(A)	Courants statoriques triphasés,
$I_{s,abc}$	(A)	Vecteur des courants statoriques triphasés,
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$I_{s,\alpha\beta}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
i_{sd}, i_{sq}	(A)	Courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,
$I_{s,dq}$	(A)	Vecteur des courants statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q)

Grandeurs électriques au rotor :

v_{ar}, v_{br}, v_{cr}	(V)	Tensions rotoriques triphasées,
$V_{r,abc}$	(V)	Vecteur des tensions rotoriques triphasées,
$v_{r\alpha}, v_{r\beta}$	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
$V_{r,\alpha\beta}$	(V)	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (α, β) ,
v_{dr}, v_{qr}	(V)	Tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
$V_{r,dq}$	(V)	Vecteur des tensions rotoriques diphasées dans le repère (d, q) ,
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	(A)	Courants rotoriques triphasés,
$I_{r,abc}$	(A)	Vecteur des courants rotoriques triphasés,
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	(A)	Courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
$I_{r,\alpha\beta}$	(A)	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
i_{rd}, i_{rq}	(A)	Courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,
$I_{r,dq}$	(A)	Vecteur des courants rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,

Grandeurs magnétiques au stator :

$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	(Wb)	Fux magnétiques au stator,
$\Phi_{\alpha s}, \Phi_{\beta s}$	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère (α, β) ,
Φ_{sd}, Φ_{sq}	(Wb)	Flux statoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,

Grandeurs magnétiques au rotor :

$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	(Wb)	Flux magnétiques au rotor,
$\Phi_{ar}, \Phi_{\beta r}$	(Wb)	Flux rotoriques diphasés dans le repère (α, β) ,

Φ_{rd}, Φ_{rq} (Wb) Flux rotoriques diphasés dans le repère tournant (d, q) ,

Grandeurs mécaniques :

ω (rd / s) Pulsation électrique correspondante à la vitesse de rotation,
 ω_s (rd / s) Pulsation électrique des grandeurs statoriques,
 $\omega_r = \omega_g$ (rd / s) Pulsation électrique des grandeurs rotoriques (Pulsation de glissement),
 g (–) Glissement de la vitesse de rotation : $\omega_r / \omega_s = (\omega_s - \omega) / \omega_s$,
 f (Hz) Fréquence électrique de la tension d'alimentation,
 Ω (rd / s) Vitesse mécanique de rotation : $\Omega = \omega / p$,
 n_s (tr / mn) Vitesse mécanique de rotation : $N = 30\Omega / \pi$,
 n (tr / mn) Vitesse mécanique nominale de rotation,

Transformations :

$[P]$ (–) Transformation de Park : $X_{abc} \rightarrow X_{dq}$,
 $[C]$ (–) Transformation de Concordia : $X_{abc} \rightarrow X_{\alpha\beta}$,
 $\Re$ (–) Transformation de rotation de 90°,
 A, B, C (–) Les matrices de transition, commande, et de mesure en continue,
 $A_d, B_d,$
 C_d (–) Les matrices de transition, commande, et de mesure en discret,

Grandeurs de la commande :

S_K ($K = a, b, c$) (–) La condition des interrupteurs statiques de l'onduleur,
 m (–) L'indice de modulation,
 r (–) Le taux de modulation,
 f_p (Hz) La fréquence de la tension de la porteuse,
 f_r (Hz) La fréquence de la tension de référence,
 V_p (V) L'amplitude de la tension de la porteuse,
 V_r (V) L'amplitude de la tension de référence,
 T_e (s) Période de commande (ou d'échantillonnage),
 ω^* (rd / s) Consigne ou valeur de référence de la vitesse de rotation électrique,
 x^* (–) Consigne ou valeur de référence de la variable x ,
 K_p (–) Composante proportionnelle du correcteur PI,
 K_i (–) Composante intégrale du correcteur PI,
 K'_p (–) Composante proportionnelle du correcteur IP,
 K'_i (–) Composante intégrale du correcteur IP,

Grandeurs de l'observateur :

$\hat{\omega}$	(rd / s)	Estimation de la vitesse de rotation électrique,
$\hat{x}$	(–)	Estimation de la variable x ,
w, v	(–)	Les bruits d'état, de mesure,
Q, R	(–)	Matrices de variance-covariance de bruit d'état, de mesure,
K	(–)	Gain de Kalman,
F	(–)	Matrice transition linéarisée,
H	(–)	Matrice de mesure linéarisée,
$P[k + 1/k]$	(–)	Matrices de variance-covariance d'erreur de prédiction,
$P[k + 1/k + 1]$	(–)	Matrices de variance-covariance d'erreur d'estimation,
$x[k + 1/k]$	(–)	Vecteur d'état prédit,
$x[k + 1/k + 1]$	(–)	Vecteur d'état estimé,

Sigles utilisés pour la modélisation de la machine :

MAS	(–)	Machine Asynchrone,
$f.e.m$ (e)	(–)	Force électro-Motrice,
MLI (PWM)	(–)	Modulation de Largeur d'Impulsion (Pulse-Width Modulation),
IGBT	(–)	Transistors bipolaires à grille isolée (Insulated Gate Bipolar Transistor),
GTO	(–)	Thyristors commandés à l'ouverture (Gate-Turn-Off Thyristors)
MOSFET	(–)	Transistors à Effet de Champ Metal-Oxyde-Semiconducteur

Sigles utilisés pour la commande :

DTC(DTFC)	(–)	Direct Torque Control (Direct Torque and Flux Control),
DSC	(–)	Direct Self Control
DVMC	(–)	Direct Vector Modulation Control
FOC	(–)	Field Oriented Control (contrôle d'Orientatation du Flux),
PI	(–)	Proportionnel Integral (Correcteur),
IP	(–)	Integral Proportionnel (Correcteur),

Sigles utilisés pour l'observateur :

EKF	(–)	Extended Kalman Filter,
MRAS	(–)	Model Reference Adaptive System.

Liste des figures chapitre I :

Figure (I.1)	Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.....	5
Figure (I.2)	Stator de la machine asynchrone triphasée à cage.....	5
Figure (I.3)	Rotor de la machine asynchrone triphasée à cage.....	6
Figure (I.4)	Eléments constitutifs et organes mécaniques du moteur asynchrone à cage d'écureuil.....	7
Figure (I.5)	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée....	9
Figure (I.6)	Transformation de Park pour un système énergétique triphasé.....	12
Figure (I.7)	Décomposition de la transformation de Park pour un système énergétique.....	14
Figure (I.8)	Repérage angulaire des systèmes d'axes fictifs de la machine asynchrone.....	15
Figure (I.9)	structure de l'association convertisseur-MAS.....	23
Figure (I.10)	Schéma de principe d'un onduleur à MLI alimentant la MAS.....	25
Figure (I.11)	Description de la commande MLI sinus – triangle.....	28
Figure (I.12)	Modèle Simulink de la commande MLI sinus – triangle.....	30
Figure (I.13)	Simulation de la commande MLI sinus –triangle.....	30,31
Figure (I.14)	Diagramme Simulink de la machine asynchrone et son alimentation.	32
Figure (I.15)	Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension avec application du couple résistant C_r de 10 N.m à $t=1.5s$	32,33

Liste des figures chapitre II :

Figure (II.1)	Schéma de principe du contrôle direct de couple.....	36
Figure (II.2)	Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs de l'onduleur.....	37
Figure (II.3)	Représentation du polygone de commutation.....	39
Figure (II.4)	Evolution du vecteur flux statorique en fonction de la vectrice tension appliqué qui permet : (a) d'augmenter; (b) de diminuer le module de flux statorique.....	41

Figure (II.5)	Trajectoire du flux statorique	41
Figure (II.6)	Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites.....	42
Figure (II.7)	Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur de tension appliqué.....	43
Figure (II.8)	Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs.....	44
Figure (II.9)	Correcteur de flux à hystérésis.....	46
Figure (II.10)	Correcteur de couple à trois niveaux.....	48
Figure (II.11)	La structure du contrôle direct du couple.....	50
Figure (II.12)	Schéma synoptique d'un correcteur IP.....	51
Figure (II.13)	Schéma bloc de régulation de la vitesse ω par correcteur IP.....	51
Figure (II.14)	Schéma de simulation d'un régulateur IP.....	52
Figure (II.15)	Schéma bloc Simulink de la DTC.....	53
Figure (II.16)	Résultats de simulation de la commande DTC à haut vitesse (157rad/s).....	53,54
Figure (II.17)	Résultats de simulation de la commande DTC à basse vitesse (5.2rad/s).....	55,56
Figure (II.18)	Résultats de simulation de la commande DTC à vide (inversion du sens de rotation de 157rad/s à -157rad/s à $t=1.5$).....	56,57
Figure (II.19)	Test de robustesse pour une variation de R_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC.....	58,59
Figure (II.20)	Test de robustesse pour une variation de R_s de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC.....	60,61
Figure (II.21)	Test de robustesse pour une variation de L_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC.....	61,62,63
Figure (II.22)	Test de robustesse pour une variation de L_s de +10 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC.....	63,64

Liste des figures chapitre III :

Figure (III.1)	les codeurs incrémentaux.....	67
Figure (III.2)	les codeurs absolus.....	68
Figure (III.3)	schéma de principe d'un résolveur.....	69
Figure (III.4)	Schéma de principe d'un estimateur.....	70

Figure (III.5)	Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant.....	72
Figure (III.6)	Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur la méthode d'élimination.....	73
Figure (III.7)	Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension	73
Figure (III.8)	Estimateur de flux d'ordre complet en boucle ouverte.....	74
Figure (III.9)	Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique additionné à un modèle en courant.....	76
Figure (III.10)	Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS.....	77
Figure (III.11)	Schéma Fonctionnel d'un Observateur.....	79

Liste des figures chapitre IV :

Figure (IV.1)	Le modèle simulink de filtre de kalman étendu	89
Figure (IV.2)	Structure globale du filtre de Kalman étendu	92
Figure (IV.3)	Structure globale du filtre de Kalman étendu (détaillée)	93
Figure (IV.4)	commande DTC sans capteur de vitesse utilisant filtre de kalman étendu	94
Figure (IV.5)	Schéma bloc Simulink de la commande DTC sans capteur de vitesse utilisant filtre de kalman étendu.....	95
Figure (IV.6)	Réponses du système pour un fonctionnement en charge à haute vitesse 1500tr/min (157rad/s), et un couple de charge à $t=1.5s$ (vitesse mesuré).....	95,96
Figure (IV.7)	Réponses du système pour un fonctionnement en charge à haute vitesse 1500tr/min (157rad/s), et un couple de charge à $t=1.5s$	96,97
Figure (IV.8)	Réponses du système pour un fonctionnement en charge à haute vitesse (inversion de sens de rotation de 157rad/s à -157rad/s à $t=1.5s$).....	97

Liste des tableaux :

Tableau (II.1)	détermination des vecteurs de tensions d'états de l'onduleur.....	38
Tableau (II.2)	Position du vecteur flux statorique.....	45
Tableau (II.3)	Table de commutation proposée par Takahashi.....	48
Tableau (II.4)	Paramètres du correcteur IP de la vitesse.....	52

Introduction générale

Le moteur asynchrone se distingue des moteurs à courant continu par sa puissance, sa vitesse, sa robustesse et son faible coût. L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié dans de nombreux domaines industriels comme la chimie ou la médecine (entretien moins fréquent) ou même l'aérospatiale. Cependant ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de la commande. Le couplage non linéaire existant entre le flux magnétique et le couple moteur est de nature non linéaire plus complexe à mettre en œuvre que celui d'un moteur à courant continu. Malgré cela, depuis plusieurs années, la place du moteur à induction dans les applications industrielles ne cesse de croître. Cette présence du moteur asynchrone dans les entraînements régulés est due à l'évolution technologique, notamment en matière de semi-conducteurs, qui a permis la construction des convertisseurs de puissances élevées, capables de délivrer des tensions ou des courants d'amplitudes et de fréquence réglables. Ces dispositifs électroniques nous ont donc permis de retrouver, avec le moteur asynchrone, la souplesse de contrôle et la qualité de la conversion électromagnétique, naturellement obtenues jusqu'alors avec le moteur à courant continu.

Pour remédier au problème du non linéarité de la machine asynchrone, il fallait penser à une stratégie de commande, qui assurerait un découplage de ces moteurs et à une souplesse de réglage analogue à celle des entraînements à courant continu.

La commande vectorielle par orientation du flux se base sur un contrôle effectif de l'état magnétique. Elle a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cependant cette structure nécessite, en générale, la mise en place de capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique. De plus, elle reste très sensible aux variations de paramètres de la machine. Pour pallier ces problèmes de sensibilité, les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle direct du couple dite DTC (direct torque control). Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteurs mécaniques. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [1] [2].

Que ce soit la commande vectorielle ou la commande directe du couple pour asservir la vitesse de la charge, il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. Pour des raisons économiques et/ou de sûreté de fonctionnement, certaines applications imposent de s'en affranchir.

L'information sur la vitesse doit alors être reconstruite à partir des grandeurs électriques.

De multiples études ont été menées, nous pouvons distinguer plusieurs approches. Celles basées sur un modèle de comportement de la machine s'appuient notamment sur des techniques d'observation issues de l'automatique, [3], d'autres que l'on pourrait qualifier d'approche sans modèle reposent sur une heuristique et sont proches de l'intelligence artificielle (réseaux de neurones), [4]. Une dernière utilise les phénomènes parasites liés à la géométrie de la machine qui introduisent des harmoniques, fonctions de la vitesse du moteur. La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur, de mettre l'accent sur les performances statiques et dynamiques de celui-ci en fonction du point de fonctionnement de la machine [5].

L'objectif principal de ce mémoire est de présenter une commande DTC sans capteur de vitesse en utilisant le filtre de *kalman étendu* pour l'estimation de la vitesse. Ce qui nous a conduits à synthétiser un algorithme de commande qui permet l'observation de flux statorique en plus de la vitesse [1].

Ce mémoire est subdivisé en quatre chapitres :

Dans **le premier chapitre**, nous présenterons un aperçu théorique qui concerne la constitution et le principe de fonctionnement de la machine asynchrone (fonctionnement en moteur). Et afin d'analyser le comportement dynamique et statique de la machine, une modélisation de la machine commandée en tension et basée sur la transformation de Park nous permettra d'avoir un modèle à deux axes plus simple.

Etant donné, que la MAS est utilisée actuellement dans les entraînements à vitesse variable, l'association d'un convertisseur de fréquence est nécessaire pour assurer cet objectif. Le convertisseur choisi sera un onduleur à deux niveaux de tensions commandé par la technique à MLI (sinus-triangle). L'association Machine-Convertisseur sera simulée. Et évalué à travers les résultats obtenus.

Le modèle de la MAS associée à son convertisseur montre un couplage entre les flux et les couples il est intéressant de trouver un moyen de rendre leur contrôle indépendant afin d'améliorer les performances. Parmi les solutions plus adéquates actuellement on trouve la DTC ce qui a fait l'objet du deuxième chapitre.

Dans **le deuxième chapitre** nous avons exposé le principe de base de la DTC caractérisé par le choix optimal des vecteurs de tensions statoriques selon les différences entre les références du couple et du flux statoriques et leurs valeurs réelles en utilisant de simples comparateurs à hystérésis.

Le modèle de la machine associée à la commande DTC a été simulé sous MATLAB/SIMULINK.

Le troisième chapitre constitue un état de l'art des différentes techniques d'estimation et d'observation du flux et de la vitesse utilisés dans la commande de la machine asynchrone. La classification des observateurs nous a permis de choisir, en se basant sur l'environnement de travail (stochastique) le filtre de Kalman étendu.

Le dernier chapitre sera consacré à la commande directe du couple sans capteur de vitesse associée à un filtre de KALMAN étendu.

Finalement, en conclusion générale, nous avons présenté un résumé des résultats obtenus concernant les différents aspects étudiés dans ce mémoire et quelques perspectives pour le futur.

Chapitre I

Modélisation de la MAS et son alimentation

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone, est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple, robuste et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître [6]. En effet, il entre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage, etc...)[7].

La première partie de ce chapitre traitera la constitution et le principe de fonctionnement et la modélisation du moteur asynchrone, basée sur la transformation de Park, l'application de cette dernière à la machine asynchrone permettra d'avoir un modèle à deux axes qui représente l'image du modèle triphasé. La deuxième partie sera consacré à un exposé détaillé de l'association convertisseur moteur asynchrone, le modèle sera testé par simulation, et évalué à travers les différents résultats.

I.2 Constitution de la machine asynchrone [13]

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux-mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil [8].

A cause de ses avantages indéniables : sa construction simple, son coût de revient peu élevé, sa sûreté de fonctionnement, sa robustesse, et surtout sa maintenance simple et économique [9].

Dans ce travail, nous nous intéressons à la machine asynchrone à cage d'écureuil.

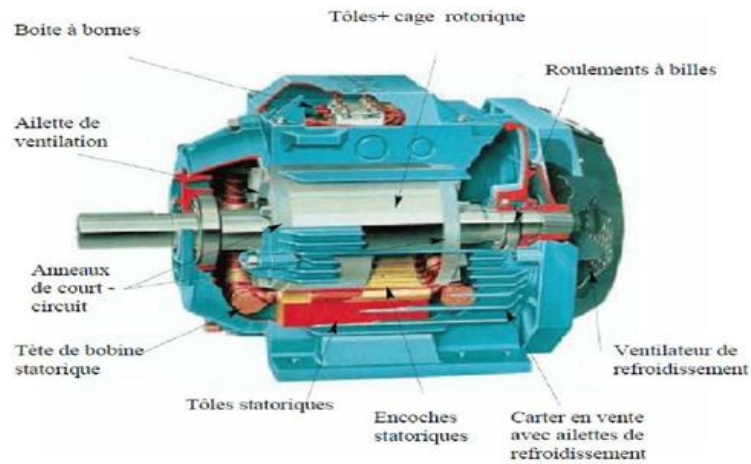


Figure (I.1) : Eléments de constitution d'une machine asynchrone à cage d'écureuil

I.2.1 Le stator [13]

Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.

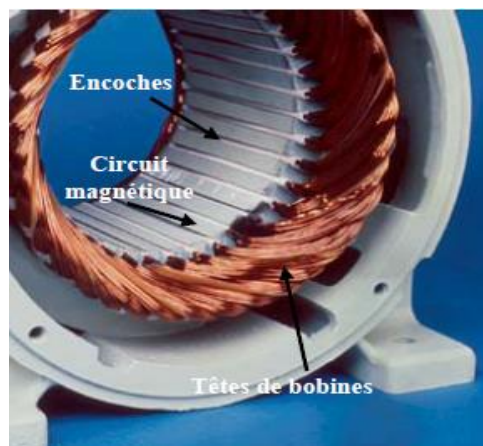


Figure (I.2) : Stator de la machine asynchrone triphasée à cage [10]

- Le bobinage statorique peut se décomposer en deux parties les conducteurs d'encoches et les têtes de bobines.
- Les conducteurs d'encoches permettent de créer dans l'entrefer le champ magnétique à l'origine de la conversion électromagnétique.
- Les têtes de bobines permettent, quant à elles, la fermeture des courants en organisant la circulation judicieuse des courants d'un conducteur d'encoche à l'autre.

L'objectif est d'obtenir à la surface de l'entrefer une distribution de courant la plus sinusoïdale possible, afin de limiter les ondulations du couple électromagnétique [11].

I.2.2 Le rotor [13]

Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un conducteur d'encoche (barre rotorique) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor. Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Dans le cas de rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor. Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre [11], [12].

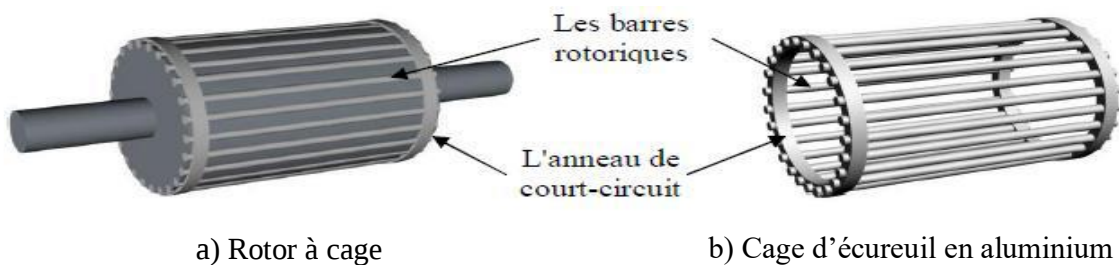


Figure (I.3) : Rotor de la machine asynchrone triphasée à cage

I.2.3 Les organes mécaniques

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts radiaux et tangentiels dus aux forces centrifuges, des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régime permanent, transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation. Le second palier est libre pour assurer les dilatations thermiques de l'arbre. Une isolation électrique de l'un des paliers assure l'élimination des courants dans l'arbre dû aux dissymétries des réluctances du circuit magnétique. Ils sont généralement à roulements pour les machines de petite et moyenne puissance [14].

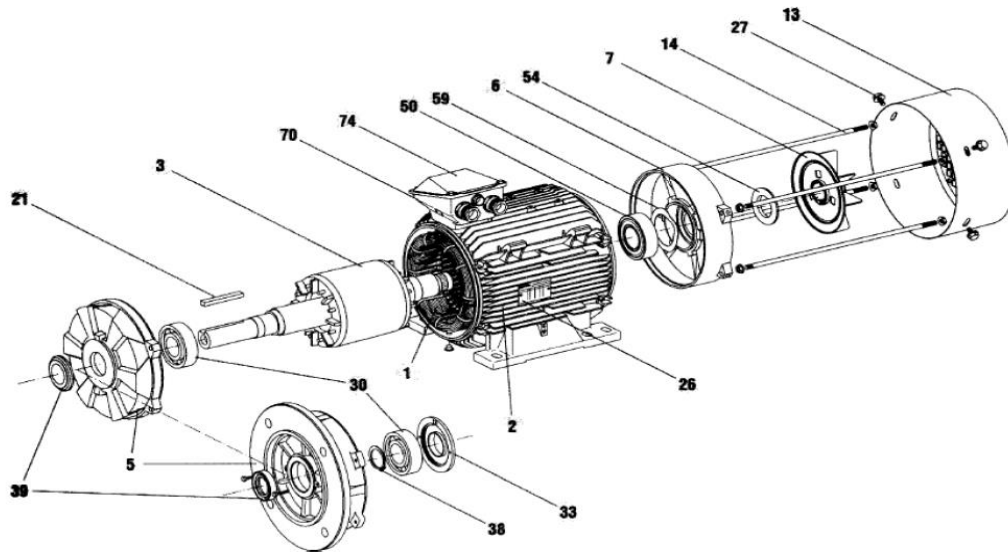


Figure (I.4) : Eléments constitutifs et organes mécaniques du moteur asynchrone à cage d'écureuil [15]

1 Stator bobiné	27 Vis de fixation du capot
2 Carter	30 Roulement côté accouplement
3 Rotor	33 Chapeau intérieur côté accouplement
5 Flasque côté accouplement	38 Ci clips de roulement côté accouplement
6 Flasque arrière	39 Joint côté accouplement
7 Ventilateur	50 Roulement arrière
13 Capot de ventilation	54 Joint arrière
14 Tiges de montage	59 Rondelle de pré charge
21 Clavette	70 Corps de boîte à bornes
26 Plaque signalétique	74 Couvercle de boîte à bornes

I.3 Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique n_s , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation $f(Hz)$ et au nombre de paire de pôles p de chacun des enroulements par [16]:

$$n_s = \frac{60f}{p}; [trs/min] \quad (I.1)$$

Lorsque le rotor tourne à une vitesse n différente de n_s (asynchrone), l'application de la loi de *Faraday* aux enroulements rotoriques montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de *LENZ* ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donné naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor [17].

$$e = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (I.2)$$

e : est la force électromotrice (f.é.m) induite (ou d'induction).

Φ : est le flux magnétique variable.

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

$$n_s = \frac{\omega_s}{p} \quad (I.3)$$

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

$$n = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.4)$$

Cette vitesse est inférieure à n_s , il n'est pas au synchronisme du champ: la machine est dite asynchrone. De ce fait, selon que n est inférieure (hypo synchrone) ou supérieure (hyper synchrone) à n_s , la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître n , ou un couple résistant tendant à réduire n , de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart ($n_s - n$). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement «g» défini par [17]:

$$g = \frac{n_s - n}{n_s} = \frac{\omega_s - \omega}{\omega_s} = \frac{\omega_g}{\omega_s} \quad (I.5)$$

ω_g : Pulsation de glissement

I.4 Modélisation de la machine asynchrone

I.4.1 Introduction

Avant toute synthèse de lois de commande, il est indispensable d'établir une modélisation adaptée. La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus.

Ce premier chapitre est consacré à la modélisation du système (onduleur – machine asynchrone).

Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la MAS dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur à deux niveaux avec sa structure de commande : la commande MLI sinus – triangle [7].

I.4.2 Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [7]:

1. Les flux sont proportionnels aux courants via les inductances propres et mutuelles (*hypothèse de linéarité magnétique*)
2. La saturation et les pertes fer (courant de Foucault et hystérésis) dans le circuit magnétique sont négligées
3. La machine est modélisée comme une machine tournante, triphasé au stator et triphasé au rotor. L'entrefer est constant. L'effet des encoches est négligé et les forces magnétomotrices sont à distribution spatiale sinusoïdale
4. La parfaite symétrie de la machine (*bobinage triphasé symétrique*)

I.4.3 Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc

La machine asynchrone est représentée par la Figure (I.5), par ces six enroulements dans l'espace électrique. L'angle θ repère l'axe de la phase statorique de référence $\vec{S}_a$ par rapport à l'axe de la phase rotorique $\vec{R}_a$ [7].

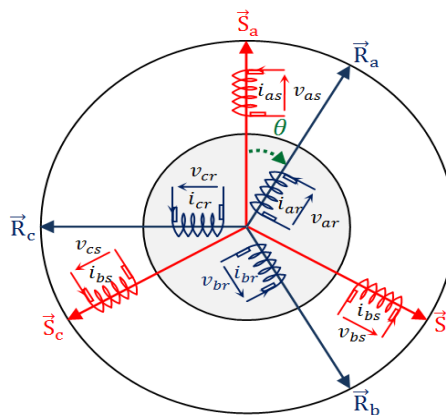


Figure (I.5) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Notons que θ caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator, d'où la vitesse angulaire :

$$\omega = p \cdot \Omega = \frac{d\theta}{dt} \quad (I.6)$$

p : Paires de pôles

I.4.4 Mise en équation de la machine asynchrone dans le repère triphasé

Le comportement de la machine asynchrone peut être traduit par trois types d'équations [7] :

- *Equations électriques.*
- *Equations magnétiques.*
- *Equation mécanique.*

I.4.4.1 Equations électriques

En appliquant la loi d'Ohm généralisée à chaque phase (Figure I.5), les équations de tension des trois phases statoriques et rotoriques s'écrivent pour le stator avec l'indice "s" et le rotor avec l'indice "r" comme suit :

$$\begin{cases} [v_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [v_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (I.7)$$

Avec : $[v_s] = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs}]^T$; $[i_s] = [i_{as} \ i_{bs} \ i_{cs}]^T$; $[\Phi_s] = [\Phi_{as} \ \Phi_{bs} \ \Phi_{cs}]^T$

$[v_r] = [v_{ar} \ v_{br} \ v_{cr}]^T$; $[i_r] = [i_{ar} \ i_{br} \ i_{cr}]^T$; $[\Phi_r] = [\Phi_{ar} \ \Phi_{br} \ \Phi_{cr}]^T$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

I.4.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses que nous avons présentées précédemment, conduisant à une matrice des inductances, qui établissent les relations linéaires entre les flux et les courants :

$$\begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \text{ et } [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

M_{sr} : représente la valeur maximale des inductances mutuelles entres phases statoriques et rotoriques

θ : L'angle de rotation du rotor par rapport au stator

$L_s(L_r)$: Matrice d'inductances statorique (rotorique)

$l_s(l_r)$: L'inductance propre d'une phase statorique (rotorique)

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelle stator-rotor

I.4.4.3 Equation mécanique

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (le démarrage, la variation de charge à l'arbre...etc.) on ajoute l'équation au mouvement du système :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F \cdot \Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{I.12})$$

Dont le couple électromagnétique est donné par une relation suivante qui peut être dérivée de l'expression de la Co-énergie et qui s'exprime par [18], [19]:

$$C_{em} = [I_s]^T \left\{ \frac{d}{d\theta} [M_{sr}] \right\} [I_r] \quad (\text{I.13})$$

La résolution analytique du système d'équations (I.7), (I.9) et (I.13) se heurte à des difficultés du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position (I.11), ce qui conduira à l'usage de la transformation de *Park* qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position [20].

I.4.5 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé de Park [7]

En régime transitoire, les équations différentielles de la machine asynchrone tournante contiennent des termes à coefficients périodiques provenant des inductances mutuelles. Pour surmonter cette difficulté, la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple.

Un changement de variables simple qui exprime une transformation des variables triphasées des éléments d'un circuit énergétique « Z » à un système de référence arbitraire, peut être schématisé par la Figure (I.6)

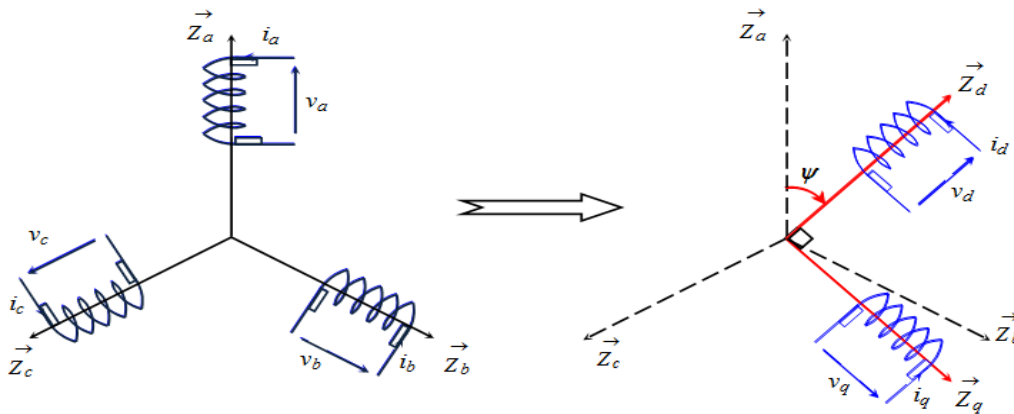


Figure (I.6) : Transformation de Park pour un système énergétique triphasé

Remarque (I. 1) : La transformation des grandeurs du référentiel $(\vec{Z}_a, \vec{Z}_b, \vec{Z}_c)$ ou (a, b, c) en grandeurs dans le référentiel $(\vec{Z}_d, \vec{Z}_q)$ ou (d, q) a été originellement établie pour décomposer la *f. é. m* créée par le stator d'une machine à courant alternatif selon deux axes [19].

En écriture matricielle, on peut écrire :

$$[X_{dqh}] = [P(\psi)][X_{abc}] \quad (\text{I.14})$$

$$[X_{abc}] = [P(\psi)]^{-1}[X_{dqh}] \quad (\text{I.15})$$

I.4.5.1 Transformation orthogonale de Park

La transformation ci-dessous est dite orthogonale, c'est-à-dire une transformation qui conserve la puissance et vérifie l'égalité mathématique suivante :

$$[P(\psi)]^{-1} = [P(\psi)]^T \quad (\text{I.16})$$

Remarque (I. 2): Cette transformation est souvent utilisée dans les problèmes de commande des machines électriques. Elle conserve l'invariance de la puissance, mais pas les amplitudes des grandeurs. On définit donc la matrice de transformation de Park par:

$$[P(\psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \psi & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

Et la matrice de transformation inverse par :

$$[P(\psi)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \psi & -\sin \psi & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\psi - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\psi - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

La transformation (I.17) permet en général, le passage du système triphasé désigné par (a, b, c) à un système diphasé (d, q) quelques soient les grandeurs électriques ou électromagnétiques (*flux, courant et tension*).

Le changement de variables relatifs aux courants, aux tensions et aux flux est défini par :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} = [P(\psi)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

Avec : $x = v, i, \Phi$

La transformation inverse est obtenue par :

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\psi)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_h \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

Pour un système triphasé équilibré, on a : $\underline{x}_a + \underline{x}_b + \underline{x}_c = 0$

Cela implique que la composante d'indice « h » (composante homopolaire) est nulle.

I.4.5.2 Décomposition de la transformation de Park :

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle de rotation ψ , la transformation orthogonale de Park, ainsi particularisée, porte le nom « transformation de Concordia » $[C]$, et les axes (d, q) sont habituellement désignés par (α, β) .

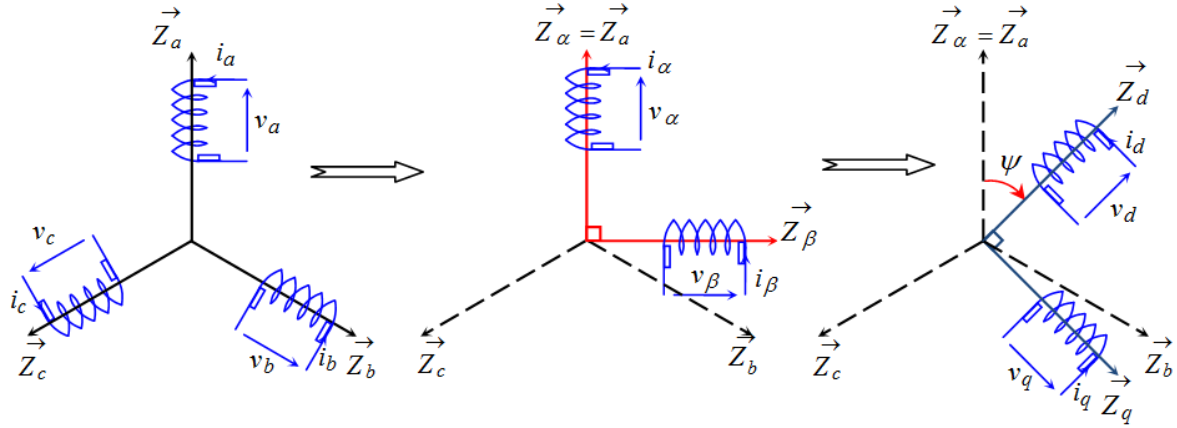


Figure (I.7) : Décomposition de la transformation de Park pour un système énergétique

Remarque (I. 3) : dans le cas où l'on décompose la transformation *non-orthogonale* de Park, la transformation résultante, caractérisée par $\psi = 0$, est nommée «*transformation de Clark*».

En fait, la transformation de Park est constituée de deux opérations : une transformation linéaire (triphase diphasé), et une autre de rotation d'angle ψ . Le passage aux axes (d, q) s'effectue tout simplement au moyen de la matrice de rotation $[\mathcal{R}(\psi)]$ de sorte que :

$$[P(\psi)] = [\mathcal{R}(\psi)][C] \quad (I.21)$$

Avec :

$$[X_{\alpha\beta h}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \cdot [X_{abc}] \quad (I.22)$$

Ou :

$$[X_{\alpha\beta h}] = [C][X_{abc}] \quad (I.23)$$

Et :

$$[X_{dqh}] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) & 0 \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} [X_{\alpha\beta h}] \quad (I.24)$$

Avec :

$$[X_{dqh}] = [\mathcal{R}(\psi)] [X_{\alpha\beta h}] \quad (I.25)$$

Et X représente un vecteur triphasé électrique ou magnétique.

Nous négligeons la composante homopolaire car nous considérons que le système est équilibré. Le changement de variables relatif aux courants, aux tensions et aux flux est défini par la transformation :

$$[X_{dq}] = [R(\psi)] [X_{\alpha\beta}] \quad (I.26)$$

Avec :

$$[R(\psi)] = \begin{bmatrix} \cos(\psi) & \sin(\psi) \\ -\sin(\psi) & \cos(\psi) \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Et :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

La Figure (I.8) permet de définir les divers référentiels et les relations spatiales qui les lient

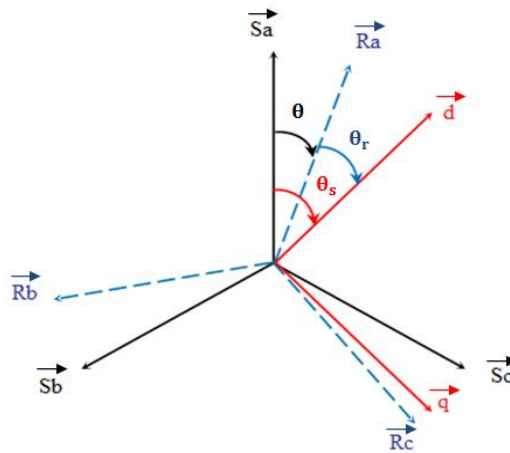


Figure (I.8) : Repérage angulaire des systèmes d'axes fictifs de la machine asynchrone

En effet, deux transformations vers le même référentiel de Park sont définies à partir de la matrice de Park, dans laquelle l'angle ψ est remplacé par θ_s pour les grandeurs statoriques et par θ_r pour les grandeurs rotoriques, nous les notons respectivement : $[P(\theta_s)]$ et $[P(\theta_r)]$

On voit aussi que θ_s et θ_r sont liés naturellement à θ par la relation rigide :

$$\theta = \theta_s - \theta_r \quad (I.29)$$

Et par suite :

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \quad (I.30)$$

I.4.5.3 Choix du référentiel

Il y a trois transformations de référentiel qui sont couramment employées dans la simulation des machines électriques. Dans chaque cas il s'agit d'assigner une vitesse particulière au référentiel pour obtenir une transformation donnée. Ces transformations se font dans les référentiels suivants [13]:

1. référentiel fixé au stator ou stationnaire :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0, \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega \quad (I.31)$$

La transformation dans le référentiel (d, q) fixé au stator ou stationnaire porte aussi le nom de transformation de *Clarke* dans le cas de la non conservation de puissance ou celle de *Concordia* ou transformation en (α, β) dans le cas contraire. Ce référentiel étant fixe, la vitesse est nulle. L'angle du référentiel demeurera constant (un angle nul) Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs.

2. référentiel fixé au rotor (référentiel tournant $d\psi/dt = \omega$) : axes désignés par (x, y) .

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0, \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad (I.32)$$

Ce référentiel est immobile par rapport au rotor, utilisé pour l'étude des régimes transitoires des machines asynchrones et synchrones.

3. référentiel lié au champ tournant (référentiel tournant à la vitesse de pulsation synchrone $d\psi/dt = \omega_s$: axes désignés par (d, q) .

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s, \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega = \omega_g \quad (I.33)$$

Où ω_g : est la pulsation de glissement

Ce référentiel tourne à la vitesse du champ tournant du stator, souvent utilisé dans l'étude et la synthèse des lois de commande.

Dans la suite, nous allons développer les modèles de la machine asynchrone liés au stator et au champ tournant.

I.4.5.3.1 Référentiel lié au stator [13]

Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d, q) lié au stator s'écrivent sous la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 v_{\alpha s} &= R_s i_{\alpha s} + \frac{d\Phi_{\alpha s}}{dt} \\
 v_{\beta s} &= R_s i_{\beta s} + \frac{d\Phi_{\beta s}}{dt} \\
 v_{\alpha r} &= 0 = R_r i_{\alpha r} + \frac{d\Phi_{\alpha r}}{dt} + \omega \Phi_{\beta r} \\
 v_{\beta r} &= 0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\Phi_{\beta r}}{dt} - \omega \Phi_{\alpha r}
 \end{aligned} \tag{I.34}$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.4.5.3.2 Référentiel lié au champ tournant [13]

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant :

$$\begin{aligned}
 v_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\
 v_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_g \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_g \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{I.35}$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel, est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent. Il est alors plus aisé de faire la régulation.

I.4.5.4 Couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est défini par (I.12) [19]:

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \quad (I.36)$$

p : Nombre de paires de pôles.

I.4.5.5 Equation mécanique [7]

En appliquant les relations fondamentales de la dynamique à la machine asynchrone, l'équation mécanique est donnée par :

$$\frac{J}{p} \frac{d(\omega)}{dt} = C_{em} - C_r - C_{fr} \quad (I.37)$$

Où : J : Moment d'inertie des parties tournantes

C_r : Couple résistant

C_{fr} : Couple de frottement

Le couple de frottement est donné par:

$$C_{fr} = F \cdot \Omega = \frac{F}{p} \omega \quad (I.38)$$

Ainsi, l'équation mécanique peut être reformulé par :

$$\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - C_r - (F / p) \cdot \omega \quad (I.39)$$

I.4.5.6 Modèle de la machine asynchrone sous forme d'état [13]

Une caractéristique importante du modèle est la nature des variables d'état. Dans la plupart des modèles de machines électriques, les variables d'état sont généralement les courants circulant dans les divers enroulements de la machine ou les flux de ces mêmes enroulements. Le choix devrait être dicté par le système d'équations qui requiert le moins de calcul.

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = f(X, U, t) \\ Y = g(X, U, t) \end{cases} \quad (I.40)$$

Avec : X : Vecteur d'état

U : Vecteur d'entrée ou de commande

Y : Vecteur de sortie

I.4.5.6.1 Modèle d'état dans un référentiel tournant [7]

Différentes possibilités sont offertes pour le choix du vecteur d'état. Parmi ces choix; citons :

$$X = (\Phi_{ds} \ \Phi_{qs} \ i_{ds} \ i_{qs})$$

$$X = (\Phi_{ds} \ \Phi_{qs} \ i_{dr} \ i_{qr})$$

$$X = (\Phi_{dr} \ \Phi_{qr} \ i_{dr} \ i_{qr})$$

$$X = (\Phi_{dr} \ \Phi_{qr} \ i_{ds} \ i_{qs})$$

Nous allons choisir le vecteur d'état suivant : $[i_{dr} \ i_{qr} \ \Phi_{ds} \ \Phi_{qs} \ \omega]^T$

Pour cela, exprimons i_{dr} , i_{qr} , Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction des variables d'état choisies. On aura [21], [22], [36] :

$$\begin{aligned} i_{dr} &= \frac{1}{L_r} \Phi_{dr} - \frac{L_m}{L_r} i_{ds} \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_r} \Phi_{qr} - \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \\ \Phi_{ds} &= L_s \sigma i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qs} &= L_s \sigma i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \end{aligned} \tag{I.41}$$

Où : $L_s = l_s - m_s$, $L_r = l_r - m_r$ et $L_m = \frac{3}{2} m_{sr}$ sont les inductances cycliques statorique, rotorique et mutuelle

Avec : l_s, l_r : Inductances propres statoriques et rotorique

m_s, m_r : Inductances mutuelles entre phases statoriques (rotoriques)

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

En remplaçant Φ_{ds} et Φ_{qs} en fonction de (i_{ds}, i_{qs}) et (Φ_{dr}, Φ_{qr}) dans le système (I.35), on aboutit aux équations suivantes:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= R_s i_{ds} + L_s \sigma \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \omega_s \left[L_s \sigma i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{qr} \right] \\ v_{qs} &= R_s i_{qs} + L_s \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \omega_s \left[L_s \sigma i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \Phi_{dr} \right] \end{aligned} \quad (I.42)$$

D'après les deux dernières équations de (I.35), on a:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \Phi_{dr} &= -R_r i_{dr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} &= -R_r i_{qr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (I.43)$$

Le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension en fonction des variables d'état est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ds} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{eq} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{L_r} \omega \Phi_{qr} + v_{ds} \right] \\ \frac{d}{dt} i_{qs} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-\omega_s \sigma L_s i_{ds} - R_{eq} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega \Phi_{dr} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_{qr} + v_{qs} \right] \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \Phi_{qr} - \omega_g \Phi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} C_{em} - \frac{f}{J} \omega - \frac{P}{J} C_r \end{cases} \quad (I.44)$$

Avec : $C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds})$; $R_{eq} = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right)$; $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

On pose $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique et $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ est la constante de temps

statorique, le système (I.44) s'écrit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{ds} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{ds} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} + \omega_s i_{qs} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{dr} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \omega_g i_{ds} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \Phi_{dr} + \omega_g \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \frac{1}{T_r} \Phi_{qr} - \omega_g \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{p}{J} C_r \end{cases} \quad (I.45)$$

I.4.5.6.2 Modèle d'état dans un référentiel fixe au stator

Ce référentiel est noté (α, β) , il se traduit par les conditions $\frac{d\theta_s}{dt} = 0$ et $\omega_g = -\omega$ La représentation d'état est donnée par [21], [22], [36], [7]:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_{s\alpha} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \frac{d}{dt} i_{s\beta} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \\ \frac{d}{dt} \omega = \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{f}{J} \omega - \frac{p}{J} C_r \end{cases} \quad (I.46)$$

Où les variables d'état sont les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, les flux rotoriques $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$ et la vitesse rotorique ω . Les tensions statoriques $(v_{s\alpha}, v_{s\beta})$ sont les variables de contrôle. Le couple électromagnétique exprimé en fonction de ces variables d'état est donné par :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.47)$$

Le modèle (I.46) dans ce cas peut être mis sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dX}{dt} = A.X + B.U \\ Y = C.X \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

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

Où : X : Vecteur d'état.

U : Vecteur d'entrée ou de commande.

A : matrice d'évolution du système.

B : matrice de commande du système.

C : matrice de sortie.

Le modèle de la MAS est donné sous forme matricielle suivante :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \omega_r \\ \omega_r & -\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1}{\sigma T_r} & -\frac{1}{\sigma L_s} \omega_r & \frac{1}{\sigma L_s T_r} \\ -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.49})$$

Où : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps statorique.

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

I.5 Modélisation de l'alimentation de la MAS

I.5.1 Introduction [7]

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance les convertisseurs statiques permettent par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur.

Dans le domaine de la commande des moteurs asynchrones, de puissance inférieure à 500 kW, une structure de puissance fait maintenant l'unanimité est l'utilisation de la technique MLI [23] (Modulation de la largeur d'impulsion), en anglais (Pulse-Width Modulation) soit PWM. Les progrès en coût et en performances accomplis par les interrupteurs de puissance, ont permis à cette structure très simple de s'imposer. La modulation de largeur d'impulsions consiste à commander les interrupteurs de manière à délivrer au moteur une suite

d'impulsions d'amplitude fixe, positives ou négatives et modulées en largeur dont l'objectif est la réduction des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants. Cela permettra de réduire la pollution du réseau électrique en harmonique qui cause l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple, et par conséquent augmenter le rendement.

I.5.2 Description du système d'alimentation

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure (I.9) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable. L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur via un redresseur à diodes et un filtre LC [24], [25], [7]:

- Un redresseur connecté au réseau ; ce redresseur peut être à base de diodes ou de thyristors, mais celui des diodes est caractérisé par la simplicité, son faible coût et un facteur de puissance important.
- Un filtre de type passe-bas (LC) qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension.
- Un onduleur de tension de type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I). permet de produire à partir d'une tension continue une tension alternative.

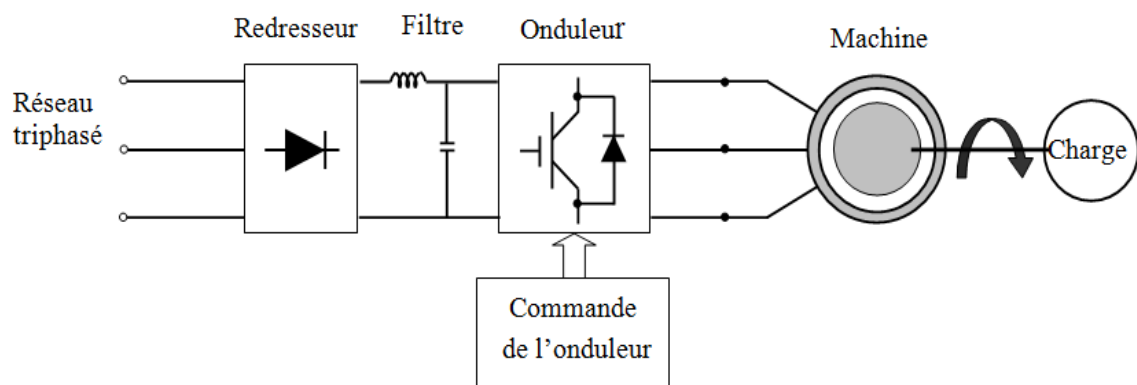


Figure (I.9) : structure de l'association convertisseur-MAS

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

- Un couple avec le minimum d'ondulation possible, contrôlable par le plus petit nombre de variable, en régime dynamique comme en régime permanent.
- Une large plage de variation de vitesse.
- Des constantes de temps électrique et mécanique faible.

- La source d'alimentation triphasée est supposée symétrique, de fréquence et d'amplitude de tension constante.

Dans ce qui suit, nous nous intéressons uniquement à la modélisation de l'onduleur.

I.5.2.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tensions et de ses commandes MLI

I.5.2.1.1 Introduction [7]

L'onduleur de tension est un convertisseur statique continu-alternatif. Il permet d'obtenir par un jeu d'interrupteur une tension alternative à partir d'une source de tension continue, et en même temps d'imposer à la machine des ondes de tension à amplitudes et fréquences variable à partir d'un réseau standard 220/380V, 50Hz. Après redressement, la tension filtrée est appliquée à l'onduleur.

Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminé en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation [26], En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquences de commutation élevée), plus la puissance commutée est faible et inversement.

On distingue parmi ces composants utilisés actuellement :

- Transistors MOSFET (transistor à effet de champ), ces composants très rapides avec des fréquences de commutation de l'ordre de 10^4 kHz et des puissances relativement faibles ($S < 10$ kVA)
- Transistors bipolaires de puissances, moins rapides que le MOSFET mais d'avantage plus puissants toutefois, ils nécessitent une commande plus compliquée et ont des performances dynamiques plus médiocres (fréquences de travail de l'ordre de 10 kHz avec une puissance de l'ordre de 10^3 kVA)
- Transistor IGBT : depuis 1990, ce sont les composants les plus utilisés pour réaliser des convertisseurs fonctionnant avec des tensions de quelques centaines de volts à quelques kilovolts (jusqu'à 15 kHz à une dizaine de kVA)
- Les Thyristors GTO, Commutent très lentement les grandes puissances (fréquences de travail de l'ordre de 1kHz et des puissances de l'ordre de 10^4 kVA)
- Les thyristors sont réservés à des applications concernant les fortes tensions et les forts courants

Les semi conducteurs utilisés dans la construction de l'onduleur pour alimenter un moteur de faible puissance (voir annexe A) sont soit des MOSFET, Transistors bipolaires ou même des IGBT. Nous avons opté pour l'IGBT à cause de ces avantages indéniables.

Dans cette partie, nous allons faire une modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tension ainsi que la modélisation des commandes MLI triangulo – sinusoïdale

I.5.2.1.2 Principe de fonctionnement

L'onduleur utilisé dans notre cas est un onduleur à deux niveaux (Figure I.10).

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux transistors IGBT T_j et T'_j ($j=1:3$) shuntés en antiparallèle par des diodes de récupération D_j et D'_j ($j=1:3$). Cela permet de découper la tension d'entrée et l'appliquée dans un sens, tantôt dans l'autre, au récepteur par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, ces derniers sont considérés comme des éléments binaires idéalisés. L'onduleur est commandé par une des techniques de modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) [27], [7].

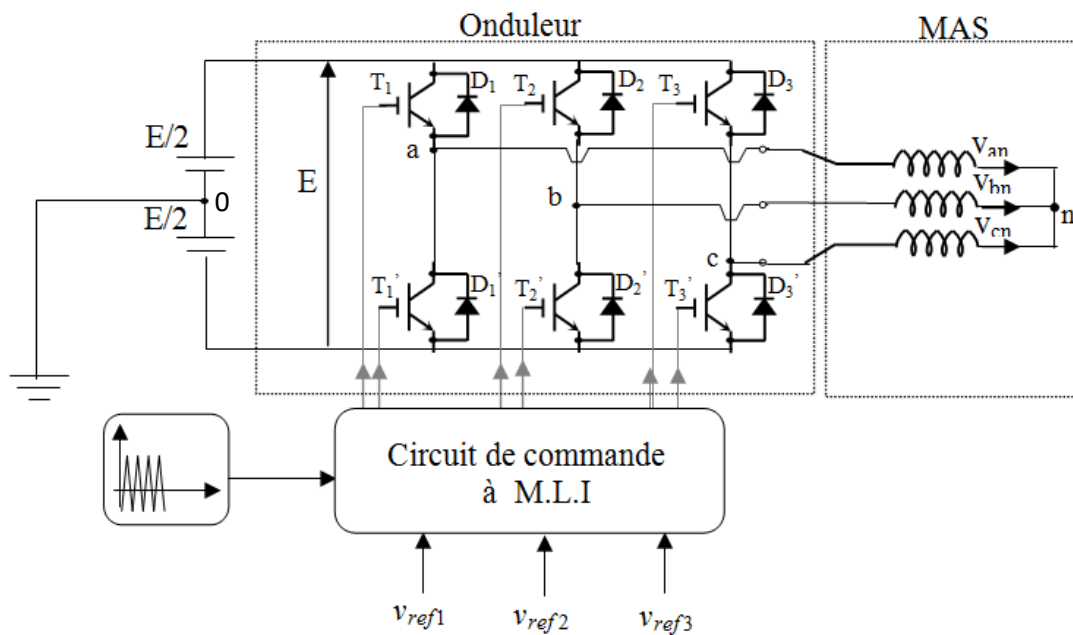


Figure (I.10) : Schéma de principe d'un onduleur à MLI alimentant la MAS

I.5.2.1.3 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux de tensions [7]

La modélisation de l'onduleur est faite en supposant les hypothèses suivantes :

- Les interrupteurs sont supposés parfaits.
- La source de chaque branche impose un courant positif ou négatif non nul.
- Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur sont référencées par rapport au point fictif « 0 » de la sortie de l'onduleur, Figure (I.10).

Sachant que dans un régime équilibré $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, nous pouvons écrire:

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (I.50)$$

En faisant la somme des équations du système précédent, on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (I.51)$$

D'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (I.52)$$

Donc :

$$v_{on} = -1/3 (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (I.53)$$

En substituant l'équation (I.53) dans le système (I.50), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (I.54)$$

Selon la condition des interrupteurs statiques (S_k) de l'onduleur (S_k est égale à 1 si l'interrupteur est fermé et 0 dans le cas contraire), avec $k = a, b, c$ les tensions de branches v_{ko} peuvent être exprimées en fonction des interrupteurs « S_k » par :

$$v_{ko} = (2S_k - 1) \cdot E/2 \quad (I.55)$$

En utilisant l'expression (I.55) dans le système (I.54), on déduit les tensions de sortie de phase de l'onduleur comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2S_a - 1 \\ 2S_b - 1 \\ 2S_c - 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I.56})$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation (I.57) où la condition des interrupteurs statiques S_k ($k=a,b,c$) prennent la valeur 1 si l'interrupteur est fermé et la valeur -1 si l'interrupteur est ouvert.

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.57})$$

I.5.2.1.4 Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion [7]

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur de tension suivant une séquence choisie permet la génération de tensions alternative à la sortie de l'onduleur. La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) permet la génération de signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur de manière à générer les tensions alternatives triphasées pouvant alimenter la machine asynchrone [18].

Les techniques de commandes MLI permettent la génération de tensions alternatives possédant une fondamentale proche de la tension de référence et le reste des harmoniques repoussées vers les fréquences élevées afin de faciliter leur filtrage.

Commande MLI sinus - triangle :

Dans la commande MLI sinus triangle les signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur sont obtenus après comparaison de la tension de référence à une onde porteuse à haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la référence, (Figure I.11).

Caractéristiques de la M.L.I :

Si la tension de référence est sinusoïdale, deux paramètres caractérisent la commande ; l'indice de modulation m et le taux de modulation r .

L'indice de modulation m est égal au rapport de la fréquence de la porteuse sur celle de la référence. La valeur de cet indice est sujette à un compromis entre un bon rejet des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur qui se détériore à cause des pertes de commutations [18].

$$m = \frac{f_p}{f_r} \quad (I.58)$$

Où f_r est la fréquence de la tension de référence et f_p est celle de la porteuse.

Le taux de modulation r est égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur de crête de la porteuse. Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un taux de modulation inférieur à l'unité, de façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variable où l'on fait varier l'amplitude de la tension de référence.

$$r = \frac{V_r}{V_p} \quad (I.59)$$

Où V_r est l'amplitude de la tension de référence et V_p est celle de la porteuse.

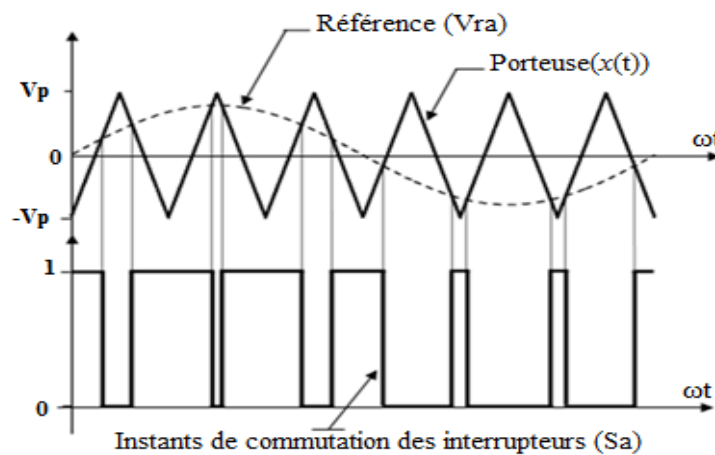


Figure (I.11) : Description de la commande M.L.I. sinus – triangle

I.5.2.1.5 Modélisation de la commande MLI sinus – triangle [7]

a) Equations de la porteuse

La porteuse est un signal triangulaire caractérisé par sa fréquence f_p et sa valeur de crête V_p

On définit l'équation de la porteuse dans sa période $[0, T_p]$ par :

$$\begin{cases} x_1(t) = V_p \left(-1 + 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ x_2(t) = V_p \left(3 - 4 \frac{t}{T_p}\right) & \text{si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (\text{I.60})$$

b) Equations des tensions triphasées de référence

La référence est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r . En triphasé, les trois tensions sinusoïdales de référence sont données par :

$$\begin{cases} v_{ra} = V_r \sin 2\pi f_r t \\ v_{rb} = V_r \sin \left(2\pi f_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{rc} = V_r \sin \left(2\pi f_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.61})$$

c) Equations des états des interrupteurs de l'onduleur

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation (I.51) suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.62})$$

I.6 Simulation de la commande MLI sinus – triangle

La Figure (I.12) représente le modèle Simulink de la commande MLI sinus triangle et la Figure (I.13) montre la simulation de l'un des états de commutation des interrupteurs de l'onduleur S_a , ainsi que l'une des tensions de sortie v_{an} , les tensions d'entrées sont triphasées sinusoïdales de fréquence 50 Hz et d'amplitude 220 V. Dans la simulation on a pris $r = 0.78$, $m = 21$ avec $E = 600$ V.

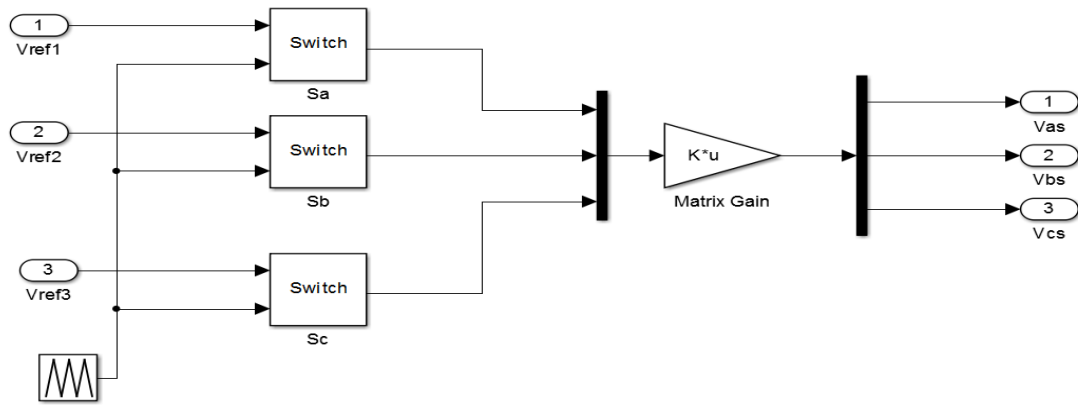
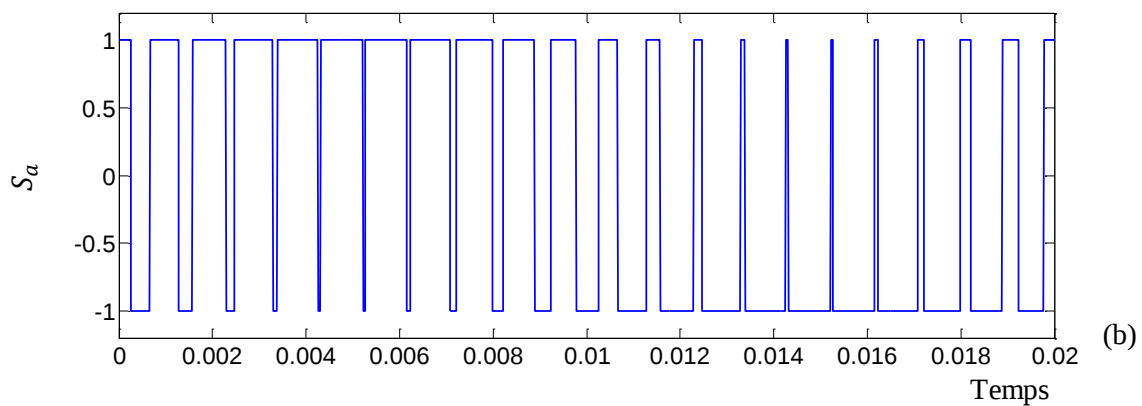
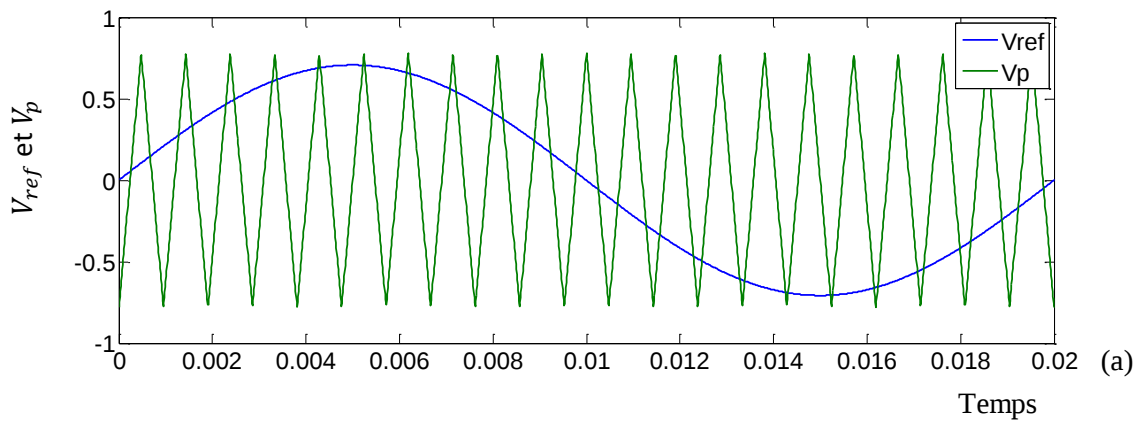
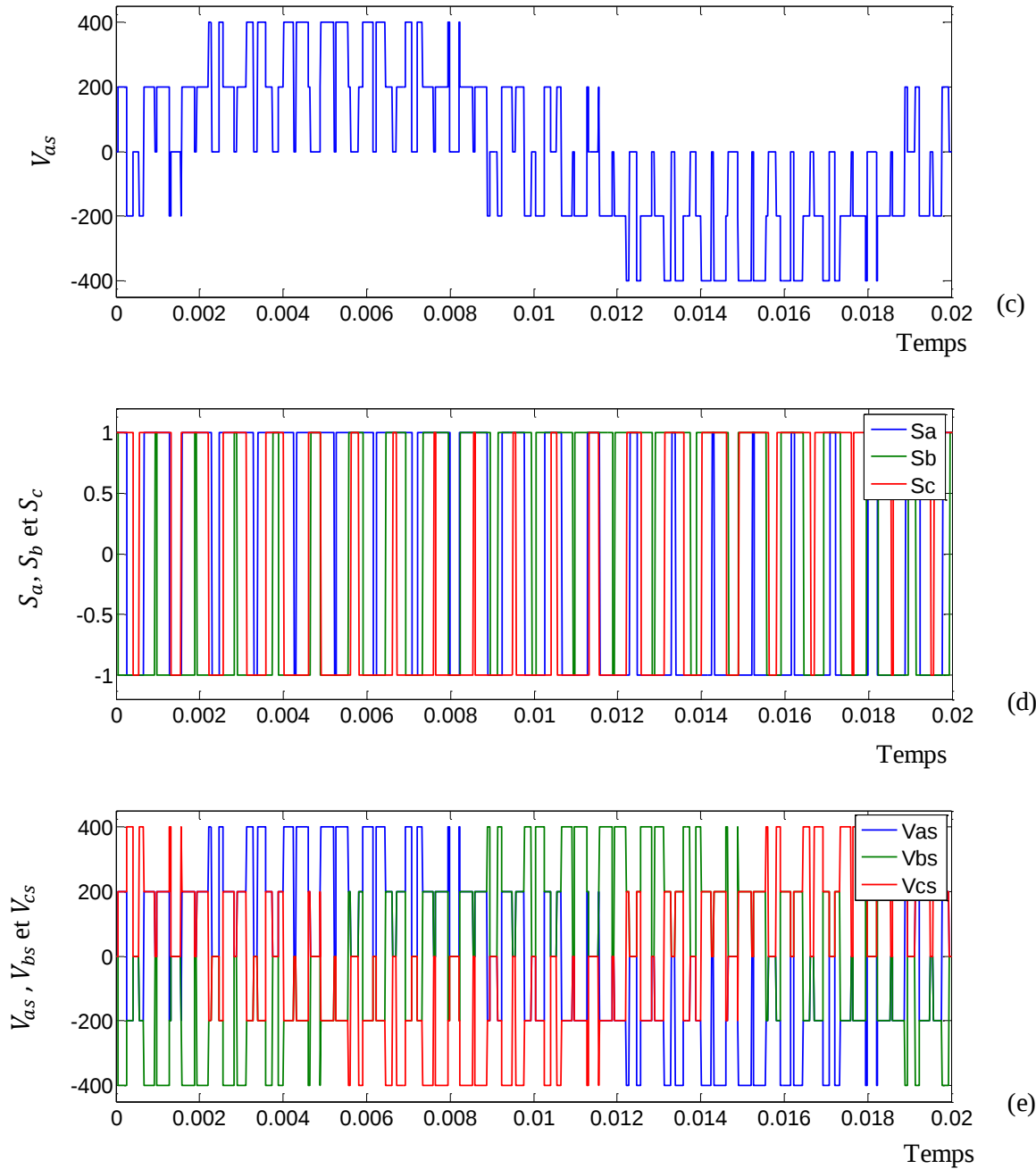


Figure (I.12) : Modèle Simulink de la commande MLI sinus – triangle

Le choix de l'indice de modulation utilisé dans la commande MLI sinus – triangle dépend aussi du type d'interrupteurs utilisés dans la conception de l'onduleur. Le choix de l'indice de modulation $m=21$ est basé sur le fait que l'onde en impulsions est meilleure que l'onde rectangulaire si $f_{porteuse} > 20 f_{référence}$ [28]

De plus ce choix convient parfaitement aux IGBT se trouvant sur le marché.





Figures (I.13) : Simulation de la commande MLI sinus – triangle

I.7 Simulation de l'ensemble (Machine Asynchrone-Onduleur)

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'études préalables, en ce qui concerne les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes. Plusieurs logiciels sont utilisés pour la simulation, nous utilisons le logiciel (**Matlab/simulink**) pour la simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée en tension et sa commande associée.

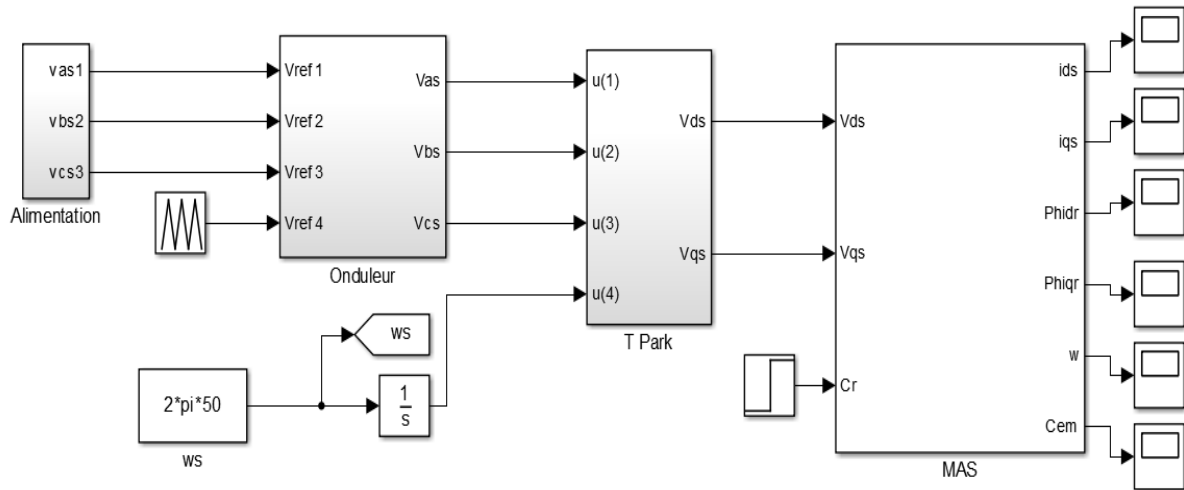
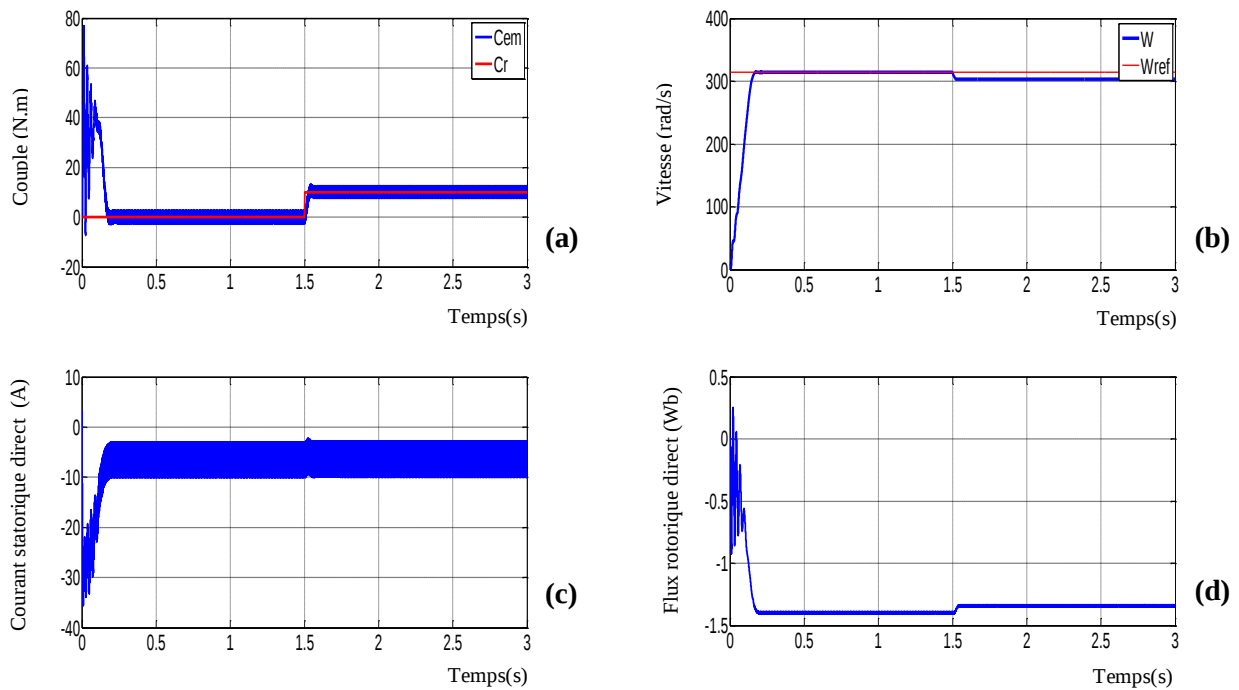


Figure (I.14) : Diagramme Simulink de la machine asynchrone et son alimentation

I.8 Résultats de simulation de l'association (Machine- Onduleur)

Les figures (I.15) montrent les réponses du système (Machine-Onduleur) lors d'un démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de charge à l'instant $t = 1.5s$ de valeur $Cr=10$ N.m.



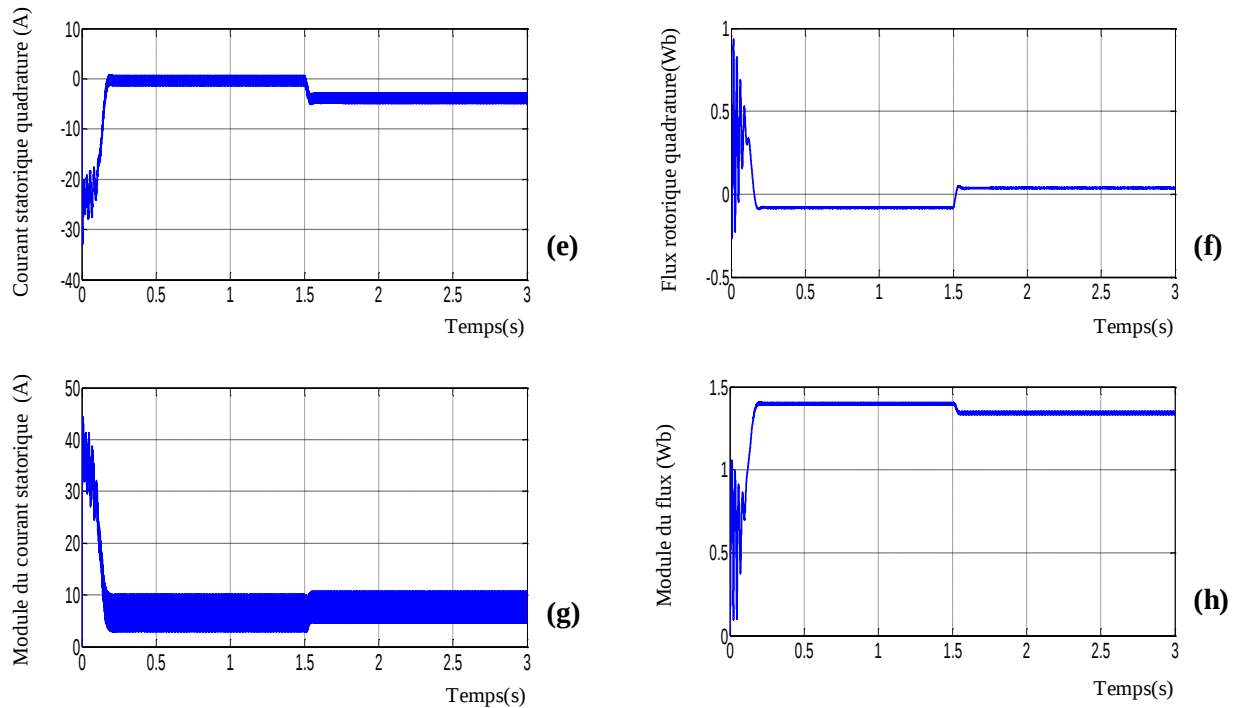


Figure (I.15) : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS alimentée en tension avec application du couple résistant C_r de 10 N.m à $t=1.5s$

Les résultats de simulation montrent que :

- Le régime transitoire est oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.
- Le démarrage sous la pleine tension à vide permet d'avoir un établissement rapide, le temps de démarrage est moins de 0.25s.
- Le courant i_{qs} se stabilise à une valeur proche de zéro alors que le courant i_{ds} prend une valeur constante. Le régime transitoire de courant de ligne a une durée équivalente au temps de démarrage, avec une pointe de (40A) lors des premiers instants de la mise sous tension.

Suite à une application d'un échelon de couple résistant C_r de 10 Nm à l'arbre de la machine à l'instant $t=1,5s$ on constate que :

- Le couple électromagnétique compense instantanément cette sollicitation du couple résistant.
- Une chute de la vitesse traduite par un glissement supplémentaire de la machine.
- Cette perturbation se répercute sur toutes les grandeurs : variation de flux et des courants et spécialement le courant i_{qs} qui est l'image de ce couple.

I.9 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système convertisseur moteur asynchrone (MAS). Dans la première partie on a donné la représentation mathématique du moteur asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle du MAS dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude pour réduire la représentation de la MAS dans un référentiel biphasés (d, q).

Dans la seconde partie, l'alimentation par un convertisseur statique montre l'existence d'oscillations dans l'onde de courant qui est l'origine de pulsation du couple. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la machine, puisqu'elle est destinée à travailler à haute fréquence. Pour des raisons de rendement, et d'encombrement réduit, l'onduleur à MLI présente une meilleure solution dans l'unité de moyennes et faibles puissances.

On sait que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant en compte les régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis, Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique.

Les résultats de la simulation nous ont permis lors de l'application du couple résistant de mettre en évidence le fort couplage qu'existe entre les variables internes de la machine asynchrone (flux et couple). La commande en boucle ouverte n'est pas performante, car elle impose des courants trop élevés en régime transitoire. En plus, de la répercussion des perturbations sur toutes les grandeurs de la machine (vitesse, flux). De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse ou de position. La relation fondamentale de la dynamique montre que le contrôle de la vitesse (ou de la position qui est la primitive de la vitesse) passe par le contrôle du couple.

C'est pour ce la le but du deuxième chapitre est le contrôle directe du couple (DTC) et de flux de la machine asynchrone.

Chapitre II

Commande Direct de Couple de La MAS

II.1 Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque (and Flux) Control», et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par Takahashi et Noguchi et Depenbrock au milieu des années 80 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées. Cette commande est caractérisée par sa simplicité, sa haute performance et sa robustesse. Elle est concurrentielle des méthodes classiques basées sur l'amélioration des stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du flux statorique. Récemment, elle est de plus en plus utilisée dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriente Control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée [32],[31],[30],[29].

L'absence de boucles de contrôle des courants, de la transformation de Park et de la MLI rendent la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux rotorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes.

Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes DTC [33],[34],[35],[1]:

- Commande par une table de commutation DTC classique développé par L.Takahashi.
- Commande automatique direct (DSC : Direct Self Control) ; développé par M.Depenbrock.
- Commande direct par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

Dans notre étude, on intéressera à la commande de la MAS par la commande DTC classique.

II.2 Principe du contrôle direct du couple [36]

L'objectif de la DTC est la régulation direct du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hysteresis. il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique a l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimale a appliqué a chaque instant de commutation.

Le principe de la DTC est basé sur le chois direct des vecteurs de tension selon les différences entre les référence du couple et du flux et leur valeur réelles .selon les erreurs de couple et de flux fourniers par des comparateur a hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteur. La figure suivante montre le schéma de principe du contrôle direct de couple.

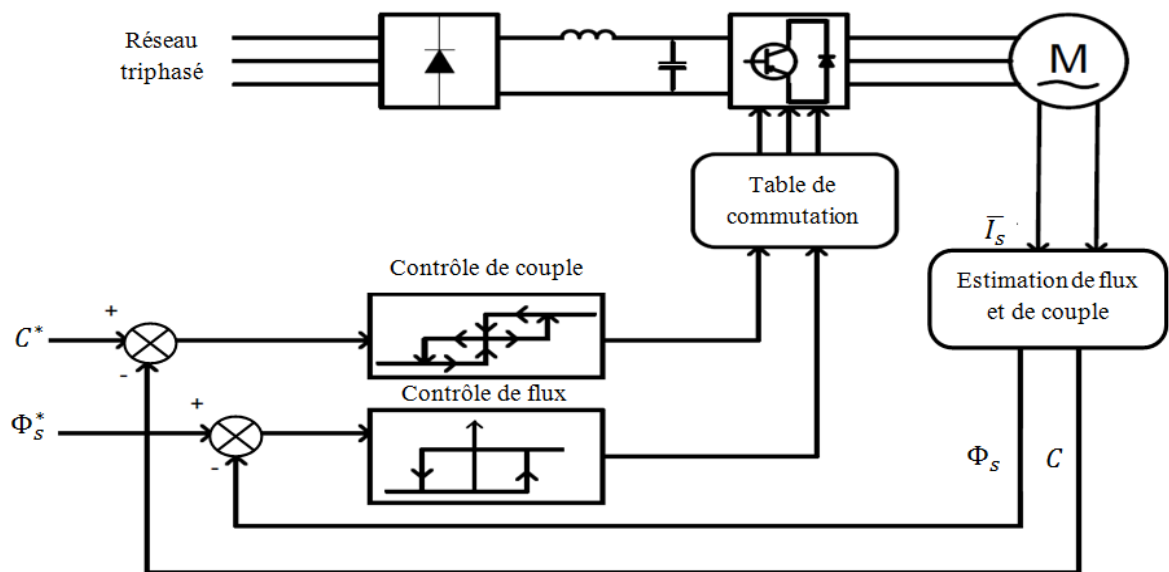


Figure (II.1) : Schéma de principe du contrôle direct de couple

II.3 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée [36]

Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie de l'onduleur sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de référence V_s . On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires T_1 et T'_1 , T_2 et T'_2 , T_3 et T'_3 représentés par la Figure (I.10).

Il existe huit combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur. Nous allons montrer en utilisant la transformation de Concordia qu'on peut obtenir huit différents vecteurs de tension en fonction de la commande des trois bras de l'onduleur. La Figure (II.2) montre les différentes possibilités de combinaisons.

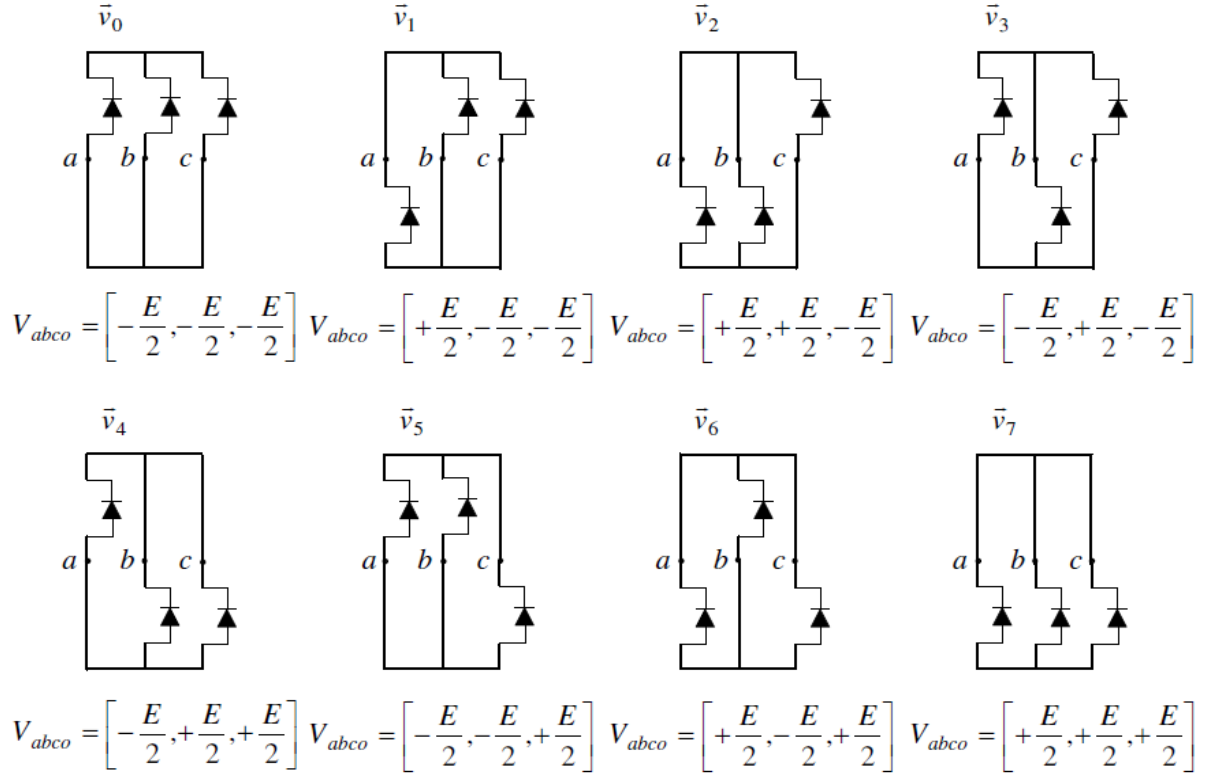


Figure (II.2) : Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs de l'onduleur
Considérons que le vecteur de tension désiré à la sortie de l'onduleur est donné par :

$$V_s = \begin{pmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{pmatrix} \quad (II.1)$$

Si la charge est équilibrée (I.54), on a :

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

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, appliquons la transformation de Concordia. La transformation de Concordia calcule les composantes biphasées du référentiel stationnaire (α, β) du vecteur tension de référence $\vec{V}_s$.

Ces composantes sont données par:

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

Le Tableau 1 indique les huit états que peuvent prendre les interrupteurs du pont triphasé à six interrupteurs. Ce tableau indique pour chaque de ces huit états, les vecteurs des tensions V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , les composantes de Concordia $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ ainsi que le vecteur de référence $\vec{V}_s$ représentatif de ces états.

S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\vec{V}_s$
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

Tableau (II.1) : détermination des vecteurs de tensions d'états de l'onduleur

En considérant le vecteur de tension statorique V_s exprimée dans un repère fixe (α, β) s'écrit en fonction des tensions simples de la façon suivante [37]:

$$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}E[S_a + aS_b + a^2S_c] \quad (\text{II.4})$$

Avec : $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Deux de ces vecteurs $\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$ sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $V_s = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} = \sqrt{\frac{2}{3}}E$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\pi/3$. Chacun des couples de vecteurs $\vec{V}_i$ et $\vec{V}_{i+1}$ ($i = 1, \dots, 6$) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone.

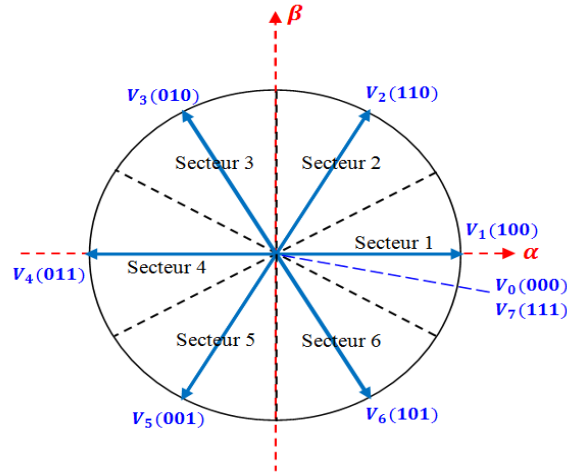


Figure (II.3) : Représentation du polygone de commutation

II.4 Stratégie de commande directe du couple (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant [38],[39],[40] :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e < 50\mu s$).
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- On estime le couple grâce à la relation suivante : $C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \Phi_{s\beta}i_{s\alpha})$
- On détermine le vecteur de tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

II.5 Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En control de type DTC, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce qu'il à une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis à celle du flux statorique) [41],[42],[17].

II.5.1 Contrôle du vecteur flux statorique [36]

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator (α, β) et de l'expression de la tension statorique, le flux statorique est décrit par l'équation électrique suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_s - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_s - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

En considérant que la commande des interrupteurs de l'onduleur se fait par période de commande (ou d'échantillonnage) T_e et qu'à chacune de ces périodes, les états S_a , S_b et S_c sont maintenus constants. La méthode d'intégration numérique des rectangles permet d'obtenir une expression de l'échantillon $(k + 1)$ du flux statorique sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(k + 1) = \Phi_{s\alpha}(k) + (V_s(k) - R_s i_{s\alpha}(k)) T_e \\ \Phi_{s\beta}(k + 1) = \Phi_{s\beta}(k) + (V_s(k) - R_s i_{s\beta}(k)) T_e \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Une écriture vectorielle de cette expression peut être donnée par :

$$\vec{\Phi}_s(k + 1) = \vec{\Phi}_s(k) + (\vec{V}_s(k) - R_s \vec{I}_s(k)) T_e \quad (\text{II.7})$$

Dans la mesure où on peut considérer le terme résistif $(R_s \vec{I}_s)$ négligeable (ce qui est possible dans le cas des machines à grande vitesse), alors l'équation du flux peut s'écrire :

$$\vec{\Phi}_s(k + 1) = \vec{\Phi}_s(k) + \vec{V}_s(k) T_e \quad (\text{II.8})$$

Cette relation montre que si on applique à la machine un vecteur tension non nulle, l'extrémité du vecteur flux $\vec{\Phi}_s$ se déplace dans la direction du vecteur tension statorique $\vec{V}_s$. On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique $\vec{\Phi}_s$ se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur de tension $\vec{V}_s$ imposé par l'onduleur de tension à la machine (Figure II.4).

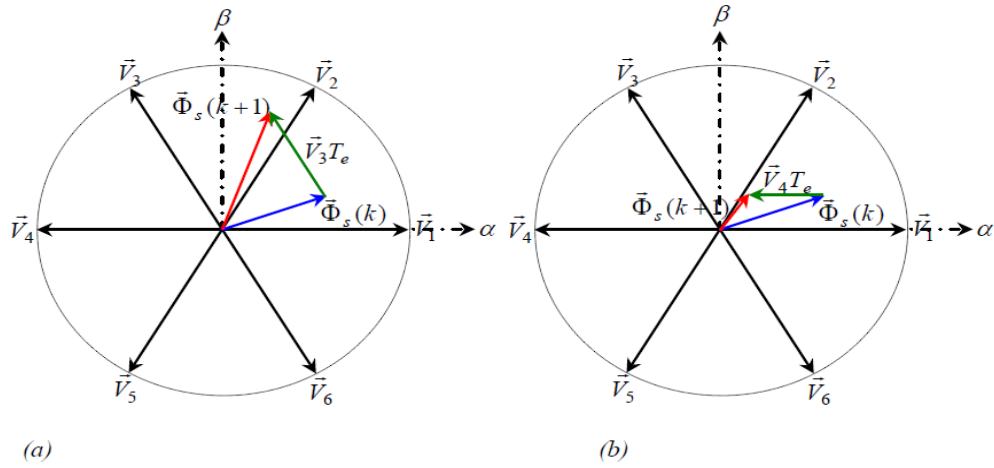


Figure (II.4) : Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué qui permet : (a) d'augmenter; (b) de diminuer le module de flux statorique

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs $\vec{V}_s$, sur les périodes de commande T_e , il est, donc, possible de fonctionner avec un module de flux $\vec{\Phi}_s$ pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de $\vec{\Phi}_s$ une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique.

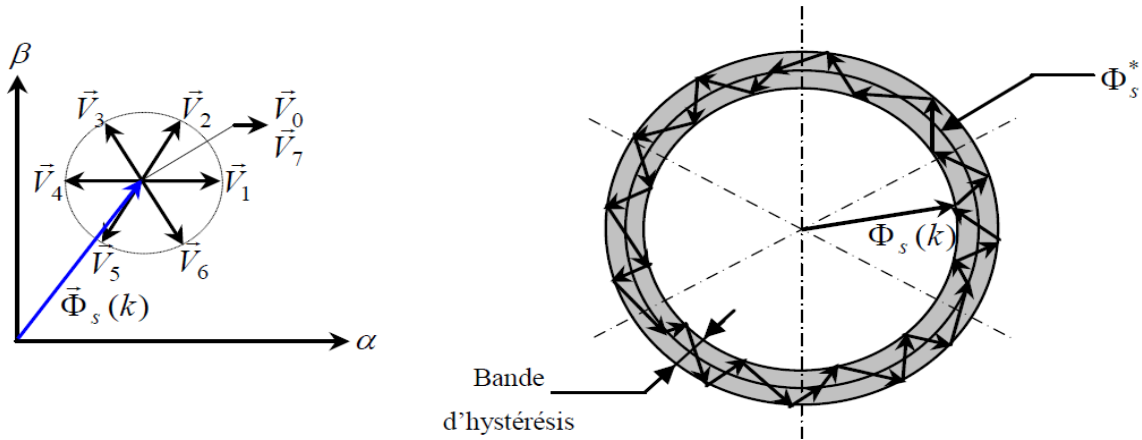


Figure (II.5) : Trajectoire du flux statorique

Lorsque le vecteur de tension $\vec{V}_s$ sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de $\vec{\Phi}_s$ est donnée par sa dérivée $\frac{d\vec{\Phi}_s}{dt}$, Ainsi la “vitesse” de déplacement de l'extrémité de $\vec{\Phi}_s$. La vitesse de rotation de $\vec{\Phi}_s$ dépend fortement du choix de $\vec{V}_s$; elle est maximale pour un vecteur $\vec{V}_s$ perpendiculaire à la direction de $\vec{\Phi}_s$, et nul si on appliqué un vecteur nul. Elle peut aussi être négative [17].

II.5.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique (figure II.6) selon l'expression suivante [29] :

$$C_{em} = k \left(\vec{\Phi}_s \times \vec{\Phi}'_r \right) = k |\Phi_s| \times |\Phi'_r| \times \sin(\gamma) \quad (II.9)$$

Avec : $k = \frac{3}{2} \frac{p}{L_s}$

$\vec{\Phi}'_r$ Est le vecteur flux rotorique ramené au stator

γ Est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique

$\vec{\Phi}_r$ Est le vecteur flux rotorique

$\vec{\Phi}_s$ Est le vecteur flux statorique

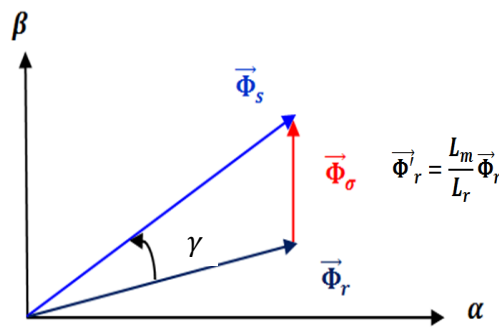


Figure (II.6) : Vecteurs des flux statorique, rotorique et de fuites

Lorsque les deux flux statorique et rotorique sont maintenus constants, par limitation du flux statorique dans une bande d'hystérésis autour de sa consigne voir (figure II.6), le couple sera fonction de l'angle de déphasage entre ces deux flux. Pour agir sur cet angle.

On doit varier la position du vecteur flux statorique dans le repère (α, β) en appliquant un vecteur de tension approprié. Ainsi, pour augmenter la valeur algébrique du couple, il suffit d'appliquer un vecteur de tension en quadrature avance par rapport au flux statorique, et vice versa [43] [44]. Comme le montre la figure suivante :

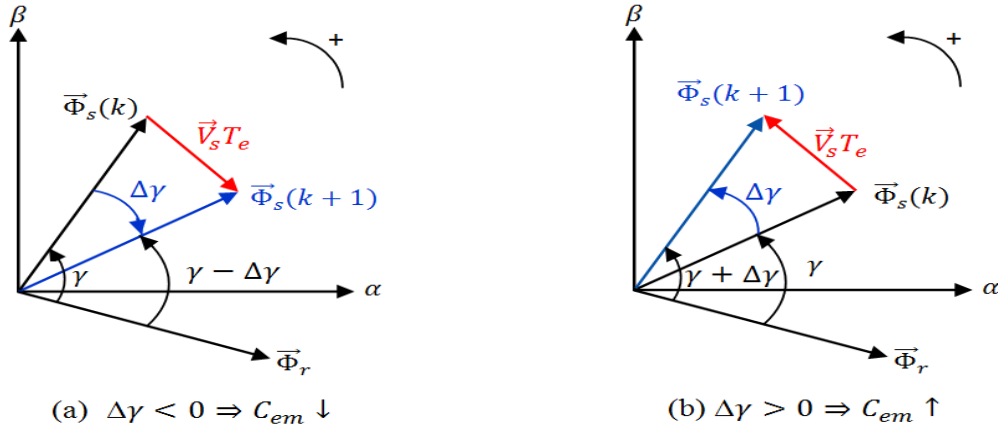


Figure (II.7) : Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur de tension appliqué

II.5.3 Sélection du vecteur de tension [45]

Le choix du vecteur de tension statorique $\vec{V}_s$ dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique $\vec{\Phi}_s$, du sens de rotation de $\vec{\Phi}_s$ et également de l'évolution souhaitée pour le couple électromagnétique.

En se plaçant dans le repère (α, β) lié au stator, on peut délimiter l'espace de $\vec{\Phi}_s$ en le décomposant en six zones appelées secteurs comme illustré par la figure (II.8). L'axe (α) est choisi confondu avec l'axe de la phase (a) du stator.

Lorsque le flux $\vec{\Phi}_s$ se trouve dans une zone i ($i = 1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- ✓ Si $\vec{V}_{i+1}$ est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ croît et C_{em} croît ;
- ✓ Si $\vec{V}_{i-1}$ est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ croît et C_{em} décroît ;
- ✓ Si $\vec{V}_{i+2}$ est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ décroît et C_{em} croît ;
- ✓ Si $\vec{V}_{i-2}$ est sélectionné alors $\vec{\Phi}_s$ décroît et C_{em} décroît ;
- ✓ Si $\vec{V}_0$, $\vec{V}_1$ ou est sélectionné, alors la rotation du flux $\vec{\Phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\vec{\Phi}_s$ reste inchangé.

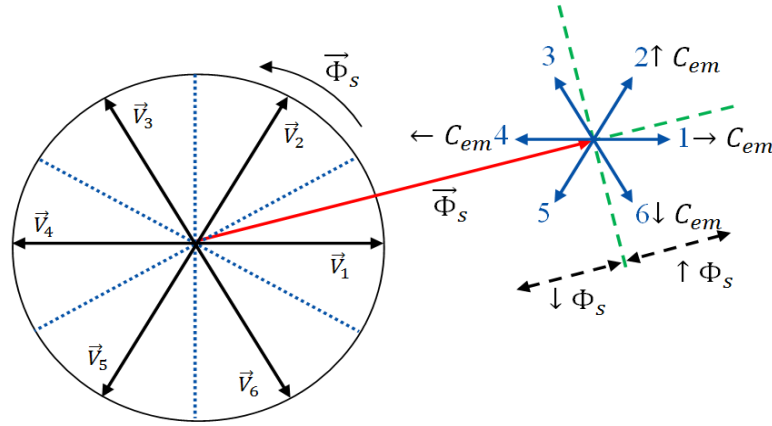


Figure (II.8) : Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs

Le vecteur de tension $\vec{V}_s$ à la sortie de l'onduleur, est déduit à partir des écarts de flux et de couple estimés par rapport à leurs valeurs de référence et de la position du vecteur $\vec{\Phi}_s$. Un estimateur de couple, un estimateur de module $\vec{\Phi}_s$ et de sa position sont donc nécessaires.

II.6 Les estimateurs [1]

II.6.1 Estimation du module et de la position du flux statorique

L'estimation du flux statorique et de la position du flux statorique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression du flux statorique s'écrit [34],[38] :

$$\vec{\Phi}_s = \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad (\text{II.10})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\vec{\Phi}_s = \vec{\Phi}_{s\alpha} + j\vec{\Phi}_{s\beta} \quad (\text{II.11})$$

Avec :

$$\begin{cases} \vec{\Phi}_{s\alpha} = \int_0^t (\vec{v}_{s\alpha} - R_s \vec{i}_{s\alpha}) dt \\ \vec{\Phi}_{s\beta} = \int_0^t (\vec{v}_{s\beta} - R_s \vec{i}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Pour calculer les composantes $(i_{s\alpha}; i_{s\beta})$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de *Concordia*, à partir des courants $(i_{sa}; i_{sb}; i_{sc})$ mesurés, soit :

$$I_s = i_{s\alpha} + i_{s\beta} \quad (\text{II.13})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On obtient ainsi $(v_{s\alpha}; v_{s\beta})$, à partir de la tension d'entrée de l'onduleur E et des états de commande (S_a, S_b, S_c) soient :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\vec{\Phi}_s| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.16})$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur $\vec{\Phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\vec{\Phi}_{s\alpha}$ et $\vec{\Phi}_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (S) et le vecteur $\vec{\Phi}_s$ est égal à :

$$\overline{\theta}_s = \arctan \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.17})$$

La détermination de la position de Φ_s , dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ est donné par le tableau II.2. Le numéro du secteur de la position du flux Φ_s peut être obtenu à partir de la figure (II.5) [22].

		θ_s
$\Phi_{s\alpha} > 0$	$\Phi_{s\beta} > 0$	$\arctan(\Phi_{s\beta}/\Phi_{s\alpha})$
	$\Phi_{s\beta} < 0$	$\arctan(\Phi_{s\beta}/\Phi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\Phi_{s\alpha} < 0$		$\arctan(\Phi_{s\beta}/\Phi_{s\alpha}) + \pi$
$\Phi_{s\alpha} = 0$	$\Phi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\Phi_{s\beta} \leq 0$	$3\pi/2$

Tableau (II.2) : Position du vecteur flux statorique

II.6.2 Estimation du couple électromagnétique [46]

On peut estimer le couple C_{em} uniquement en fonction des grandeurs statoriques (flux et courant) à partir de leurs composantes (α, β) , le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.18})$$

De cette équation, on peut remarquer que l'exactitude du module du couple électromagnétique dépend de la qualité de l'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statoriques.

II.7 Elaboration du vecteur de commande

II.7.1 Correcteur du Flux [29]

Ce correcteur est simple dans son utilisation : Son rôle est de maintenir l'extrémité du vecteur $\vec{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire comme le montre la (figure II.5). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\vec{\Phi}_s$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne $[K_\Phi]$, indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée $[K_\Phi = 1]$ ou diminuée $[K_\Phi = 0]$ de façon à maintenir ou garder l'erreur entre le flux estimé et le flux de référence dans une largeur d'hystérésis $\Delta\Phi_s$ [30] :

$$|(\Phi_s)_{ref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (II.19)$$

Avec :

$(\Phi_s)_{ref}$ Est le flux de référence

$\Delta\Phi_s$ Est la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur

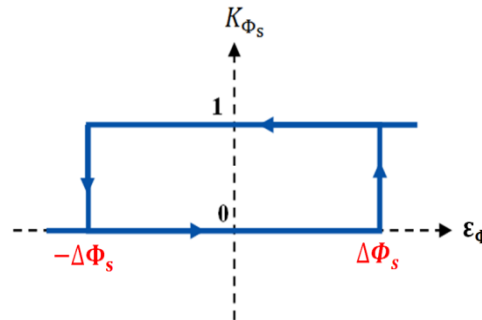


Figure (II.9) : Correcteur de flux à hystérésis

On peut écrire alors [40]:

Si : $\varepsilon_\phi > \Delta\Phi_s$		Alors : $K_{\Phi_s} = 1$
Si : $0 \leq \varepsilon_\phi \leq \Delta\Phi_s$	et : $d\varepsilon_\phi/dt > 0$	Alors : $K_{\Phi_s} = 0$
Si : $0 \leq \varepsilon_\phi \leq \Delta\Phi_s$	et : $d\varepsilon_\phi/dt < 0$	Alors : $K_{\Phi_s} = 1$
Si : $0 \leq \varepsilon_\phi \leq -\Delta\Phi_s$		Alors : $K_{\Phi_s} = 0$

II.7.2 Correcteur du couple [46]

L'autre correcteur indispensable pour la DTC est le correcteur du couple électromagnétique, son but étant de maintenir le couple dans les limites :

$$|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (II.20)$$

Avec :

$(C_{em})_{ref}$ Est le couple de référence

ΔC_{em} Est la bande d'hystérésis du correcteur du couple

Cependant une différence avec le contrôle de flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation du moteur, deux solutions sont à envisager :

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

II.7.2.1 Correcteur à deux niveaux [29]

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\vec{\Phi}_s$ (figure II.9). Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs $\vec{V}_{i+1}$ et $\vec{V}_{i+2}$, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux $\vec{\Phi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

II.7.2.2 Correcteur à trois niveaux [29] [45]

Ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif, la sortie du correcteur présentée par la variable booléenne $[K_c]$ (Figure II.10) indique directement :

- $[K_c = 1]$ lorsque le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande. Ce qui nécessite son augmentation.
- $[K_c = -1]$ si le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande, il faut alors le réduire.
- $[K_c = 0]$ si le couple est à l'intérieur de la bande et il faut le maintenir constant autour de sa référence.

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

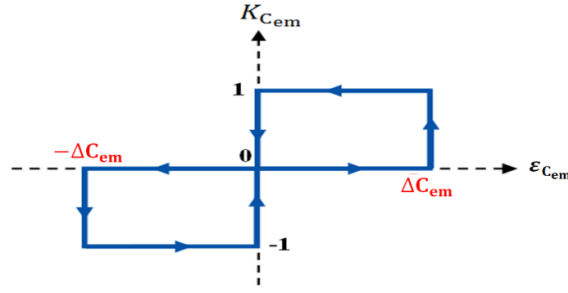


Figure (II.10) : Correcteur de couple à trois niveaux

On peut écrire [40] :

Si : $\varepsilon_{C_{em}} > \Delta C_{em}$		Alors : $K_{C_{em}} = 1$
Si : $0 \leq \varepsilon_{C_{em}} \leq \Delta C_{em}$	et : $d\varepsilon_{C_{em}}/dt > 0$	Alors : $K_{C_{em}} = 0$
Si : $0 \leq \varepsilon_{C_{em}} \leq \Delta C_{em}$	et : $d\varepsilon_{C_{em}}/dt < 0$	Alors : $K_{C_{em}} = 1$
Si : $\varepsilon_{C_{em}} < -\Delta C_{em}$	et : $d\varepsilon_{C_{em}}/dt > 0$	Alors : $K_{C_{em}} = -1$
Si : $-\Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em}} < 0$	et : $d\varepsilon_{C_{em}}/dt < 0$	Alors : $K_{C_{em}} = 0$
Si : $-\Delta C_{em} \leq \varepsilon_{C_{em}} < 0$		Alors : $K_{C_{em}} = -1$

II.8 Elaboration de la table de commutation [47]

Selon la position du vecteur flux dans le plan (α, β) , on définit une table définissant le vecteur de tension à appliquer pour chaque combinaison des variables $[K_c]$ et $[K_\Phi]$. Le vecteur de tension qui est appliqué à la machine, et la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font à l'aide du tableau du TAKAHACHI (Tableau II.3).

Ce tableau est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et du flux statorique [15] [19].

N_i (secteur)		1	2	3	4	5	6	correcteur
$K_\Phi = 1$	$K_c = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$K_c = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$K_c = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3niveaux
$K_\Phi = 0$	$K_c = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$K_c = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$K_c = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3niveaux

Tableau (II.3) : Table de commutation proposée par Takahashi

II.9 Avantages et Inconvénients de la commande directe de couple

Les avantages de la DTC [35], [48], [22] :

- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation de park des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ❖ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ❖ Elle exige deux comparateurs à hystérésis.
- ❖ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ❖ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

Les inconvénients de la DTC [35], [22] :

- ❖ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ❖ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ❖ L'existence des oscillations de couple.
- ❖ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

II.10 Structure générale du contrôle direct de couple [40]

La structure du contrôle direct du couple est résumée ci-dessous, Figure (II.11) :

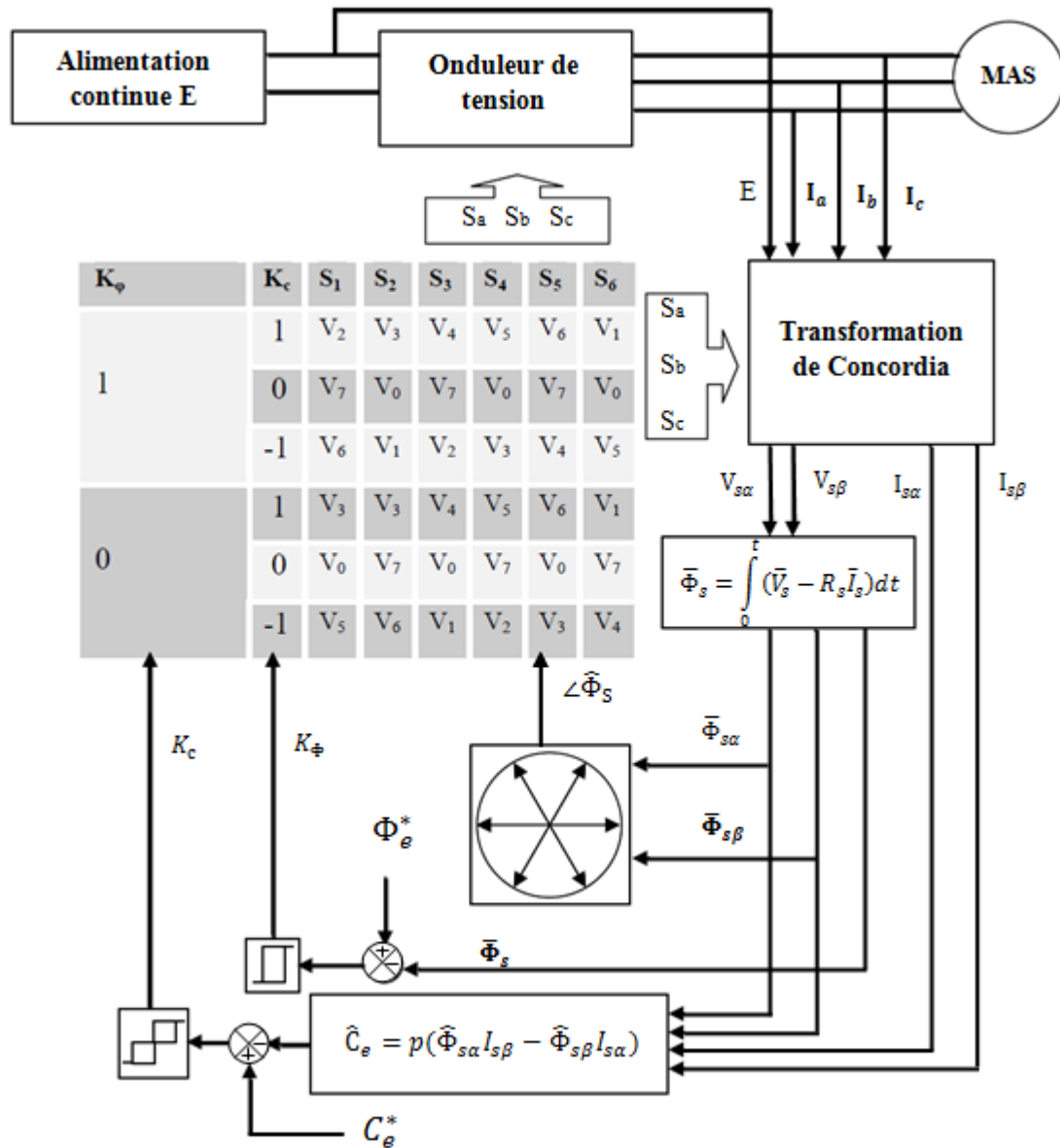


Figure (II.11) : La structure du contrôle direct du couple

II.11 Régulation de vitesse de la machine asynchrone [49]

Il est bien connu que la régulation de vitesse des machines asynchrones avec des correcteurs **PI** ne permet pas d'obtenir de très bonnes performances lorsque la consigne de vitesse varie considérablement (dépassement important de la réponse de vitesse). En effet, lors d'une variation importante de la consigne de vitesse, le correcteur PI se trouve devant un écart important, ce qui provoque une forte action proportionnelle du correcteur qui se traduit par un dépassement de la vitesse du moteur.

Une première solution pour remédier à ce problème consiste à adoucir la consigne de vitesse, c'est-à-dire, filtrer la vitesse de consigne par l'introduction d'un filtre de fonction de transfert de la forme :

$$\frac{\omega_f^*}{\omega^*} = \frac{1}{1+sT_f} \quad (\text{II.21})$$

La deuxième solution consiste à remplacer le correcteur **PI** (de vitesse) par un correcteur **IP** [Bag-99]. Le schéma bloc d'un correcteur **IP** est donné par la figure (II.12).

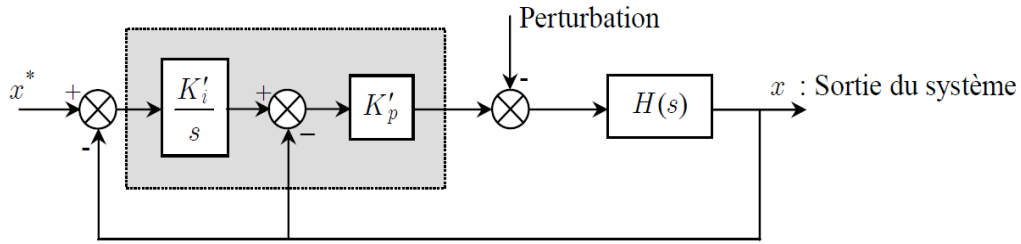


Figure (II.12) : Schéma synoptique d'un correcteur IP

- **Synthèse du correcteur IP (de vitesse)**

D'après l'équation (I.12), le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse avec correcteur **IP** est le suivant :

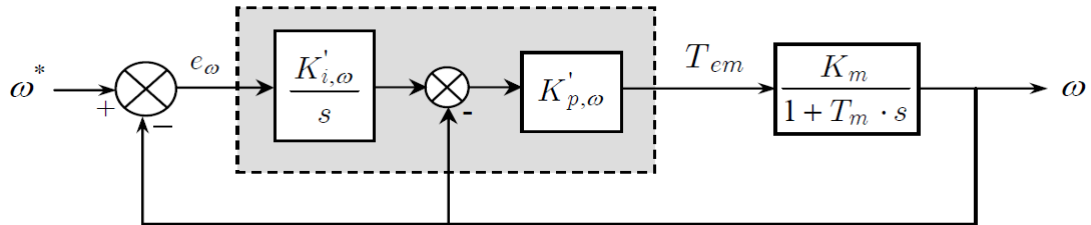


Figure (II.13) : Schéma bloc de régulation de la vitesse ω par correcteur IP

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{\frac{K_m \cdot K'_{i,\omega} \cdot K'_{p,\omega}}{T_m}}{s^2 + s \frac{(1 + K_m \cdot K'_{p,\omega})}{T_m} + \frac{K_m \cdot K'_{i,\omega} \cdot K'_{p,\omega}}{T_m}} \quad (\text{II.22})$$

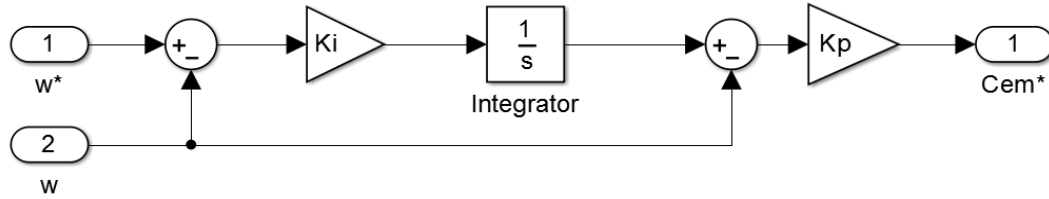
Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur **IP** :

	$K'_{p,\omega}$	$K'_{i,\omega}$
Paramètres du correcteur IP	$(2\xi\omega_0 T_m - 1)/K_m$	$\omega_0^2 T_m / (K_m K'_{p,\omega})$

Tableau (II.4) : Paramètres du correcteur IP de la vitesse

- **Blocs de régulateur**

Le schéma d'un régulateur IP est montré par la figure (II.14):



Figure(II.14): Schéma de simulation d'un régulateur IP

II.12 Simulation de la commande DTC appliquée à la MAS

Les simulations présentées dans cette section sont effectuées sur une machine à induction (Moteur asynchrone à cage d'écureuil) alimenté en tension, dont les paramètres sont mentionnés dans l'annexe A. la simulation numérique est réalisée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. La figure (II.15) montre le schéma bloc de la commande DTC appliqué à la machine.

Afin d'illustrer les performances dynamique et statique du système, on a simulé les régimes suivants :

- Variation du couple de charge avec poursuite de la vitesse ;
- Inversion du sens de rotation ;
- Tests de robustesse.

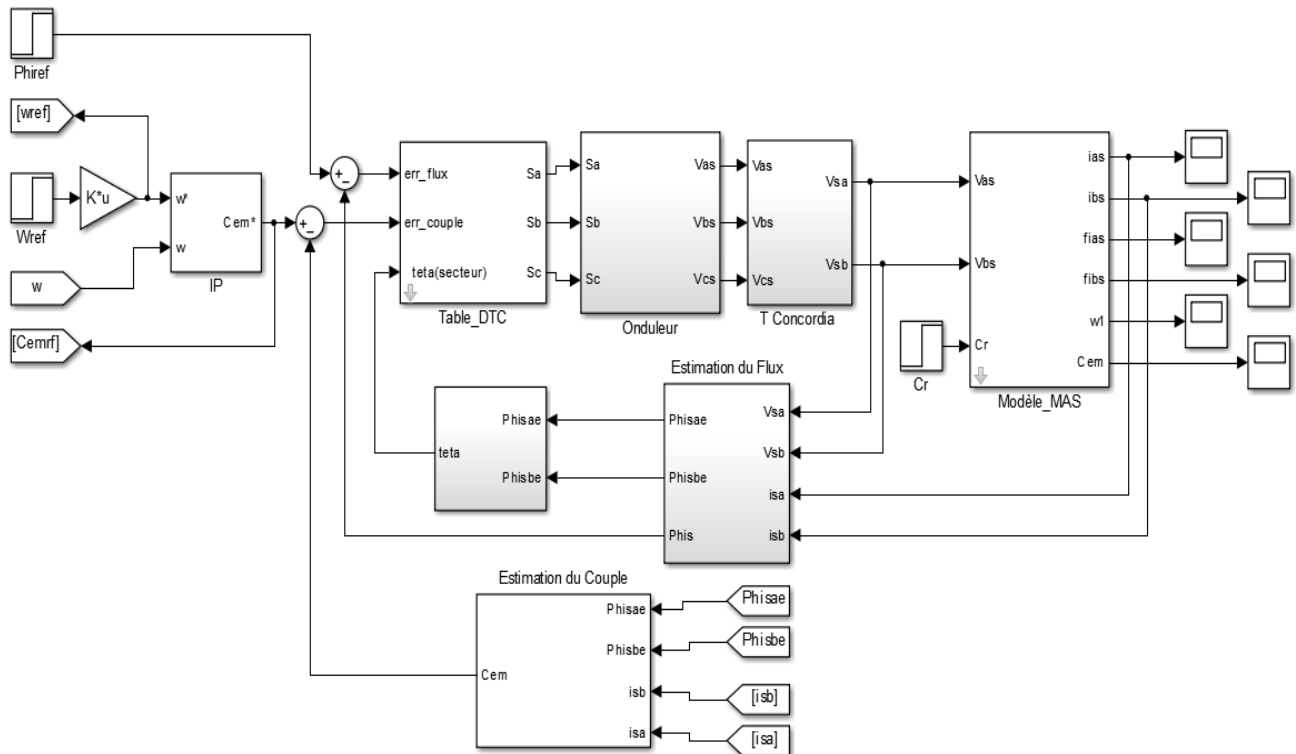
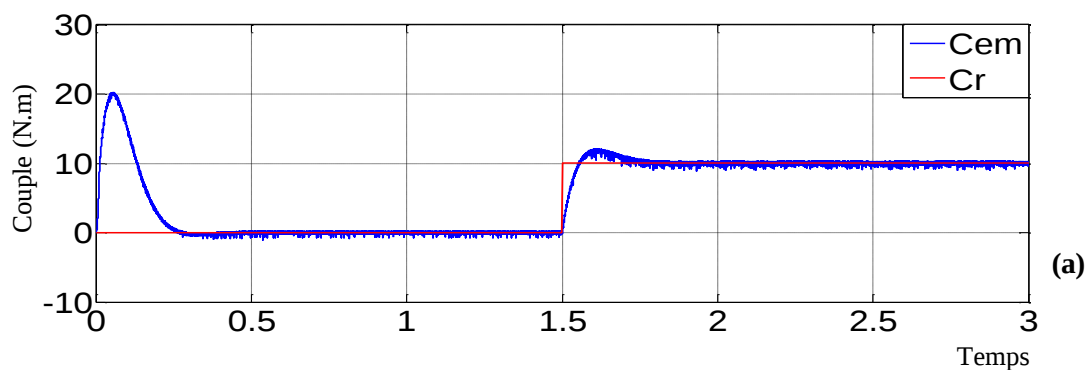
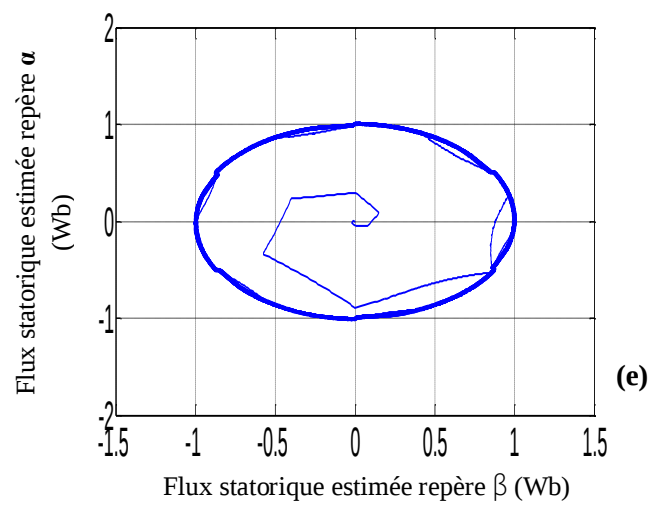
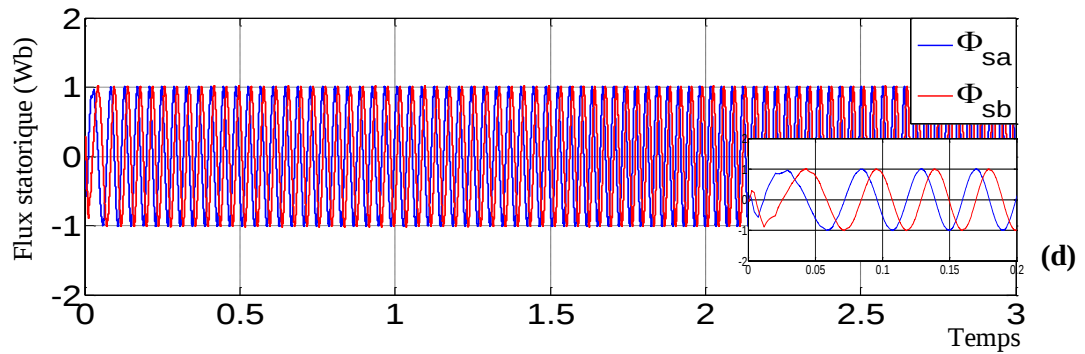
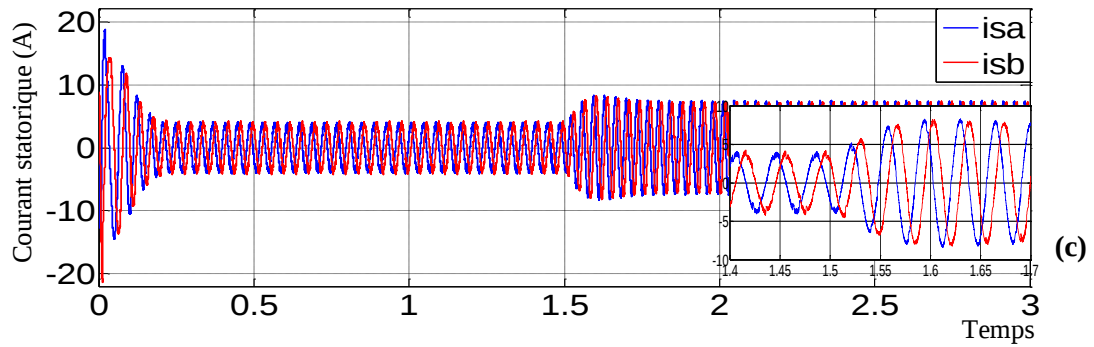
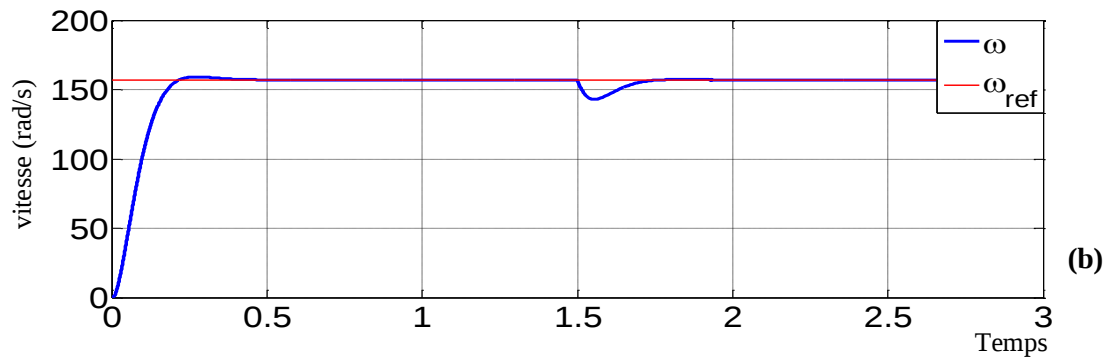


Figure (II.15) : Schéma bloc Simulink de la DTC

II.13 Résultats de la simulation et interprétations

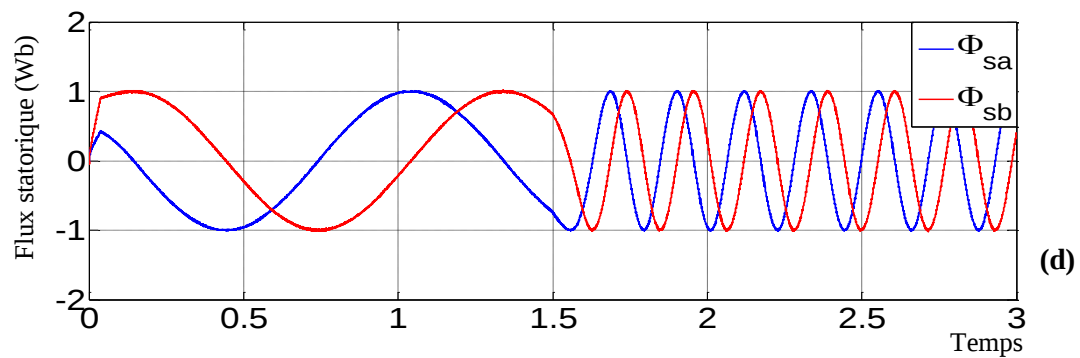
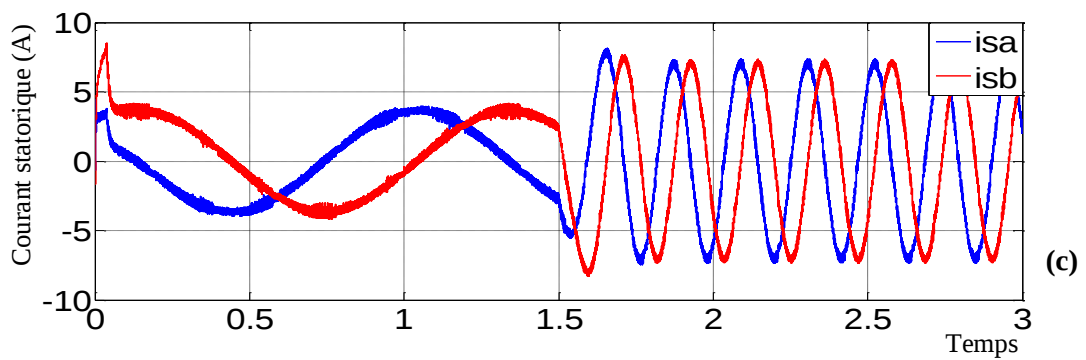
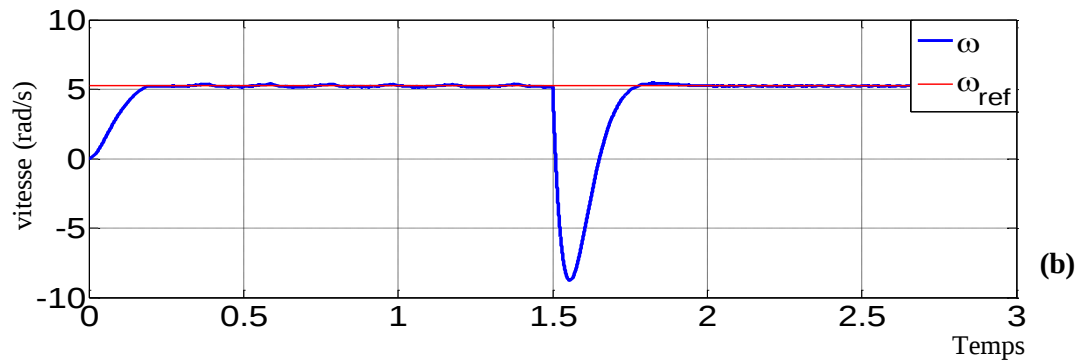
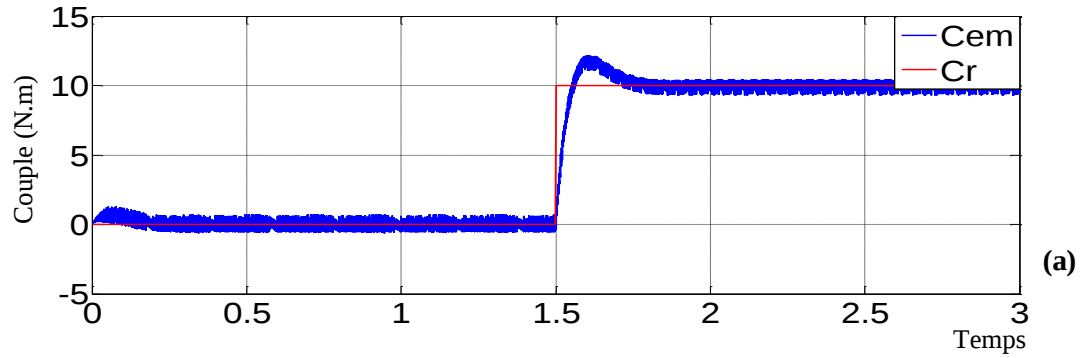
- **A haute vitesse :** Les figures (II.16) montrent les réponses du système lors d'un démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de charge à l'instant $t = 1.5s$ et une vitesse de 1500tr/min (157rad/s).

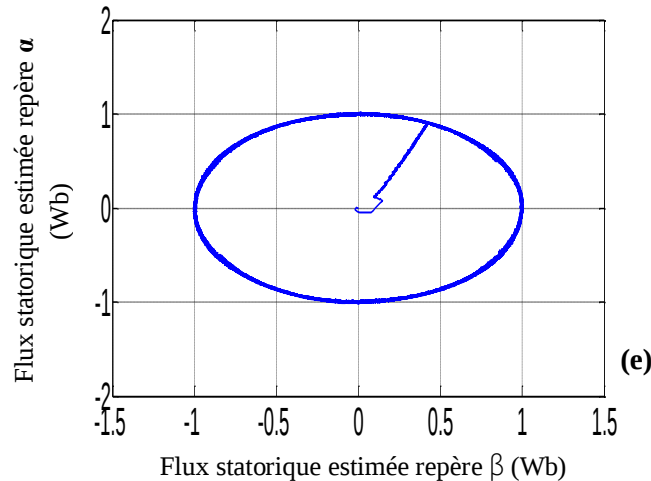




(a),(b),(c),(d),(e) : Figures (II.16) : Résultats de simulation de la commande DTC à haut vitesse (157rad/s)

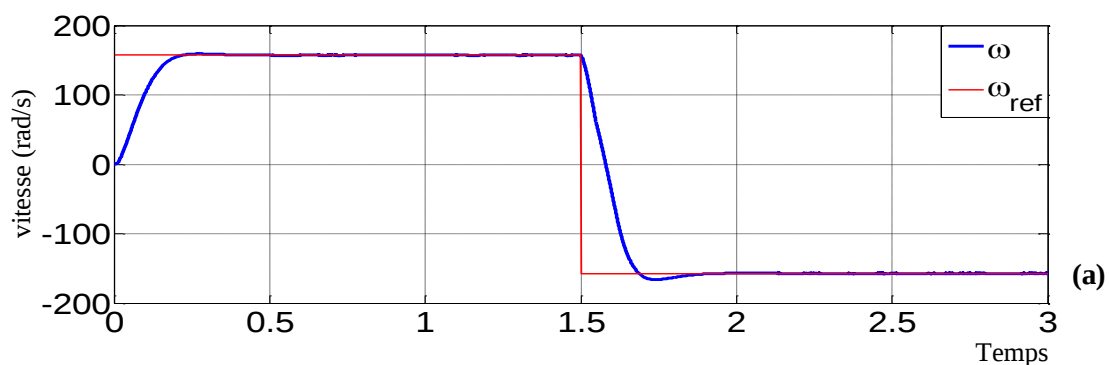
- **A basse vitesse :** Les figures (II.17) montrent les réponses du système lors d'un démarrage à vide suivi par l'application d'un couple de charge à l'instant $t = 1.5s$ et une vitesse de 50tr/min (5.2rad/s).

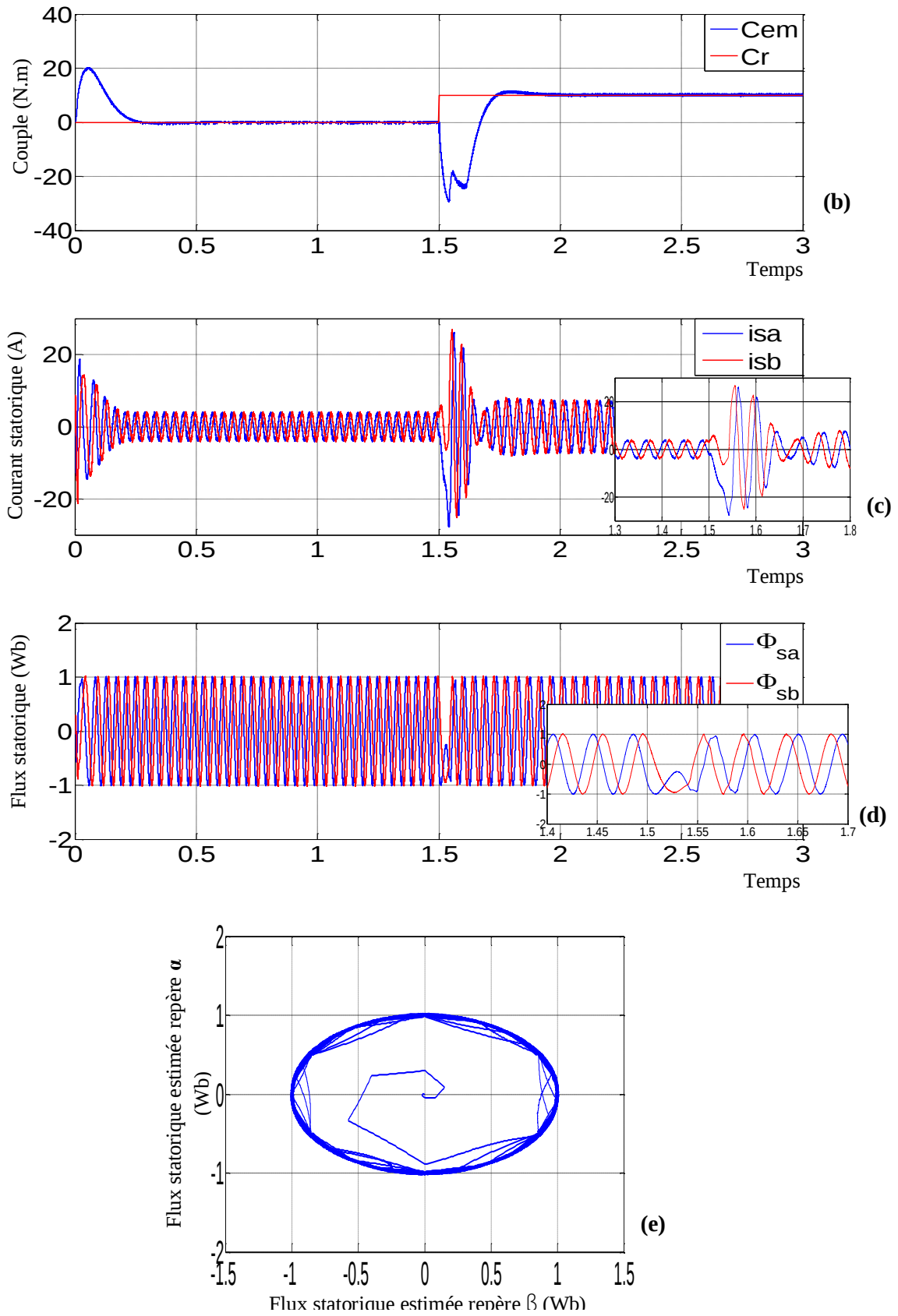




(a),(b),(c),(d),(e) : Figures (II.17) : Résultats de simulation de la commande DTC à basse vitesse (5.2rad/s)

- ✓ Les résultats de simulation montre que le couple électromagnétique : prend un léger dépassement au démarrage ($C_r = 20N.m$), mais se stabilise après un très court (environ 0.25s), lors de l'application du couple de charge à $t = 1.5s$, le couple compense instantanément cette perturbation.
- ✓ La vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire, puis elle atteint sa référence en un temps ($t = 0.25s$), on constate qu'il y a un rejet de perturbation rapide à l'instant $t = 1.5s$, ce qui montre la robustesse de la commande.
- ✓ Les courants de phases sont faibles au démarrage puis, ils subissent une augmentation naturelle lors de l'application du couple de charge.
- ✓ Enfin, l'allure du flux statorique dans le plan complexe suit une allure presque circulaire, ce qui montre l'efficacité du contrôle et le maintien du flux dans sa bande d'hystérésis.
- **Inversion de sens de rotation :** Les figures (II.18) montrent les réponses du système inversion du sens de rotation :



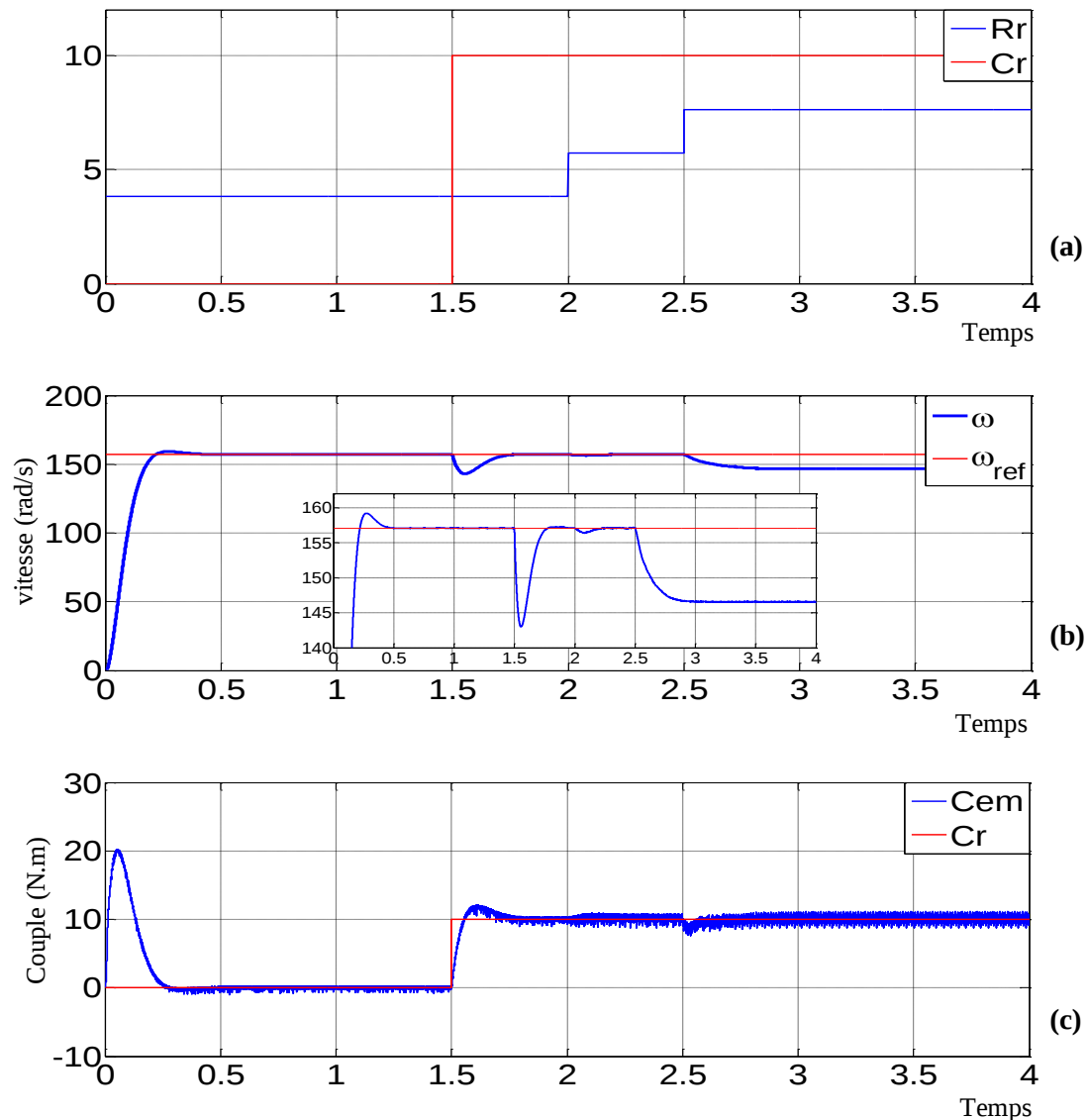


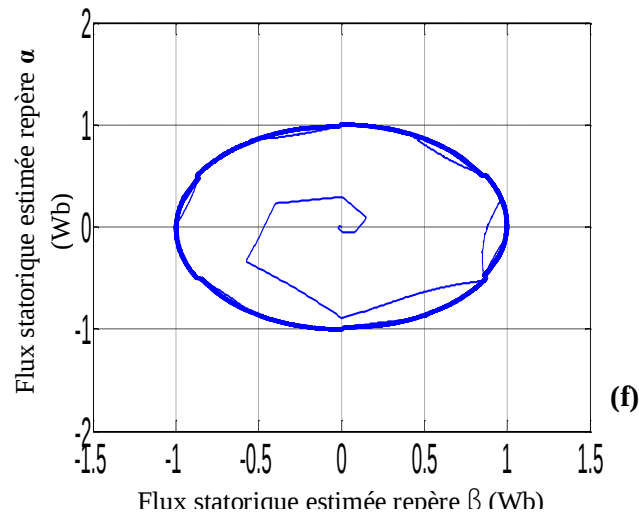
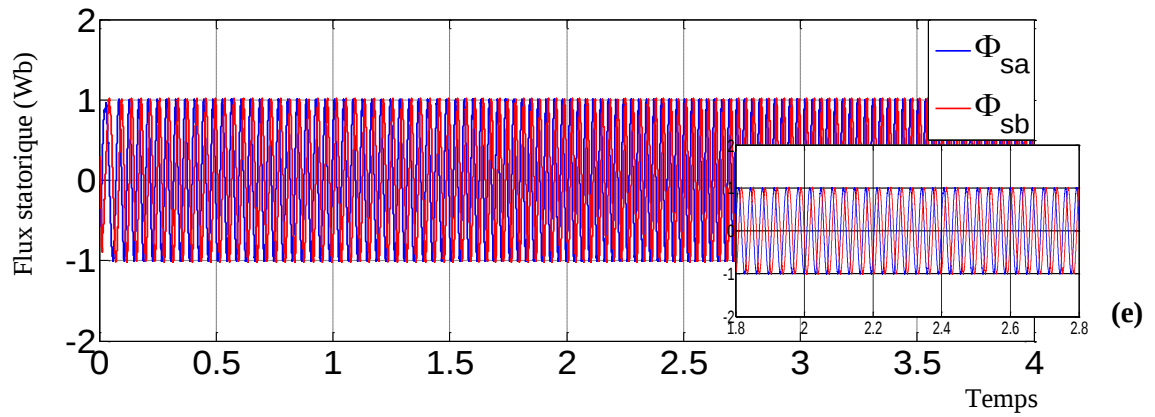
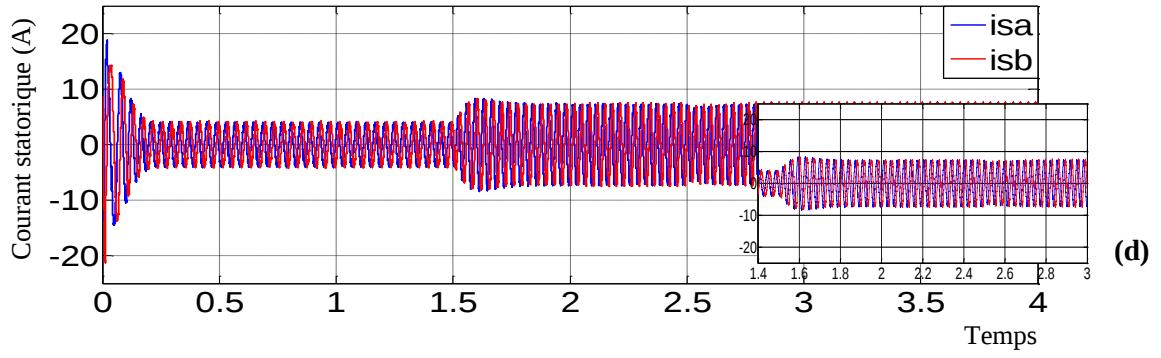
(a),(b),(c),(d),(e) : Figure (II.18) : Résultats de simulation de la commande DTC à vide
(inversion du sens de rotation de 157rad/s à -157rad/s à $t=1.5$)

- ✓ A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II.18) que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement ceci grâce à l'utilisation du correcteur IP, de même pour le couple qui subit à un dépassement avant de se stabiliser.
- ✓ Le courant $i_{s\alpha}$ et le module du flux sont affectés au instant de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent, cette variation n'influence pas sur la trajectoire du module de flux.

• **Teste de robustesse :**

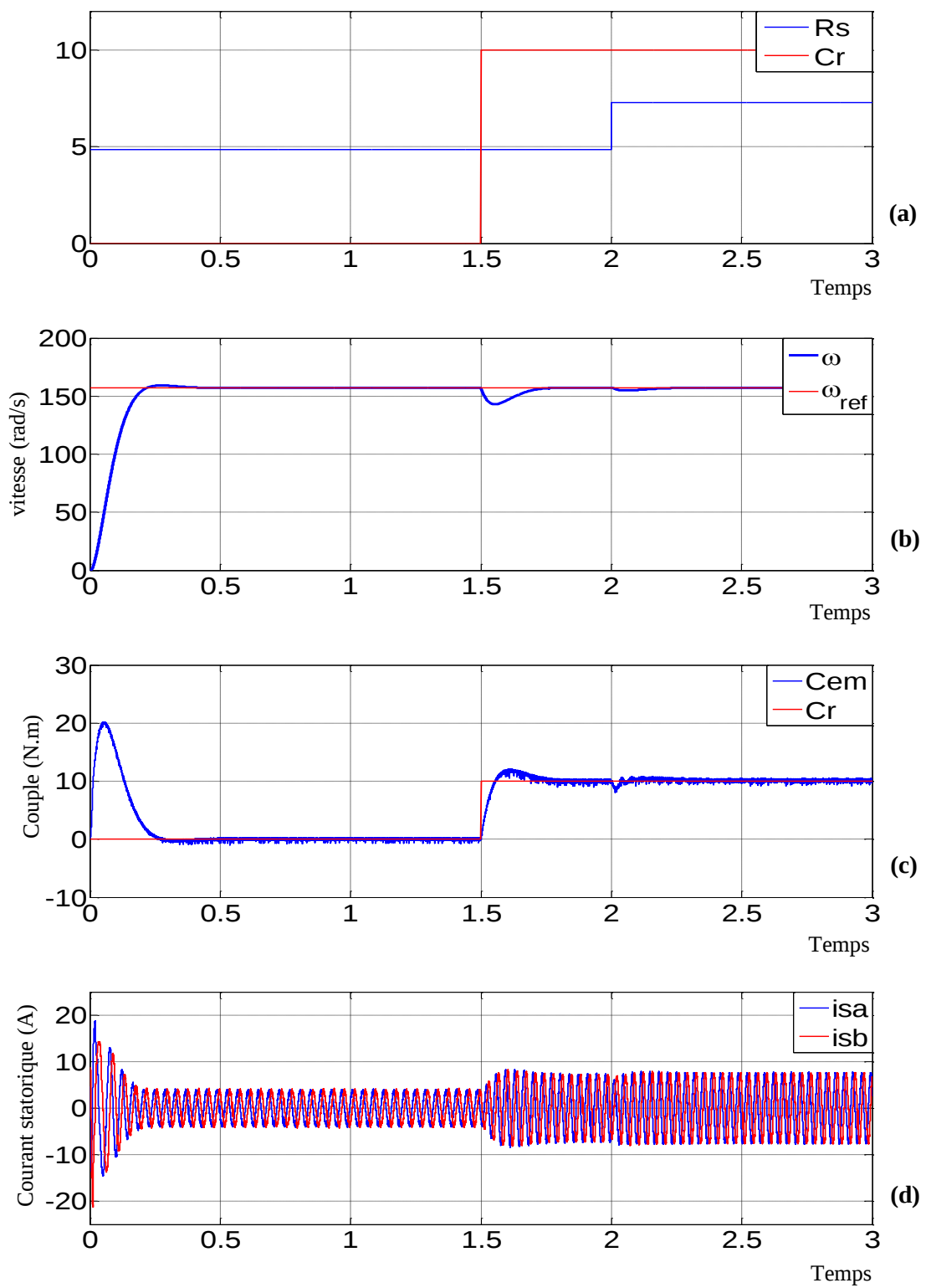
1. **Variation de la résistance rotorique R_r :** Test de robustesse pour une variation de R_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC, après l'application d'un couple de charge à $t = 1.5s$, la résistance rotorique suivait une variation par palier.

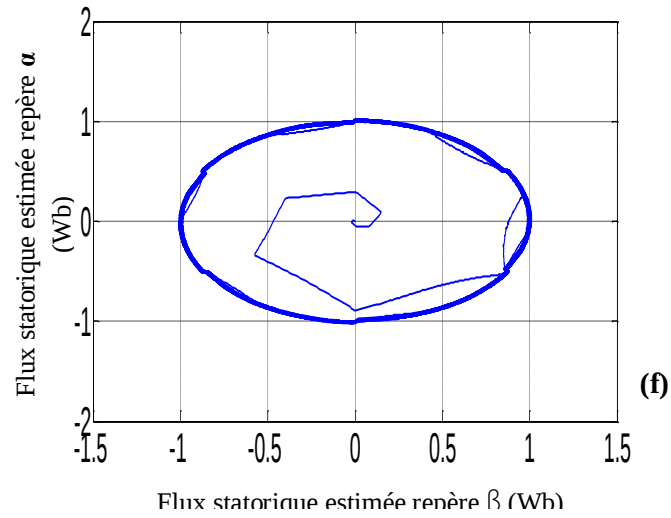
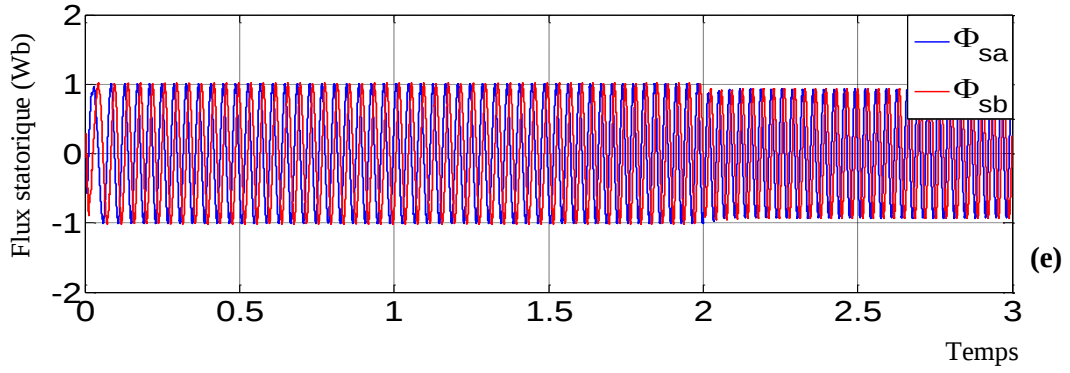




(a),(b),(c),(d),(e),(f) : Figure (II.19) : Test de robustesse pour une variation de R_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC

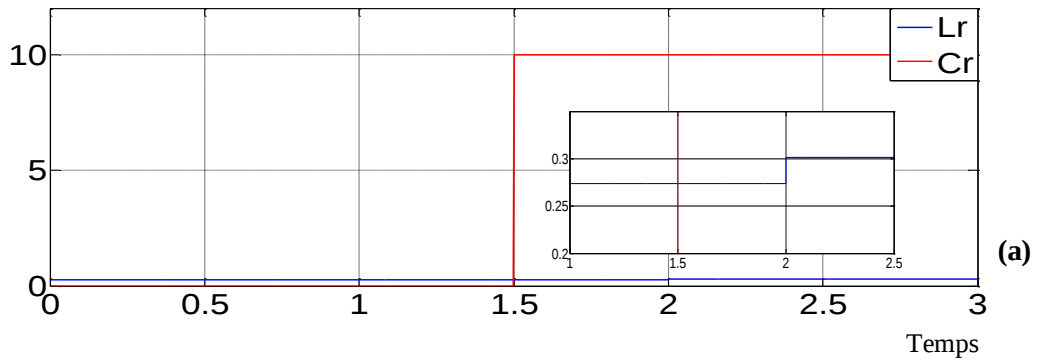
2. **Variation de la résistance statorique R_s** : Pour une variation de R_s de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC.

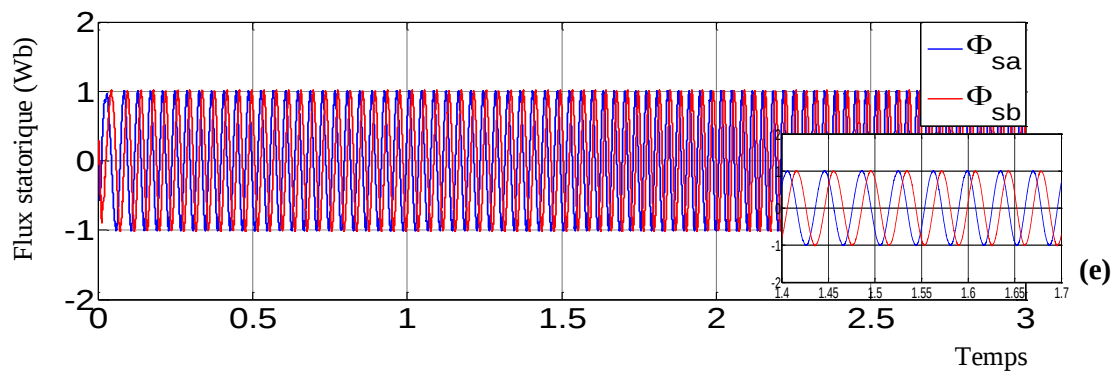
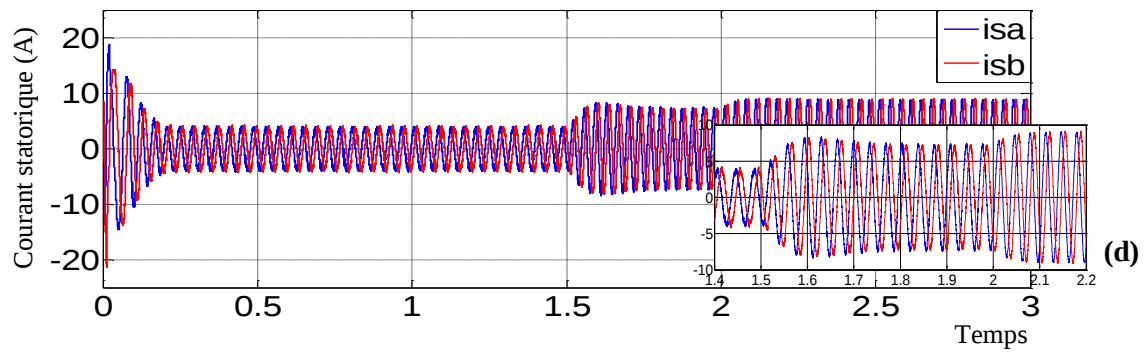
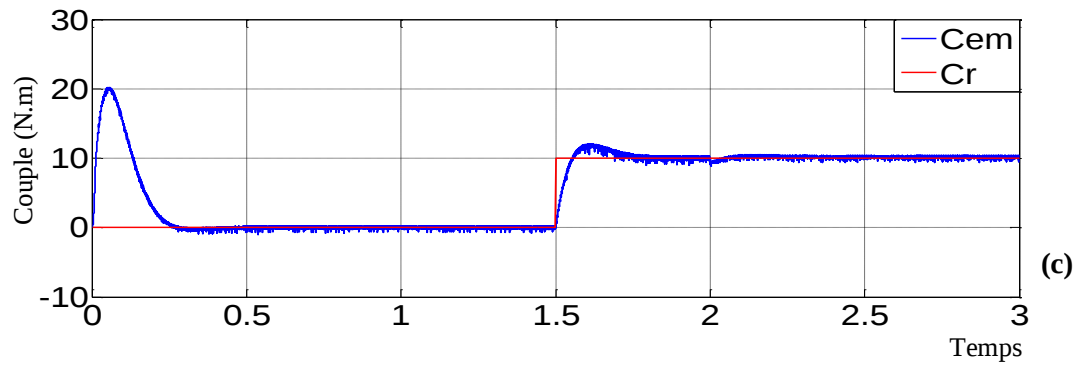
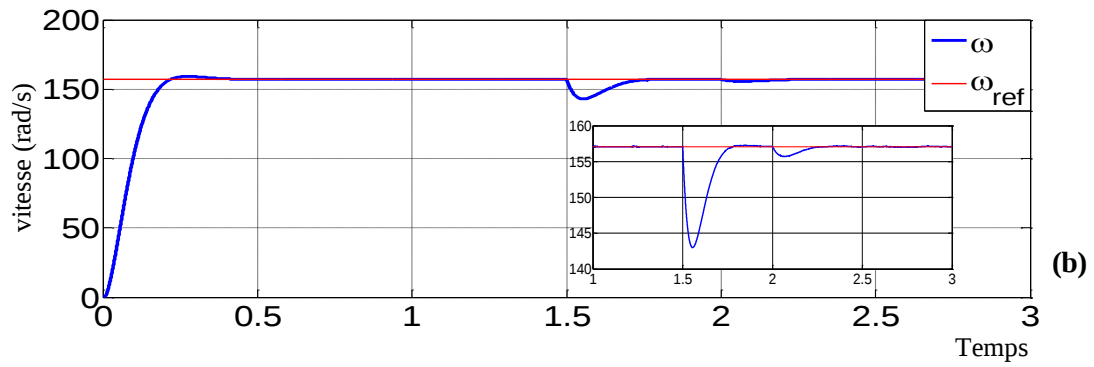


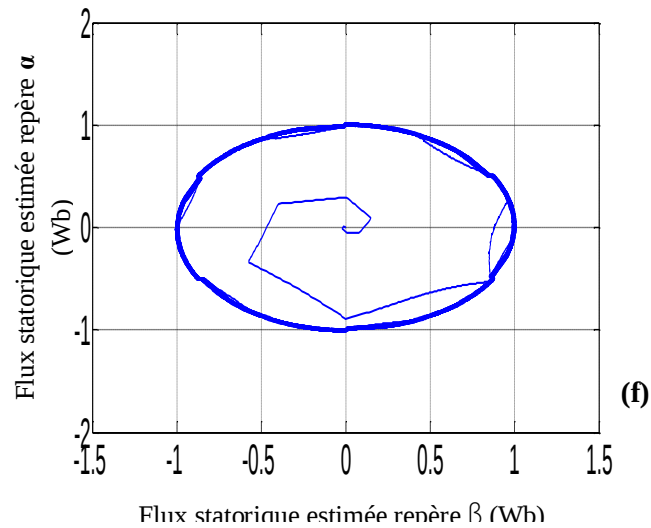


(a),(b),(c),(d),(e),(f) : Figure (II.20) : Test de robustesse pour une variation de $\mathbf{R}_s$ de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC

3. Variation de l'inductance rotorique L_r : Test de robustesse pour une variation de L_r de +10 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC.

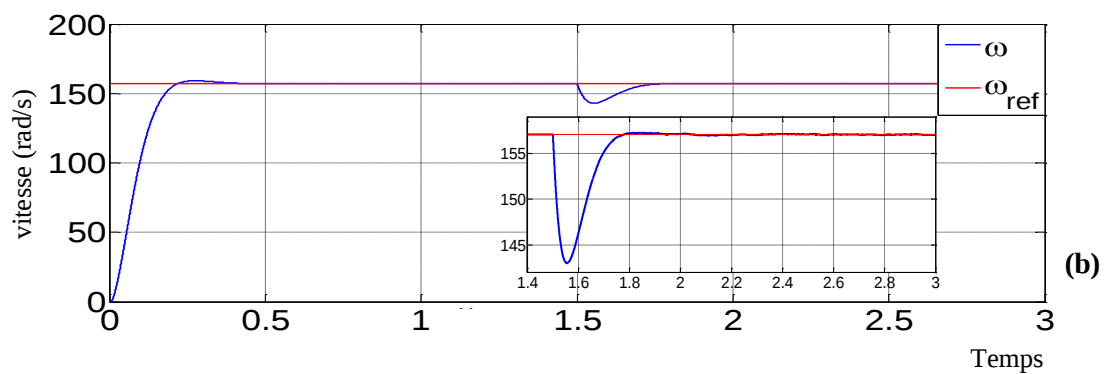
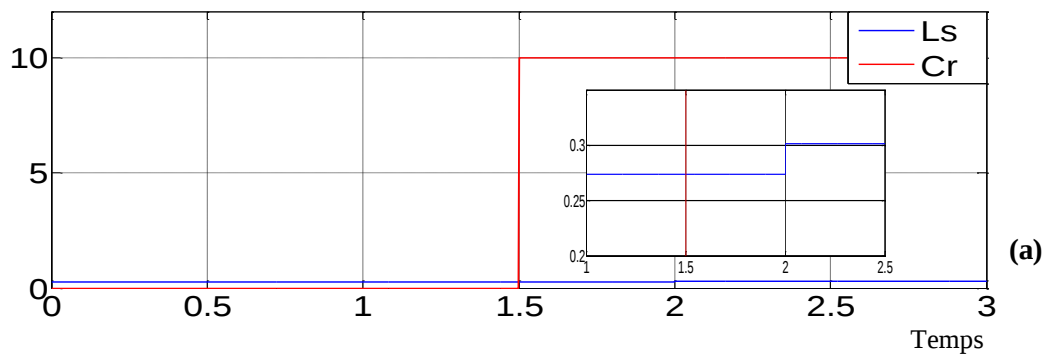


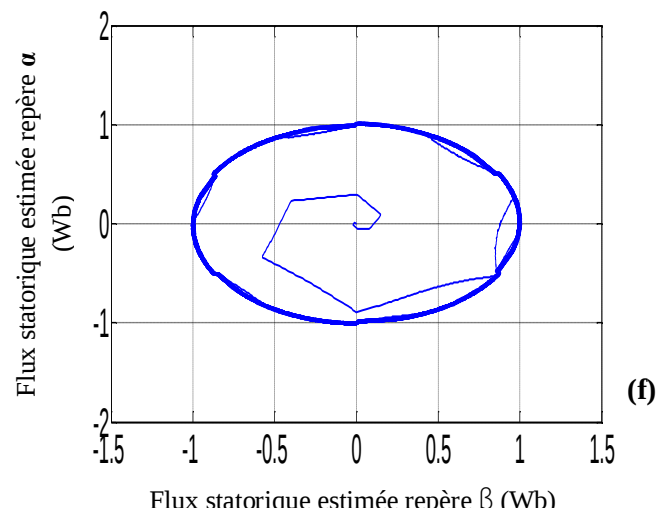
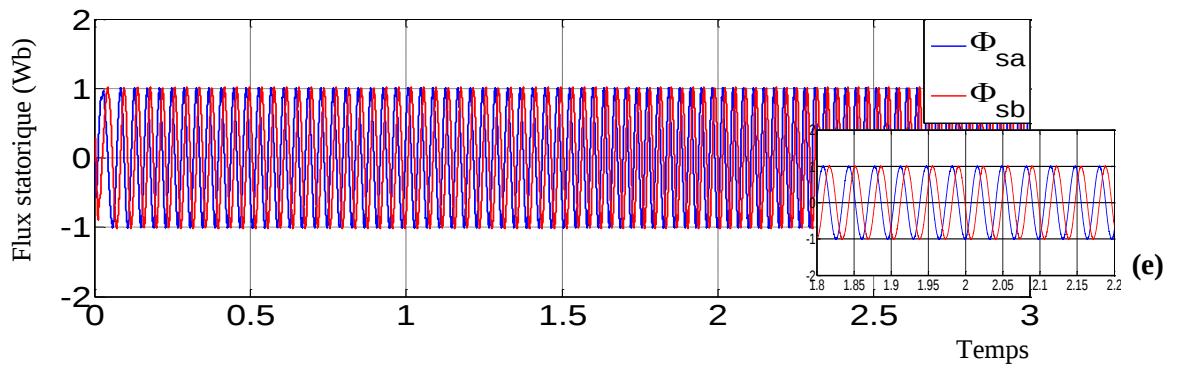
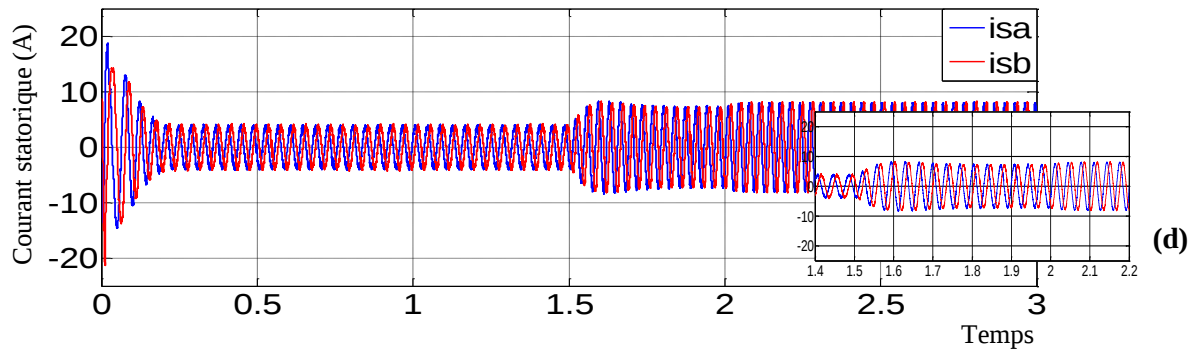
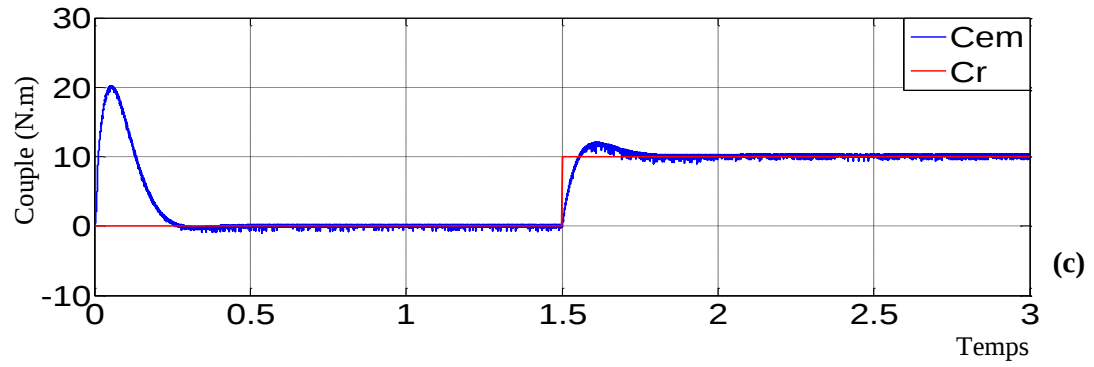




(a),(b),(c),(d),(e),(f) : Figure (II.21) : Test de robustesse pour une variation de L_r de +50 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC

4. Variation de l'inductance statorique L_s : Test de robustesse pour une variation de L_s de +10 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC.





(a),(b),(c),(d),(e),(f) : Figure (II.22) : Test de robustesse pour une variation de L_s de +10 %, pour le réglage de vitesse de la MAS par la commande DTC

Les résultats de simulation montre bien la robustesse de la commande DTC vis-à-vis la variation paramétrique : variation de les résistances rotorique et statorique ainsi que les inductances rotorique et statorique :

- le couple électromagnétique prend un léger dépassement au démarrage ($C_r = 20N.m$), mais se stabilise après un temps très court $t = 0.25s$, lors de l'application du couple de charge à $t = 1.5s$ et des variations par palier à ($t = 2s$ et $t = 2.5s$), le couple compense instantanément cette perturbation.
- La vitesse présente un accroissement linéaire en régime transitoire, puis elle atteint sa référence en un temps ($t = 0.25s$), on constate qu'il y a un rejet de perturbation rapide à l'instant $t = 1.5s$, $t = 2s$ et $t = 2.5s$, ce qui montre la robustesse de la commande.
- Les courants de phases sont faibles au démarrage puis, ils subissent une augmentation naturelle lors de l'application du couple de charge et une variation paramétrique.
- l'allure du flux statorique dans le plan complexe suit une allure presque circulaire, ce qui montre l'efficacité du contrôle et le maintien du flux dans sa bande d'hystérésis.

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux; il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Les mêmes essais de simulation ont été effectués à faible vitesse nous ont permis de constater la perte de contrôle, ce qui nécessite dans ce cas de prendre en considération la résistance statorique, voire une bonne estimation de cette grandeur avant de l'injecter dans le bloc de commande.

II.14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone, ainsi il apporte une solution efficace aux problèmes de la robustesse essentiellement à haute vitesse ou l'effet de la résistance statorique était négligé. En revanche la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple). En plus l'estimation de la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation de ces contrôleurs, ce point constitue l'un des inconvénients majeurs de la DTC.

Et comme toute machine l'asservissement de la vitesse de la MAS nécessite l'utilisation d'un capteur mécanique avec tous ses inconvénients (cout, fragilisé et encombrement), ce qui nécessite son élimination, c'est le domaine de la commande sans capteur mécanique ce qui fera l'objet du chapitre suivant

Chapitre III

Techniques d'estimation et d'observation, Etat d'art

III.1 Introduction

Les grandeurs d'état utilisées pour l'élaboration de la commande de la MAS (flux, vitesse,...) sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques ou économiques (difficulté voir impossibilité de mesure, fragilité, encombrement, coût de montage et d'entretien,...etc.). Les capteurs dédiés représentent le maillon faible de cette chaîne; on essaye donc de faire remplir leurs fonctions par des capteurs de grandeurs électriques (tension, courant,...etc.) et d'algorithmes de calcul reconstituant les états de la machine, de tels outils portent l'appellation d'estimateurs et d'observateurs. Dans cet état de l'art, nous allons commencer par exposer les différents capteurs mécaniques utilisés dans la pratique, leurs avantages et inconvénients, pour en aboutir à les remplacer par différents estimateurs et observateurs.

III.2 Types de capteurs mécaniques [50]

III.2.1 Les codeurs incrémentaux

Les codeurs incrémentaux génèrent un signal carré en sortie dont l'état change à chaque fois que l'arbre tourne d'un certain angle. Le nombre de crêtes par tour définit la résolution du capteur. À la différence du codeur absolu, le codeur incrémental ne fournit pas une valeur absolue de la position (seulement relative). Cela a pour avantage de rendre le capteur moins cher car moins compliqué technologiquement. La première application des codeurs incrémentaux est le suivi de position. Cela s'effectue par le compte du nombre de crêtes mis en relation avec la position initiale. Mais ils peuvent tout aussi bien être utilisés afin de mesurer la vitesse d'un composant. Cela s'effectue par le calcul du rapport entre le nombre de crêtes et le temps total d'opération.

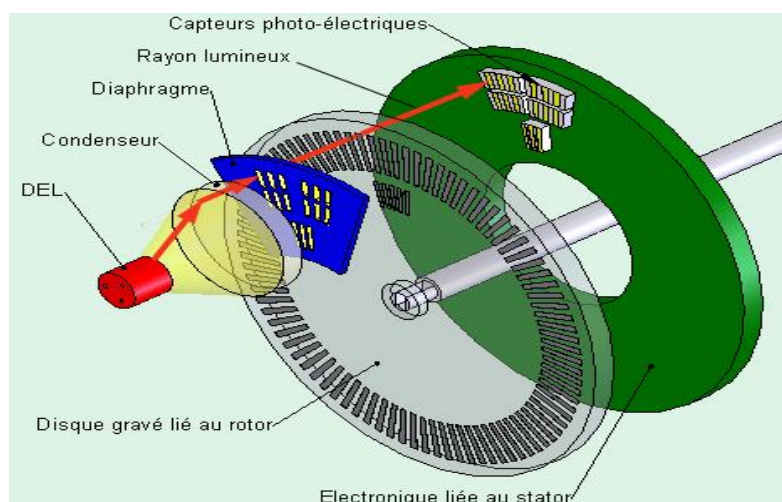


Figure (III.1) : les codeurs incrémentaux

- **Avantages**

Le codeur incrémental est de conception simple (son disque ne comporte que deux pistes) donc plus fiable et moins onéreux.

- **Inconvénients**

Il est sensible aux coupures du réseau : chaque coupure du courant peut faire perdre la position réelle du mobile à l'unité de traitement. Il faudra alors procéder à la réinitialisation du système automatisé. Il est sensible aux parasites en ligne, un parasite peut être comptabilisé par le système de traitement comme une impulsion délivrée par le codeur.

III.2.2 Codeurs Absolus

Les codeurs absolus génèrent des informations sur la position, l'angle et le nombre de tours dans des pas angulaires spécifiques au type. Un type de code univoque est attribué à chaque pas angulaire. Le nombre de types de code existants par tour détermine la résolution. Chaque type de code constitue une référence univoque et ainsi une position absolue. Une initialisation de référence après la mise en marche n'est donc pas nécessaire. Un codeur mono tour mesure la position absolue dans un tour. Un codeur multi tours établit le nombre de tours en plus de la position dans un tour.

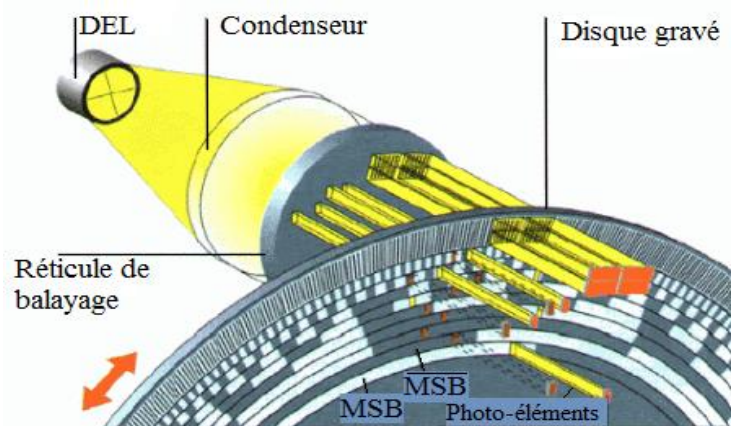


Figure (III.2) : les codeurs absolus

- **Avantages**

Il est insensible aux coupures du réseau : la position du mobile est détenue dans un code qui est envoyé en parallèle au système de traitement. L'information de position est donc disponible dès la mise sous tension. Si le système de traitement «saute» une information de position délivrée par le codeur, la position réelle du mobile ne sera pas perdue car elle restera valide à la lecture suivante.

- **Inconvénients**

Il est de conception électrique et mécanique plus complexe aussi son coût sera plus élevé qu'un codeur incrémental. Les informations de position sont délivrées « en parallèle » ; son utilisation mobilisera donc un nombre important d'entrées du système de traitement (A.P.I. par exemple).

III.2.3 Capteur électromagnétique (Résolveur)

Les résolveurs sont des capteurs analogiques de position angulaire absolue sur un tour. Ils donnent à tout instant la position angulaire de l'axe. Le résolveur est un transformateur rotatif. Le bobinage du rotor est alimenté par un signal sinusoïdal à haute fréquence (env. 10 kHz). Il induit une tension de même fréquence dans les deux enroulements du stator disposés à 90 degrés l'un par rapport à l'autre. L'amplitude de ces tensions induites dépend du sinus, respectivement du cosinus de l'angle de rotation. Un circuit électronique les met en forme et délivre un signal analogique proportionnel à l'angle.

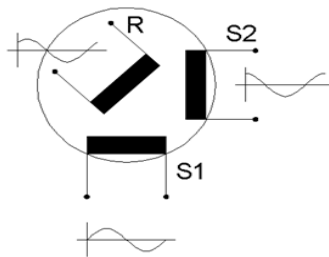


Figure (III.3) : schéma de principe d'un résolveur

- **Avantages**

Fiable, robuste, précis, longue durée de vie

- **Inconvénients**

Encombrant, lourd, coûteux, nécessite de solides compétences pour la spécification et le déploiement

III.3 commande sans capteur mécanique

La solution précédente présente l'avantage de la simplicité. En contrepartie, elle offre également des inconvénients. Tout d'abord, le coût du capteur et de son installation (notamment, s'il s'agit de la rénovation d'une ancienne installation, sans capteur) peut être significatif par rapport à celui de la machine. Le capteur est une source supplémentaire de défaillances, d'autant plus qu'étant accouplé à la machine, il est exposé à des sollicitations mécaniques et thermiques. Enfin, à cause de l'échantillonnage temporel et de la quantification des mesures de position, l'estimation de vitesse par différence finie est affectée d'un bruit qui

peut fortement perturber la commande. Pour ces raisons, au cours des années passées, de multiples travaux ont proposé des techniques de commande sans capteur mécanique [49].

Pour palier les difficultés liées à l'utilisation de capteurs dédiés, le flux est évalué à partir des grandeurs déjà mesurées (courant, tension...). Il peut être reconstitué par:

- Des estimateurs utilisés en boucle ouverte,
- Des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées [1].

III.3.1 Définition d'un Estimateurs [7]

Les estimateurs sont des circuits ou des algorithmes fonctionnant en boucle ouverte, ils sont basés sur la résolution directe des équations de la machine représentée sous forme de modèle de PARK, ce qui leur permet d'être rapides, cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine. Ils sont peu robustes aux variations de ses paramètres (résistances statorique et rotorique,...etc.). Le schéma de principe d'un tel estimateur est présenté par la Figure (III.4). Ayant comme entrées les entrées du processus réel et dont la sortie est une estimation de l'état de ce processus. La reconstruction du vecteur d'état ne fait pas, ici, appel à la mesure de la sortie $y(t)$.

On distingue généralement deux types d'estimateurs :

- Estimateurs de flux
- Estimateurs de vitesse

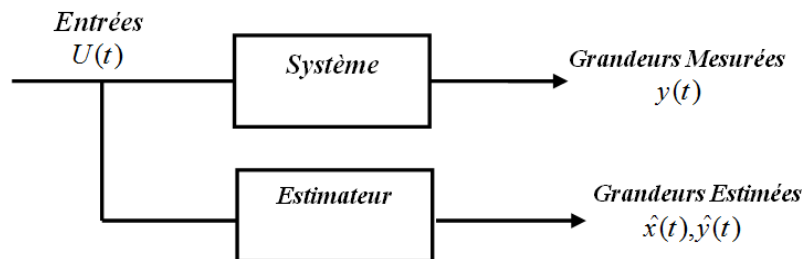


Figure (III.4) : Schéma de principe d'un estimateur

III.3.1.1 Estimateurs de flux statorique [29]

Ces estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équation de Park définie en régime permanent (estimateur statique) ou transitoire (estimateur dynamique). Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques avec la température et la fréquence.

L'utilisation d'un estimateur simple de flux se heurte cependant à un problème majeur relatif à l'intégration en boucle ouverte. En effet, afin d'obtenir le flux statorique dans le cas de la DTC, il convient de procéder au calcul suivant [31],[30] :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_s - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_s - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Deux problèmes subsistent, à savoir :

- le premier est dû à la résistance statorique dont la valeur varie avec la température.
- le second est celui de l'intégration effectuée en boucle ouverte. En effet, surtout à basse vitesse, L'existence d'un offset, aussi petit que possible, génère une rampe qui vient s'ajouter au signal flux. Cet offset est désastreux en commande.

L'angle entre les deux vecteurs de flux statorique est définie par :

$$\overline{\theta_s} = \arctan \frac{\overline{\Phi_{s\beta}}}{\overline{\Phi_{s\alpha}}} \quad (\text{III.2})$$

Une fois les deux composantes du flux sont obtenues, le couple peut être tiré facilement d'après la formule suivant [43],[30] :

$$C_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{III.3})$$

III.3.1.2 Estimateurs de flux rotorique [7] [51] [49] [52]

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes :

1. Estimateur de flux basé sur un modèle en courant,
2. Estimateur de flux basé sur une méthode d'élimination,
3. Estimateur de flux basé sur un modèle en tension,
4. Estimateur de flux d'ordre complet.

Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone.

Une étude détaillée de la dynamique de ces estimateurs dans, conclut que les méthodes d'estimation du flux proposées ci-dessus, ont toutes un ou deux des inconvénients liés aux problèmes suivants :

- ✓ La nécessité de connaître la vitesse.
- ✓ La sensibilité à la variation des paramètres de la machine asynchrone.

Pour essayer de résoudre le dernier problème, certains chercheurs ont proposé l'identification en ligne des paramètres. Pourtant, l'adaptation en ligne des paramètres, en plus de sa complexité, ne rend pas la technique d'estimation parfaitement indépendante de la variation de

ces paramètres. De plus, ces techniques d'estimation dépendent de l'excitation fondamentale de la machine, ce qui pose toujours problème pour les basses vitesses jusqu'à l'arrêt.

III.3.1.2.1 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant [51] [49]

A partir des équations (III.4), nous déduisons que le flux rotorique $\Phi_{r,\alpha\beta}$ peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, qui est présenté sur la figure (III.5), est basé sur un modèle dit en courant

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{r\alpha} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} = \frac{L_m}{T_r} i_{s\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

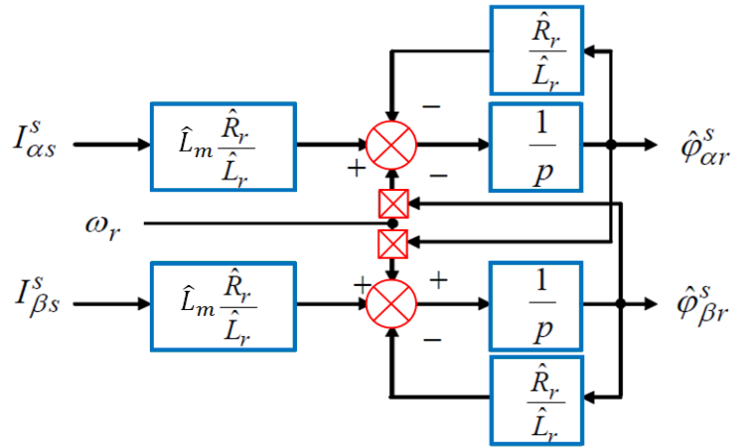


Figure (III.5) : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte basé sur le modèle en courant

Un des principaux problèmes est que l'estimation dépend de la vitesse du rotor pour estimer le flux. Il faut donc un capteur de vitesse.

III.3.1.2.2 Estimation du flux rotorique par une méthode d'élimination [51] [49]

Cette méthode dépend des tensions et courants statoriques ainsi que de la vitesse de la machine pour estimer le flux rotorique. Nous obtenons l'estimateur en regroupant et en arrangeant les équations (III.5):

$$\begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{s\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} = -\frac{R_{eq}}{\sigma L_s} i_{s\beta} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{r\alpha} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Le schéma du principe de cette méthode, appelée la méthode d'élimination dans est présenté sur la figure (III.6) :

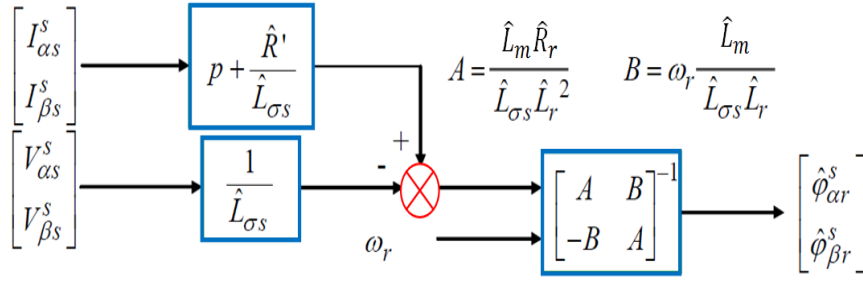


Figure (III.6) : Estimateur de flux en boucle ouverte basé sur la méthode d'élimination

Cette méthode a deux inconvénients. Premièrement, elle requiert la connaissance de la vitesse de la machine asynchrone (même problème que pour le modèle en courant).

Deuxièmement, les courants statoriques sont dérivés, ce qui rend cette méthode sensible aux bruits sur les courants statoriques mesurés, en particulière à ceux dus aux commutations de la MLI.

III.3.1.2.3 Estimation de flux rotorique par un modèle en tension [51] [49]

L'estimateur du flux rotorique basé sur un modèle en tension (figure III.7), dont les entrées sont les courants et les tensions statoriques mesurés est développé à partir des équations (III.6) et (III.7). L'avantage de cet estimateur en boucle ouverte par rapport aux précédents est qu'il ne repose pas sur la vitesse de la machine asynchrone.

$$\begin{cases} v_{\alpha s} = R_s i_{\alpha s} + \hat{\Phi}_{\alpha s} \\ v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \hat{\Phi}_{\beta s} \end{cases} \quad (III.6)$$

$$\begin{cases} i_{\alpha s} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{\alpha s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{\alpha r} \\ i_{\beta s} = \frac{1}{\sigma L_s} \Phi_{\beta s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{\beta r} \end{cases} \quad (III.7)$$

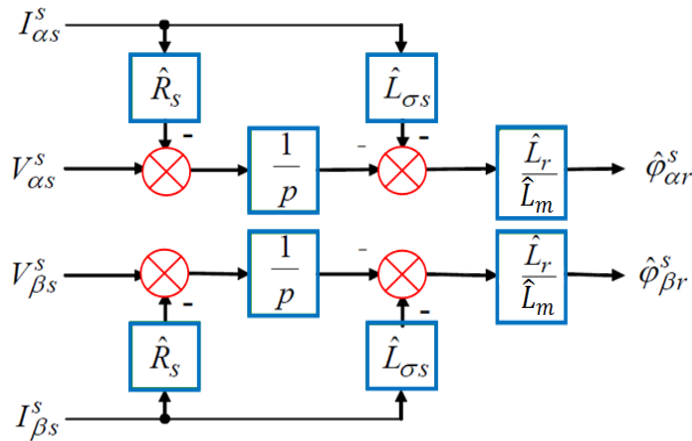


Figure (III.7) : Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension

Comme le modèle en tension est un intégrateur sans retour d'état, il est sensible aux décalages (offset) sur les mesures surtout dans le domaine des basses fréquences. C'est pourquoi, en pratique, nous remplaçons l'intégrateur pur par un filtre passe bas afin de garantir la stabilité. Malheureusement, le filtre passe bas produit une erreur d'estimation dans le domaine des basses fréquences et limite ainsi l'estimation à un domaine où les fréquences sont supérieures à sa fréquence de coupure. On peut également recourir à des méthodes de correction automatique d'offset.

III.3.1.2.4 Estimateur de flux rotorique d'ordre complet [51] [49]

L'estimateur de flux rotorique d'ordre complet peut être obtenu à partir des équations d'état de la machine asynchrone (III.4) et (III.5).

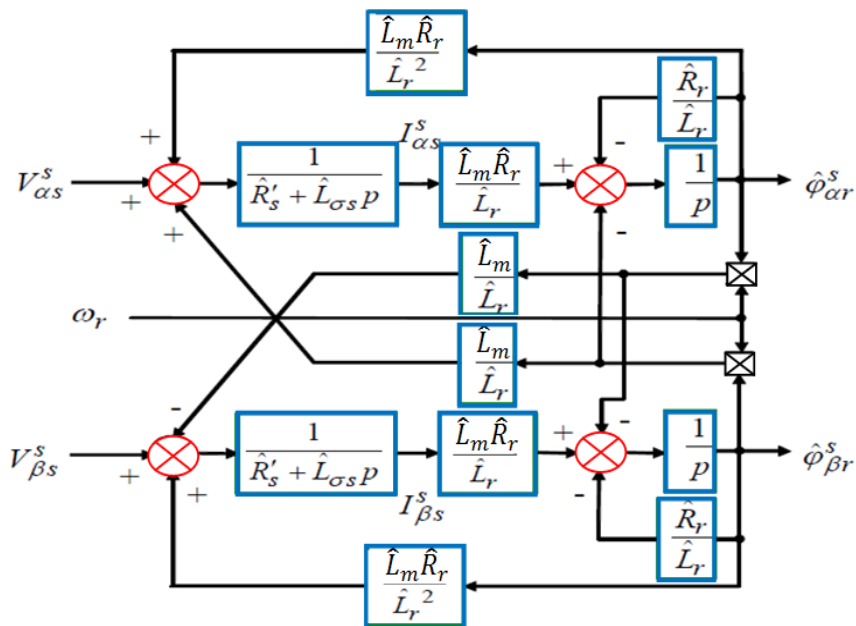


Figure (III.8) : Estimateur de flux d'ordre complet en boucle ouverte

Les entrées de cet estimateur sont les tensions statoriques mesurées et la vitesse du rotor. Les courants statoriques sont introduits dans l'estimateur comme grandeurs d'état estimées. Donc l'estimateur de flux rotorique d'ordre complet n'est qu'un estimateur des courants statoriques couplé à un estimateur basé sur le modèle en courant.

Par conséquent, cet estimateur n'apporte pas plus d'améliorations en comparaison avec celui basé sur le modèle en courant.

III.3.1.3 Estimateurs de flux et de vitesse [7]

Les estimateurs déjà cités dans la section précédente peuvent être améliorés pour estimer la vitesse de la machine asynchrone.

Ces techniques se divisent en quatre catégories :

1. Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux,
2. Techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.e.m),
3. Utilisation de deux estimateurs de flux dans un système adaptatif avec un modèle de référence (MRAS),
4. Estimation de la vitesse par un filtre de Kalman

III.3.1.3.1 Addition d'un modèle mécanique à l'estimateur de flux [7] [51]

Comme la quasi-totalité des estimateurs de flux rotorique requièrent la mesure de la vitesse de rotation, nous pouvons employer l'équation du couple électromagnétique et l'équation mécanique pour modéliser un estimateur de vitesse à partir des courants statoriques et du flux rotorique.

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\phi_{cr} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \quad (\text{III.8})$$

$$C_{em} - C_r = jS\omega \quad (\text{III.9})$$

$S = \frac{d}{dt}$: Opérateur de Laplace

Le modèle en courant estime les deux composantes du flux, la vitesse sera estimée par les équations (III.1) et (III.2), cette vitesse est réintroduite dans l'un des estimateurs du flux rotorique mentionnés ci-dessus à la place de la vitesse mesurée (de préférence, en utilisant le modèle en courant car cet estimateur ne dépend pas des tensions statoriques dont la valeur efficace est faible à basse vitesse Figure (III.9)).

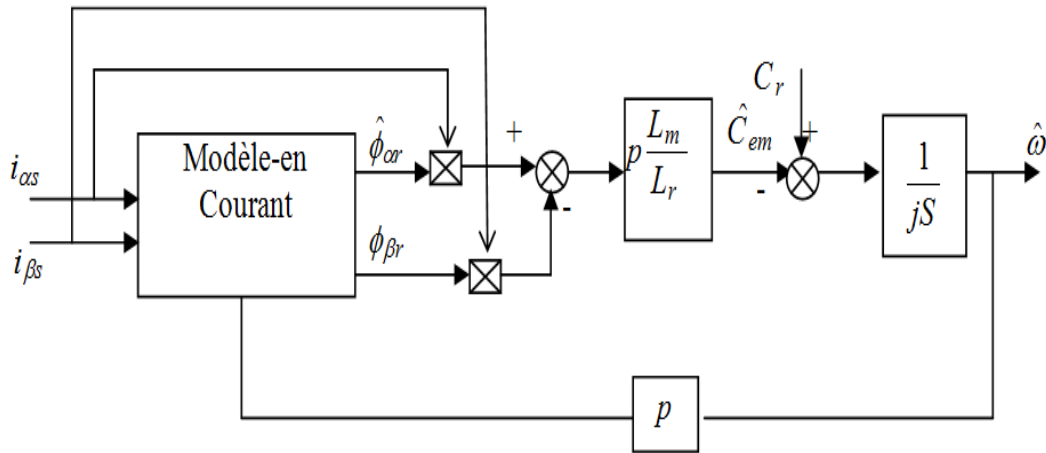


Figure (III.9) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone à l'aide d'un modèle mécanique additionné à un modèle en courant

Le problème majeur de l'estimation de la vitesse en ajoutant le modèle mécanique est que nous estimons la vitesse à partir des grandeurs électriques seules. La qualité de l'estimation se dégrade alors dès qu'une perturbation apparaît, surtout à basse vitesse et à l'arrêt.

III.3.1.3.2 Techniques basées sur la connaissance de la force contre électromotrice (f.c.e.m)

D'autres techniques d'estimation de la vitesse de rotation du rotor à base d'observateurs ont été proposées. En général, ces méthodes donnent la vitesse rotorique à partir de l'estimation de la fréquence statorique et de la fréquence de glissement, la fréquence statorique est estimée à partir de la dérivée de la fonction « Arctg » de l'angle du flux statorique. Ensuite, après avoir écrit les équations de la machine dans un référentiel lié au rotor, nous pouvons estimer la fréquence de glissement en calculant la dérivée de la fonction « Arctg » de l'angle du flux rotorique. Dans la plupart des cas, le problème principal posé par ces techniques est l'utilisation de l'intégration pour obtenir soit le flux statorique soit le flux rotorique. Et, puisque le gain de la fonction intégrale à basse fréquence est très grand voire infini à la fréquence zéro, ces techniques échouent en basse vitesse [51].

III.3.1.3.3 Estimation de la vitesse par un système adaptatif utilisant un modèle de référence (MRAS) [51]

La méthode dite MRAS (Model Reference Adaptive System) est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [63], [64].

Introduite par LANDAU, est basée sur le choix de deux modèles pour représenter un système, le premier est appelé « modèle de référence » ou « modèle de tension » l'autre sera nommé « modèle adaptatif ». Ou « Ajustable » ou « modèle de courant », Le modèle de référence ne doit pas dépendre explicitement de la grandeur à estimer alors que le second en dépend explicitement.

Un mécanisme d'adaptation, généralement un PI, fait tendre le comportement du modèle adaptatif vers le comportement du modèle de référence. Comme illustré sur la Figure (III.10).

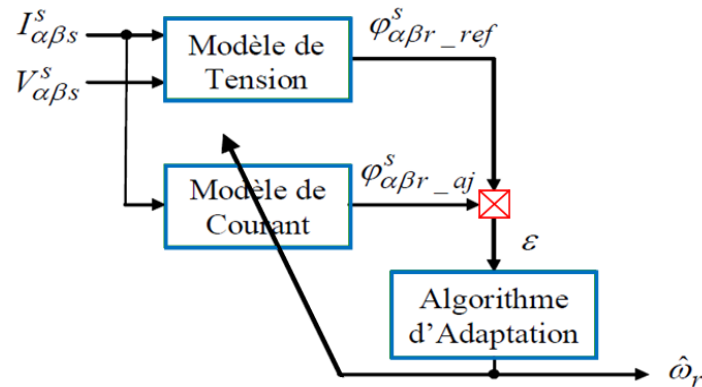


Figure (III.10) : Estimation de la vitesse de la machine asynchrone par la technique MRAS
Plusieurs structures MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable de sortie Y, tels que :

- MRAS basé sur le flux rotorique,
- MRAS basé sur l'estimation de la f.e.m
- MRAS basée sur la puissance réactive instantanée,

La technique MRAS souffre des mêmes problèmes que les modèles qui la composent (modèle en courant et modèle en tension), on peut relever en particulier sa sensibilité à la variation des paramètres de la machine. C'est pourquoi, quelques chercheurs ont proposé des techniques d'adaptation en ligne de la résistance statorique, ou l'adaptation en ligne de la résistance rotorique en plus de la technique MRAS. Puisque le modèle en courant est sensible à la constante de temps rotorique et que son adaptation en même temps que l'on estime la vitesse est difficile, plusieurs techniques ont été proposées pour résoudre ce problème. Par exemple, ajouter des composantes alternatives de faible amplitude et faible fréquence aux courants statoriques ou attendre pour que la vitesse de la machine se stabilise pendant une période de temps ensuite l'adaptation de la vitesse est arrêtée pendant le temps d'adaptation de la constante de temps rotorique.

III.3.1.3.4 Estimation de la vitesse par un filtre de Kalman :

Une des méthodes utilisées pour l'estimation du flux rotorique ou de la vitesse de la machine asynchrone est le filtre de Kalman étendu (EKF). Le filtre de Kalman est un observateur non linéaire en boucle fermée dont la matrice de gain est variable. A chaque pas de calcul, le filtre de Kalman prédit les nouvelles valeurs des variables d'état de la machine asynchrone (courant statoriques, flux rotorique et vitesse). Cette prédiction est effectuée soit en minimisant les effets de bruit et les erreurs de modélisation des paramètres ou des variables d'état soit par un algorithme génétique. Les bruits sont supposés blancs, Gaussiens et non corrélés avec les états estimés [51].

Remarque : Ce dernier Estimateur fera l'objet d'une étude détaillée dans le chapitre suivant.

III.3.1.4 Limites d'utilisation des estimateurs [7]

Les estimateurs reposent sur l'utilisation d'une représentation de la machine sous forme d'équations de Park définie soit en régime statique ou dynamique. Ils sont obtenus par une résolution directe des équations associées à ce modèle. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et donc rapides. Cependant leur dynamique dépend des modes propres de la machine et ils sont peu robustes aux variations paramétriques.

Et comme toute structure fonctionnant en boucle ouverte, les estimateurs ne permettent aucune correction des erreurs de mesure ou d'estimation. Ces constatations justifient les efforts achevés par les concepteurs pour réaliser des estimateurs en boucle fermée «observateurs».

III.3.2 Structure d'un observateur [7]

La structure de l'observateur est celle indiquée sur la Figure (III.11). L'observation se fait en deux étapes : la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèle proche du système (modèle mathématique du système). Ensuite, la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K . Ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés dynamiques du système dont on veut effectuer l'observation des états.

Les différentes grandeurs sont :

- Un vecteur d'entrée U du système réel et de l'observateur
- Un vecteur d'état X constitué des grandeurs à observer
- Un vecteur de sortie Y ayant les composants mesurables (courants)

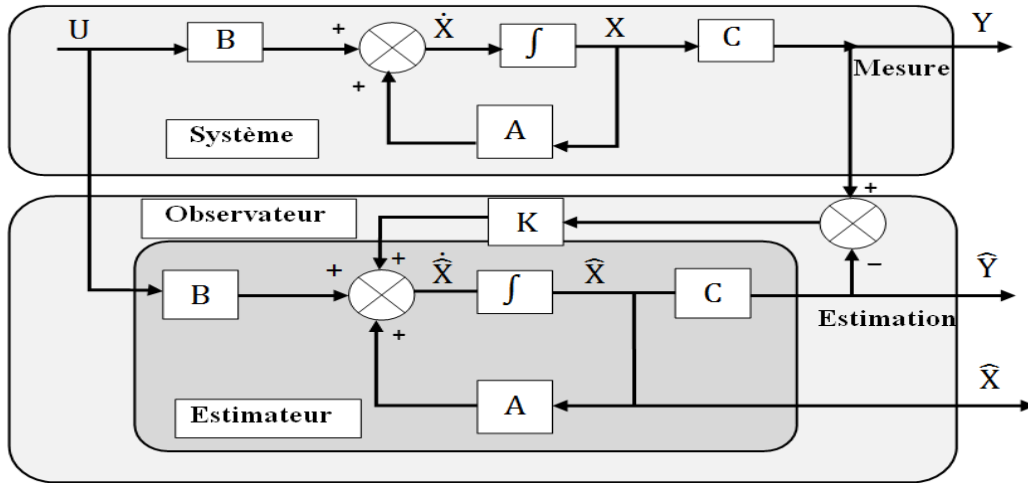


Figure (III.11) : Schéma Fonctionnel d'un Observateur

Cet observateur est défini par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = A\hat{x}(t) + Bu(t) + K(y(t) - \hat{y}(t)) \\ \hat{y}(t) = C\hat{x}(t) \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

$(y(t) - \hat{y}(t))$: La différence entre la sortie mesurée et la sortie reconstruite par l'observateur.

On peut réécrire l'équation d'observateur de la manière suivante :

$$\dot{\hat{x}}(t) = (A - KC)\hat{x}(t) + Bu(t) + Ky(t) \quad (\text{III.11})$$

La matrice K est appelée matrice de gain et doit être choisie de manière à ce que l'erreur sur l'état converge exponentiellement vers 0, soit $e = (\hat{x} - x) \rightarrow 0$ quand $(t \rightarrow \infty)$. Pour cela, il faut et il suffit que la matrice gain K soit choisie pour que la matrice $(A - KC)$ ait toutes ses valeurs propres dans le demi-plan gauche.

III.3.2.1 Classification des observateurs

Pour classer les observateurs, on prend en compte plusieurs considérations :

- 1) La nature du système considéré,
- 2) l'environnement du système considéré,
- 3) La dimension du vecteur d'état à estimer.

III.3.2.1.1 En fonction de la nature du système considéré, ces observateurs peuvent être classés en deux grandes catégories :

III.3.2.1.1.1 Observateurs pour les systèmes linéaires

Sont les observateurs dont la construction du gain est basée sur une matrice du système qui est linéaire et invariant dans le temps. L'observateur de Luenberger et le filtre de Kalman se basent sur cette approche. Ces observateurs peuvent intervenir dans les systèmes non linéaires (cas de la machine asynchrone) avec des gains fixes.

III.3.2.1.1.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires

Les systèmes peuvent être non linéaires, dans ce cas, des observateurs ont été développés pour palier cette difficulté. On peut citer par exemple les observateurs à structure variables à titre d'exemple : les observateurs à grand gain et les observateurs types modes glissant.

III.3.2.1.2 En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent :**III.3.2.1.2.1 Observateurs de type déterministes**

Ce sont les observateurs qui ne prennent pas en compte les bruits de mesures et les fluctuations aléatoires des variables d'état : l'environnement est déterministe. Parmi ces observateurs nous pouvons citer l'observateur de Luenberger et l'observateur par mode de glissement.

III.3.2.1.2.2 Observateurs de type Stochastique

Ces observateurs donnent une estimation optimale des états en se basant sur des critères stochastiques. Leurs observations se basent sur la présence du bruit dans le système, ce qui est souvent le cas. L'algorithme du filtre de Kalman illustre bien cette application.

III.3.2.1.3 Et enfin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs du flux Peuvent être classés en deux familles :**III.3.2.1.3.1 Observateurs d'ordre complet**

Ces observateurs donnent les informations sur les quatre variables d'état. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes des flux statoriques et rotoriques, soit comme deux composantes du courant statorique et deux composantes du flux rotorique. Remarquons que ces observateurs nécessitent un temps de calcul long. Les matrices dynamiques sont de rang 4 et il faut les réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse.

III.3.2.1.3.2 Observateur d'ordre réduit

Ces observateurs donnent les informations sur les variables d'état non mesurables. Ils nécessitent moins de temps de calcul que ceux d'ordre complet pour les mêmes types d'observateurs.

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les types des capteurs, leurs avantages et inconvénients, D'où la nécessité de les remplacer par des captures logiciel ou calculateurs dites : estimateurs et observateurs ces derniers se distinguent par leur classification basée sur la nature du système considéré (linéaire ou non linéaire), l'environnement du système considéré (déterministe ou stochastique) et la dimension du vecteur d'état à estimer.

Dans le chapitre suivant, nous nous intéressons à l'étude par simulation du filtre de **Kalman étendu**, dont l'objectif est de l'utiliser comme un observateur de vitesse pour une commande sans capteur mécanique.

Chapitre IV

Commande sans capteur mécanique par
le filtre de kalman étendu

IV.1 Introduction

Nous avons présenté au deuxième chapitre 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 malgré leurs inconvénients déjà cités. 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 en fonction des tensions et des courants statoriques. Ainsi, deux capteurs de courant et la valeur de la tension E du pont onduleur nous donnent par intégration en boucle ouverte, le flux statorique estimé. Les courants statorique ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$) sont mesurés et les tensions ($v_{s\alpha}, v_{s\beta}$) sont reconstituées à partir de la tension continue appliqué à l'onduleur et des états des semi-conducteurs (switchs) du convertisseur statique alimentant la machine asynchrone. Cette méthode d'obtention de flux statorique estimé par intégration en boucle ouverte présente l'avantage de la simplicité, mais elle est peu stable (voire divergente) surtout en basse vitesse et elle présente des problèmes d'ordre technologique (offsets, gain important à basse fréquence, précision des mesures de courant et bruits divers). De plus, elle est particulièrement sensible au temps mort de déconnexion de l'onduleur. En plus l'asservissement de la vitesse nécessite l'utilisation d'un capteur mécanique avec tous ces inconvénients déjà cités comme le cout, l'encombrement et la fragilité du système.

Tous ces problèmes sont à l'origine du développement de structures robustes permettant une estimation des variables électromécaniques. Plusieurs méthodes non linéaires déterministes et stochastiques ont fait l'objet d'étude approfondie, parmi ces méthodes, nous avons choisis une approche stochastique qui tient compte des bruits d'état et de mesure en appliquant le filtre de *kalman étendu* (*Extended Kalman Filter*).

IV.2 Bruit

On distingue deux types de bruits [56] :

IV.2.1 Bruit d'état

Le bruit d'état rend compte des imperfections du modèle par rapport à la machine réelle. Les principales approximations effectuées correspondent aux hypothèses qui ont permis d'élaborer le modèle dynamique de la machine. En général, une machine n'est pas rigoureusement symétrique et la répartition du flux dans l'entrefer n'est pas rigoureusement sinusoïdale (hypothèses simplificatrices). Ces défauts, dus principalement à la fabrication de la machine, engendrent des harmoniques dans les tensions et les courants de la machine. La machine

présente en général, des pertes fer qui sont difficiles à identifier et compliquent l'expression mathématique du modèle d'état si on veut les prendre en compte dans la modélisation [57]. Cependant, pour des machines dont la fabrication est soignée, les défauts précédents ne sont pas en général prépondérants dans les termes de bruit.

Dans le cas d'une estimation d'état sans extension aux paramètres de la machine, les termes prépondérants de bruit d'état sont dus aux variations des paramètres de la machine.

Ce type de bruit est engendré par l'échauffement des enroulements de la machine. Il provoque un accroissement des résistances statoriques et rotoriques. En effet, la résistivité d'un conducteur augmente avec la température [57],[3].

Il existe d'autres sources de bruits d'état qui affectent le système. Il s'agit du bruit d'état introduit par l'onduleur. L'influence d'une incertitude sur la mesure de la vitesse mécanique (pour réactualiser la matrice d'état "A" dans chaque période d'échantillonnage) peut introduire un bruit d'état surtout lorsqu'on suppose que la période d'échantillonnage n'est pas négligeable devant les constantes de temps mécaniques [57].

IV.2.2 Bruit de mesure

Les bruits de mesure concernent la chaîne de mesure des courants de ligne, c'est-à-dire les capteurs et les convertisseurs analogiques-numériques (CAN). Il y a donc principalement deux sources de bruits : un bruit analogique, dû au capteur, et un bruit de quantification dû au (CAN). Le bruit résultant dépend de l'amplitude de chacun de ces bruits [57].

Cependant, il faut noter que la majorité de ces bruits (état et mesure) sont prépondérants dans les cas des bancs expérimentaux et pas dans des essais de simulation dans un ordinateur numérique.

IV.3 Filtre de Kalman [7] [56]

En 1960, R.E. Kalman a publié un article intitulé "A new Approach to Linear Filtering and Prediction Problems". Ses recherches le mènent à y décrire un processus qui sera connu comme le filtre de Kalman.

Le filtre de Kalman est un ensemble d'équations mathématiques qui permet une meilleure estimation de l'état futur d'un système malgré l'imprécision des mesures et de la modélisation.

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrélés des bruits de mesure.

L'équation d'état du système s'écrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = Ax + Bu + w(t) \\ y = Cx + v(t) \end{cases} \quad (\text{IV.1})$$

Où : $x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{s\alpha} \ \Phi_{s\beta}]^T$, $y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T$, $u = [u_{s\alpha} \ u_{s\beta}]^T$

x, u et y Sont respectivement l'état, l'entrée et la sortie du système.

Les matrices A, B et C sont respectivement la matrice d'état, la matrice d'entrée et la matrice de sortie du système (I.49).

Sachant que $v(t)$ et $w(t)$ sont respectivement les bruits du système et de mesure qui admettent les propriétés suivantes :

- Leur valeur moyenne est nulle :

$$\begin{cases} E[w(t)] = 0 \\ E[v(t)] = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

- Leurs autocorrélations s'expriment par :

$$\begin{cases} E[w(t).w(t)^T] = Q\delta(t - \tau) \\ E[v(t).v(t)^T] = R\delta(t - \tau) \end{cases} \quad (\text{IV.5})$$

Où : $\delta(u)$ est une fonction de l'impulsion de Dirac, les matrices Q et R définies non négatives sont symétriques et présentent des densités spectrales de puissance moyenne $w(t)$ et $v(t)$.

- Ils se caractérisent par l'absence de corrélation entre $v(t)$ et $w(t)$:

$$E[w(t).v(t)^T] = 0 \quad (\text{IV.6})$$

- Et entre le bruit et l'état initial :

$$\begin{cases} E[w(t).x_0(t)^T] = 0 \\ E[v(t).x_0(t)^T] = 0 \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

Le filtre de Kalman est un algorithme récursif de traitement de données qui génère à partir d'un ensemble de mesures entachées de bruits, les estimés des variables d'état d'un système dynamique. Etant donné, que ce filtre doit être utilisé en temps réel, il est donné directement sous forme discrète. Pour ce faire, nous supposons que l'entrée de commande $u(k)$ est constante entre les instants kT_e , et $(k + 1)T_e$.

Pour commencer, le modèle du système est donné sous la forme discrète suivante :

$$\begin{cases} x(k + 1) = A_d x(k) + B_d u(k) + w(k) \\ y(k + 1) = C_d x(k + 1) + v(k) \end{cases} \quad (\text{IV.8})$$

Où : $x(k)$ est le vecteur d'état des variables discrètes de dimension n ; A_d, B_d et C_d sont respectivement les matrices de transition d'état entre kT_e et $(k + 1)T_e$. Elles sont déterminées à partir de leurs variables homologues continues de la manière suivante [58] :

$$A_d = e^{\int_{kT_e}^{(k+1)T_e} A(\tau) d\tau} \quad (\text{IV.9})$$

$$B_d = \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} A(t, \tau). B. u(B\tau) d\tau \quad (\text{IV.10})$$

Le vecteur d'observation $y(k + 1)$ est de dimension m , et $C_d(k) = C$ de dimension $(m \times n)$.

Le calcul des deux intégrales est fastidieux. Ce qui fait que des simplifications doivent être introduit. Ceci par l'approximation de la fonction exponentielle par son développement limité. Une approximation d'ordre 1 est suffisamment précise si la période T_e est suffisamment petite. Les deux matrices A_d et B_d sont représentées comme suit :

$$\begin{cases} A_d \cong I + T_e A \\ B_d \cong B T_e \\ C_d \cong C \end{cases} \quad (\text{IV.11})$$

Où : I est la matrice identité.

Finalement, l'algorithme du filtre de Kalman peut être présenté en deux étapes, à savoir :

a) Prédiction :

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

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

$$P(k + 1) = A_d P(k). A_d^T + Q \quad (\text{IV.14})$$

Avec :

- $\hat{x}(k+1/k)$: Etat prédit à l'instant $k+1$ connaissant l'état initial $x(k)$ et la Commande à l'instant $ku(k)$
- $\hat{y}(k+1)$: Mesures prédites à l'instant $(k+1)$
- $P(k+1)$: Matrice de covariance de l'erreur (informe sur la précision de l'état estimé)

b) Correction :

$$K(k+1) = P(k+1/k).C_d^T.(C_d P(k+1/k).C_d^T + R)^{-1} \quad (IV.15)$$

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1).(y(k+1) - \hat{y}(k+1)) \quad (IV.16)$$

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1).C_d.P(k+1/k) \quad (IV.17)$$

- $K(k+1)$: Gain de Kalman optimal
- $\hat{x}(k+1)$: Etat corrigé ou filtré (Etat mis à jour)
- $P(k+1)$: Mise à jour de la covariance de l'erreur

❖ **Explication [7]**

Le filtre de kalman procède en deux étapes selon l'algorithme exposé :

- Première étape : Après la $k^{\text{ème}}$ mesure, on suppose que l'on dispose d'une estimation optimale $\hat{x}(k)$ de l'état du système. Cette estimation est traitée par le modèle du système qui fournit une prédiction de l'état $\hat{x}(k+1/k)$ et de la mesure $\hat{y}(k+1)$. Ces prédictions sont entachées d'erreurs. Cette étape est appelée : **Prédiction**
- Seconde étape : à l'instant $(k+1)$, on procède à la mesure (également bruitée), on compare cette mesure avec la prédiction $\hat{y}(k+1/k)$. L'écart (mesure-Prédiction de mesure) est traité puis réinjecté dans le modèle pour corriger au mieux l'erreur de prédiction, la correction se fait à l'aide du gain optimale du filtre $K(k+1)$. On dispose ainsi d'une nouvelle estimation optimale $\hat{x}(k+1/k+1)$ qui servira à estimer l'état suivant. Le filtre de Kalman est récursif

IV.3.1 Filtre de Kalman Étendu [56]

Le filtre de Kalman étendu réalise une estimation de l'état d'un processus non linéaire. Il permet notamment d'ajouter, au vecteur d'état, une autre variable que l'on désire estimer. Tels que : la vitesse rotorique, le couple de charge, les paramètres électriques et les paramètres mécaniques [59].

Etant donné, que le filtre de Kalman étendu n'est que l'application du filtre de Kalman décrit précédemment dans le cas d'un système non linéaire, par conséquent, ce système doit être discrétisé et linéarisé autour d'un point de fonctionnement (vecteur d'état estimé) actuel.

Soit le modèle non-linéaire du système à observer :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x, u, t) + w(t) \\ y = h(x) + v(t) \end{cases} \quad (\text{IV.18})$$

Avec : f et h des fonctions non linéaires.

Le modèle discret s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k+1) = h(x(k+1)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{IV.19})$$

La discrétisation du modèle non linéaire se fait par l'application du théorème de la valeur moyenne [60] :

$$x(k+1) = x(k) + \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f(x(k), u(k), t) dt \quad (\text{IV.20})$$

Tel que :

$$\int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f(x(k), u(k), t) dt \cong ((k+1)T_e - kT_e) f(x) \cong T_e \cdot f(x) \quad (\text{IV.21})$$

Où : T_e est la période de discrétisation.

L'implémentation du filtre de Kalman étendu dans le cas du système non linéaire consiste en l'exécution des étapes suivantes :

- a) Initialisation du vecteur d'état et des matrices de covariance : des valeurs initiales doivent être affectées au vecteur d'état ainsi que les matrices de covariances P , Q et R . Les matrices initiales Q et R sont considérés en tant que matrices diagonales.

Les valeurs initiales de P , Q et R reflètent le degré de connaissance concernant l'état initial du système. Une grande valeur de P signifie une moindre information concernant les états suscités et ceci peut créer une divergence de l'estimation et même des oscillations des états estimés.

- b) Prédiction des états : la prédiction des états $x(k+1)$ est basée seulement sur la connaissance de l'état précédent du système et le vecteur d'entrée. Cette étape consiste aussi à prédire la sortie $\hat{y}(k+1)$.

$$\begin{cases} \hat{x}(k+1/k) = f(x(k), u(k)) \\ \hat{y}(k+1/k) = h(x(k+1)) \end{cases} \quad (\text{IV.22})$$

- c) Prédiction de la matrice de covariance :

$$P(k+1/k) = F(k).P(k)F(k)^T + Q \quad (\text{IV.23})$$

Avec :

$$F(k) = \frac{\partial (f(x(k), u(k)))}{\partial x}$$

- d) Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k).C^T(k+1)[H(k+1).P(k+1/k).C^T(k+1) + R]^{-1} \quad (\text{IV.24})$$

Ou : $C(k+1)$ Est la matrice gradient définie comme suit :

$$C(k) = \frac{\partial (h(x(k), u(k)))}{\partial x}$$

- e) Estimation du vecteur d'état :

$$\hat{x}(k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1).[y(k+1) - \hat{y}(k+1/k)] \quad (\text{IV.25})$$

Avec : $y(k+1)$ le vecteur des états mesurés.

- f) Estimation de la matrice de covariance :

$$P(k+1) = P(k+1/k) - K(k+1).C(k+1).P(k+1/k) \quad (\text{IV.26})$$

- g) Mise à jour des matrices :

$$k = k + 1 \quad (\text{IV.27})$$

$$\hat{x}(k) = \hat{x}(k+1) \quad (\text{IV.28})$$

$$P(k) = P(k+1) \quad (\text{IV.29})$$

Le processus d'estimation continue en revenant à l'étape (b) et ainsi de suite.

IV.3.2 Application de filtre de kalman étendu à la machine asynchrone [61]

L'algorithme d'estimation de vitesse par filtre de kalman étendu est simulé par MATLAB/SIMULINK qui se compose d'un bloc S-Function montré dans la figure (IV.1).

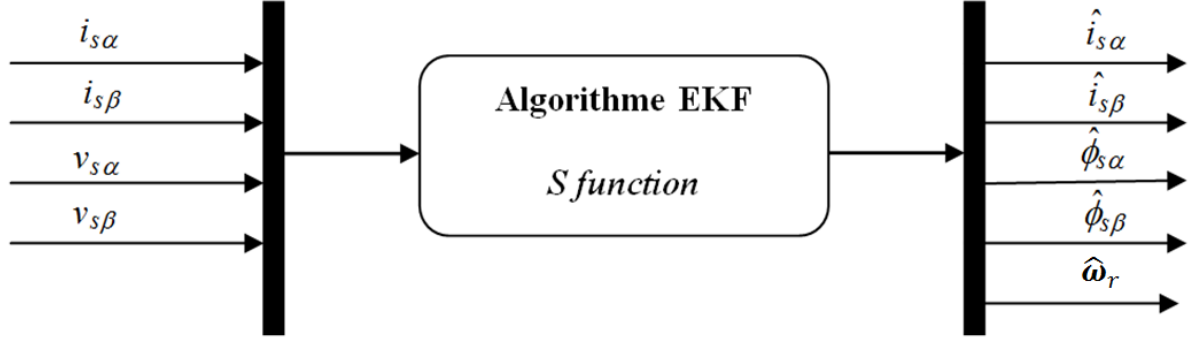


Figure (IV.1) : Le modèle simulink de filtre de kalman étendu

IV.3.2.1 Le modèle d'état étendu de la MAS [7]

Afin d'appliquer notre stratégie de commande basée sur la commande DTC classique sans capteur mécanique à l'aide d'un filtre de Kalman étendu, utilisons le modèle dynamique de la MAS étendu à la vitesse de rotation électrique dans le repère stationnaire lié au stator.

En utilisant les équations (I.46) et (I.47), tout en changeant le vecteur d'état, le modèle étendu de la machine dans le référentiel lié au stator s'écrit:

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{s\alpha} \\ \hat{\Phi}_{s\beta} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \gamma & -\omega_r & K_1 & \omega_r \mu & 0 \\ -\omega_r & \gamma & -\omega_r \mu & K_1 & 0 \\ -R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{s\alpha} \\ \hat{\Phi}_{s\beta} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.30)$$

L'équation de la sortie (mesures) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \\ \hat{\Phi}_{s\alpha} \\ \hat{\Phi}_{s\beta} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} \quad (IV.31)$$

Avec : $\gamma = -\left(\frac{1}{\sigma T_r} - \frac{1}{\sigma T_s}\right)$; $K_1 = \frac{1}{\sigma T_r L_s}$; $\mu = \frac{1}{\sigma L_s}$

IV.3.2.2 Discrétisation du modèle du système [7]

Le modèle discret de la MAS se déduit du modèle continu .Le choix de la méthode et le pas de discrétisation est le résultat d'un compromis entre la précision, la stabilité du modèle discret ainsi que le temps de calcul, on choisit généralement une période d'échantillonnage plus faible devant la dynamique du système. Le système discret qui détermine le comportement du filtre continu à des instants discrets (KT_e) est nécessaire pour l'implantation du 'EKF' en temps réel. A , B et C sont les matrices du système continu et A_d , B_d et C_d sont les matrices du système discrétisés. Le modèle discret du système (IV.15) est donné par :

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \\ \Phi_{s\alpha}(k+1) \\ \Phi_{s\beta}(k+1) \\ \omega_r(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_e\gamma & -T_e\omega_r & T_eK_1 & T_e\omega_r\mu & 0 \\ T_e\omega_r & 1 - T_e\gamma & -T_e\omega_r\mu & T_eK_1 & 0 \\ -T_eR_s & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -T_eR_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \Phi_{s\alpha}(k) \\ \Phi_{s\beta}(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_e}{\sigma L_s} & 0 \\ \frac{T_e}{\sigma L_s} & \frac{T_e}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.31)$$

Et

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k+1) \\ i_{s\beta}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}(k) \\ i_{s\beta}(k) \\ \Phi_{s\alpha}(k) \\ \Phi_{s\beta}(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix} \quad (IV.32)$$

Le processus d'observation du filtre de kalman étendu est donné dans les étapes suivantes [61]:

1. Prédiction du vecteur d'état étendu :

$$\hat{x}_{(K+1/K)} = f(\hat{x}_{(K/K)} \cdot u_K) \quad (IV.33)$$

Où :

$$F = \begin{bmatrix} (1 - T_e\gamma)i_{s\alpha} - T_e\omega_r i_{s\beta} + T_eK_1\Phi_{s\alpha} + T_e\omega_r\mu\Phi_{s\beta} + \frac{T_e}{\sigma L_s}u_{s\alpha} \\ -T_e\omega_r i_{s\alpha} + (1 - T_e\gamma)i_{s\beta} - T_e\omega_r\mu\Phi_{s\alpha} + T_eK_1\Phi_{s\beta} + \frac{T_e}{\sigma L_s}u_{s\beta} \\ -R_s i_{s\alpha} + \Phi_{s\alpha} \\ -R_s i_{s\beta} + \Phi_{s\beta} \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (IV.34)$$

2. Prédiction de la matrice de covariance :

La prédiction de covariance est présenté par :

$$\hat{P}_{(K+1/K)} = F_K \hat{P}_{(K/K)} F_d^T + Q \quad (IV.34)$$

Où : Q est un matrice de covariance de bruit.

Avec :

$$F_k = \left. \frac{\partial f(\hat{x}_{(K)}, u_k)}{\partial \hat{x}_{(K)}} \right|_{\hat{x}_{(K)} = \hat{x}_{(K/K)}} \quad (\text{IV.35})$$

Où :

$$F_k = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial x_5} \\ \frac{\partial f_2}{\partial x_2} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial x_5} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_5}{\partial x_1} & \dots & \frac{\partial f_5}{\partial x_5} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - T_e \gamma & -T_e \omega_r & T_e K_1 & T_e \omega_r \mu & -T_e i_{s\beta} + T_e \mu \Phi_{s\beta} \\ T_e \omega_r & 1 - T_e \gamma & -T_e \omega_r \mu & T_e K_1 & T_e i_{s\alpha} - T_e \mu \Phi_{s\alpha} \\ -T_e R_s & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -T_e R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.36})$$

3. Calcul du gain kalman :

Le gain de filtre de kalman (matrice de correction) est calculé par :

$$K_{(K+1)} = \hat{P}_{(K+1/K)} C^T (C \cdot \hat{P}_{(K+1/K)} C^T + R)^{-1} \quad (\text{IV.37})$$

Avec :

$$C(K) = \left. \frac{\partial h(\hat{x}_{(K)})}{\partial \hat{x}_{(K)}} \right|_{\hat{x}_{(K)} = \hat{x}_{(K/K)}} \quad (\text{IV.38})$$

$$\text{Où : } C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

4. Estimation du vecteur d'état étendu :

$$\hat{x}_{(K+1/K+1)} = \hat{x}_{(K+1/K)} + K_{(K+1)} (y_{(K+1)} - C \cdot \hat{x}_{(K+1/K)}) \quad (\text{IV.39})$$

5. Estimation de la matrice covariance :

$$\hat{P}_{(K+1/K+1)} = \hat{P}_{(K+1/K)} - K_{(K+1)} \cdot C \cdot \hat{P}_{(K+1/K)} \quad (\text{IV.40})$$

IV.3.2.3 Détermination des matrices de covariances des bruits et d'état [62] [7]

La matrice de covariance de bruit du système (Q) est d'ordre $[5 \times 5]$, et la matrice de covariance du bruit de mesure (R) est d'ordre $[2 \times 2]$ matrice, donc en général, cela nécessiterait la connaissance de 29 éléments. Toutefois, en supposant que les signaux de bruit ne sont pas corrélés, les deux matrices Q et R sont diagonales, et seulement 5 éléments doivent être connus dans Q et 2 éléments dans R .

$$Q = \begin{bmatrix} Qi_{s\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & Qi_{s\beta} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q\phi_{s\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q\phi_{s\beta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q\omega_r \end{bmatrix}; R = \begin{bmatrix} Ri_{s\alpha} & 0 \\ 0 & Ri_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (IV.41)$$

On note que $Q_{11} = Q_{22}$; $Q_{33} = Q_{44}$; et $R_{11} = R_{22}$, donc en tout, 4 valeurs initiales sont nécessaires pour initialiser ces 2 matrices. Le choix de ces valeurs constitue une tâche délicate. Ces valeurs peuvent être obtenues en considérant les propriétés stochastiques des bruits correspondants. Cependant ceux-ci sont généralement inconnus dans la plupart des cas. Dans notre cas, nous avons choisis les matrices de bruit et celle de la covariance de l'erreur suivantes :

$$P = \begin{bmatrix} 1e-2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1e-2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1e-3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1e-3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 11 \end{bmatrix} \quad Q = \begin{bmatrix} 1e-4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1e-4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1e-3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1e-3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1e-1 \end{bmatrix}$$

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

La figure (IV.2) illustre les étapes d'estimation de l'état en utilisant le EKF dans l'algorithme :

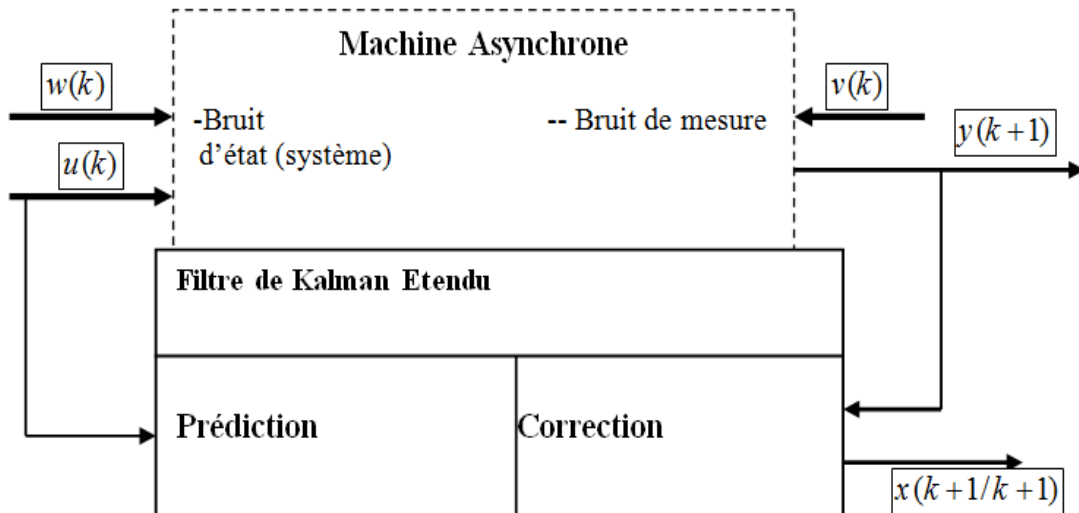


Figure (IV.2) : Structure globale du filtre de Kalman étendu

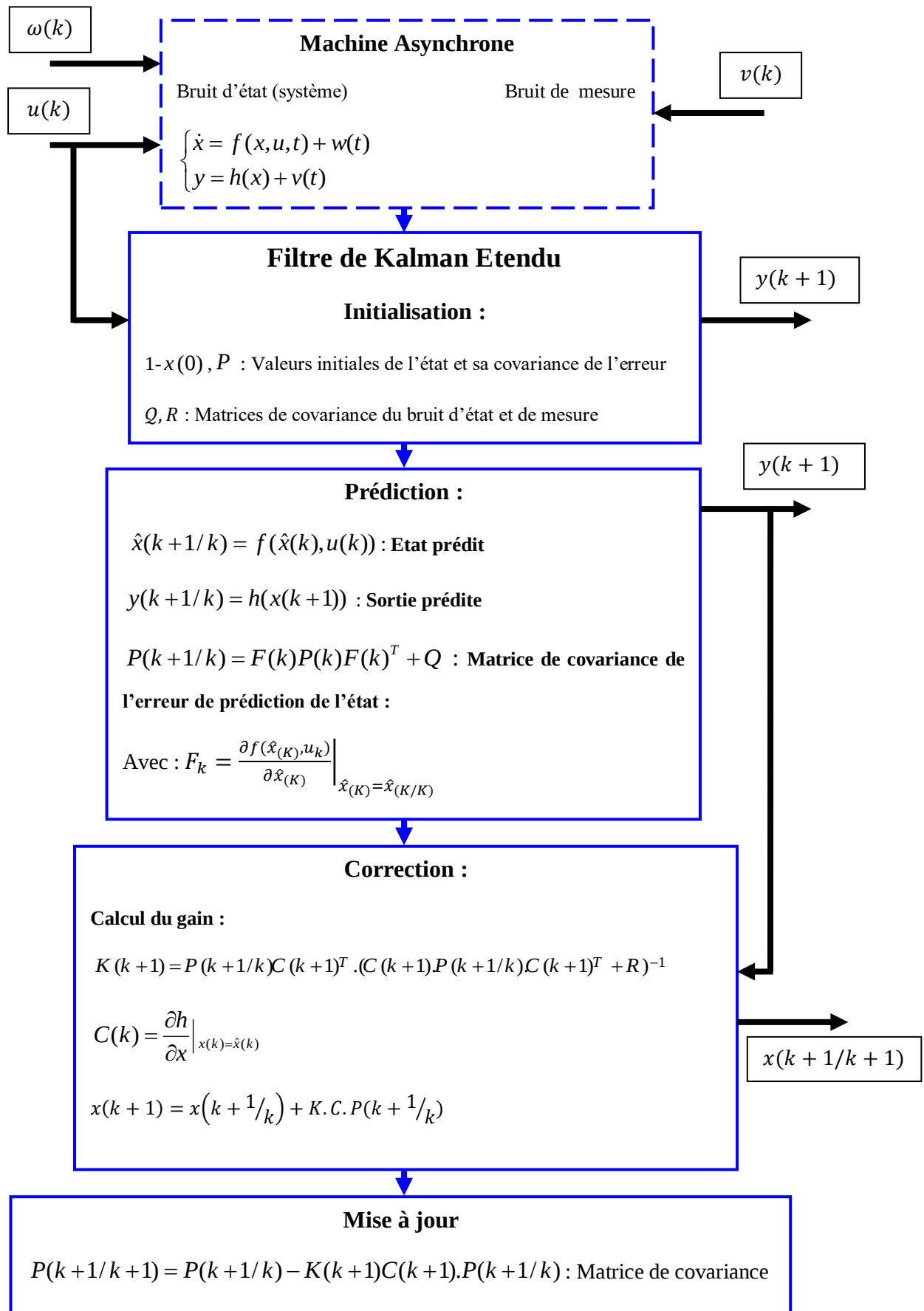


Figure (IV.3) : Structure globale du filtre de Kalman étendu (détaillée)

IV.4 Commande DTC sans capteur de vitesse d'un MAS utilisant le filtre de kalman étendu [61]

La figure (IV.4) représente schéma bloc du système d'entraînement du moteur asynchrone commandé par la commande direct de couple (DTC) sans capteur de vitesse utilisant le filtre de kalman étendu.

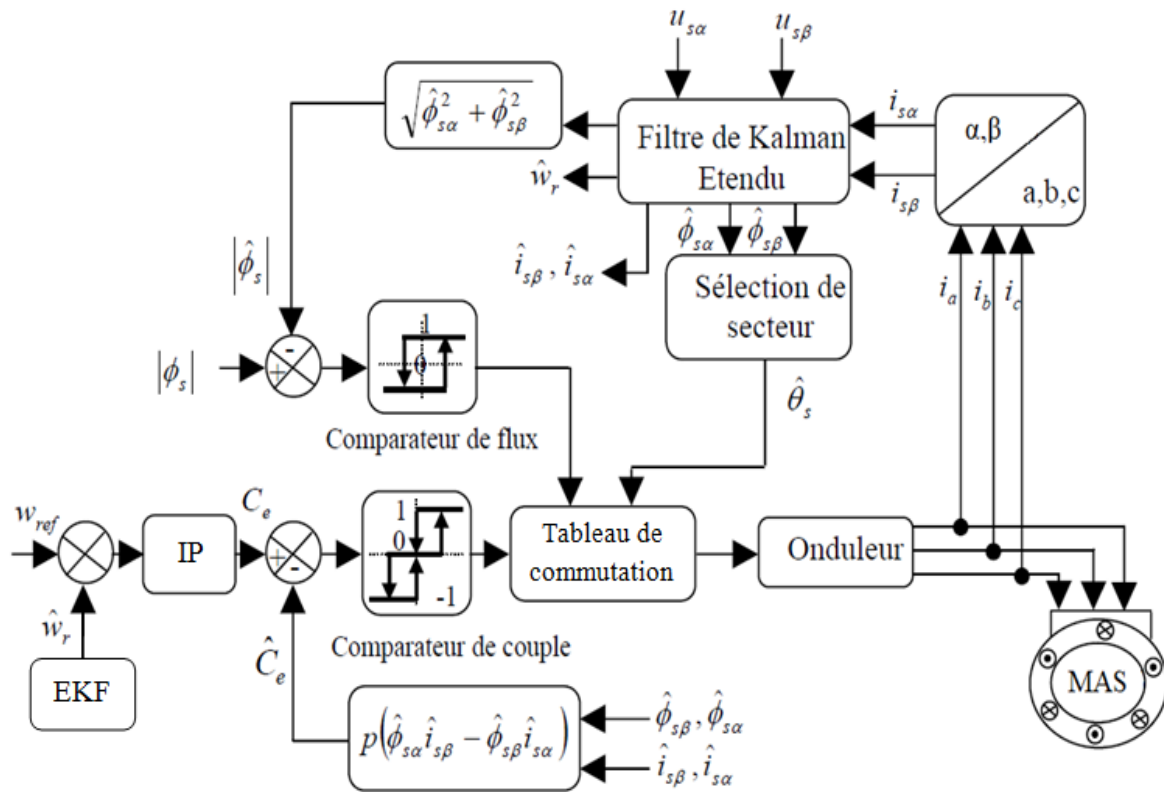


Figure (IV.4) : commande DTC sans capteur de vitesse utilisant filtre de kalman étendu

IV.5 Schéma bloc Simulink de la DTC sans capteur de vitesse utilisant filtre de kalman étendu

La (Figure IV.5) donne le schéma Simulink général du contrôle direct du couple (DTC) d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse utilisant le filtre de kalman étendu :

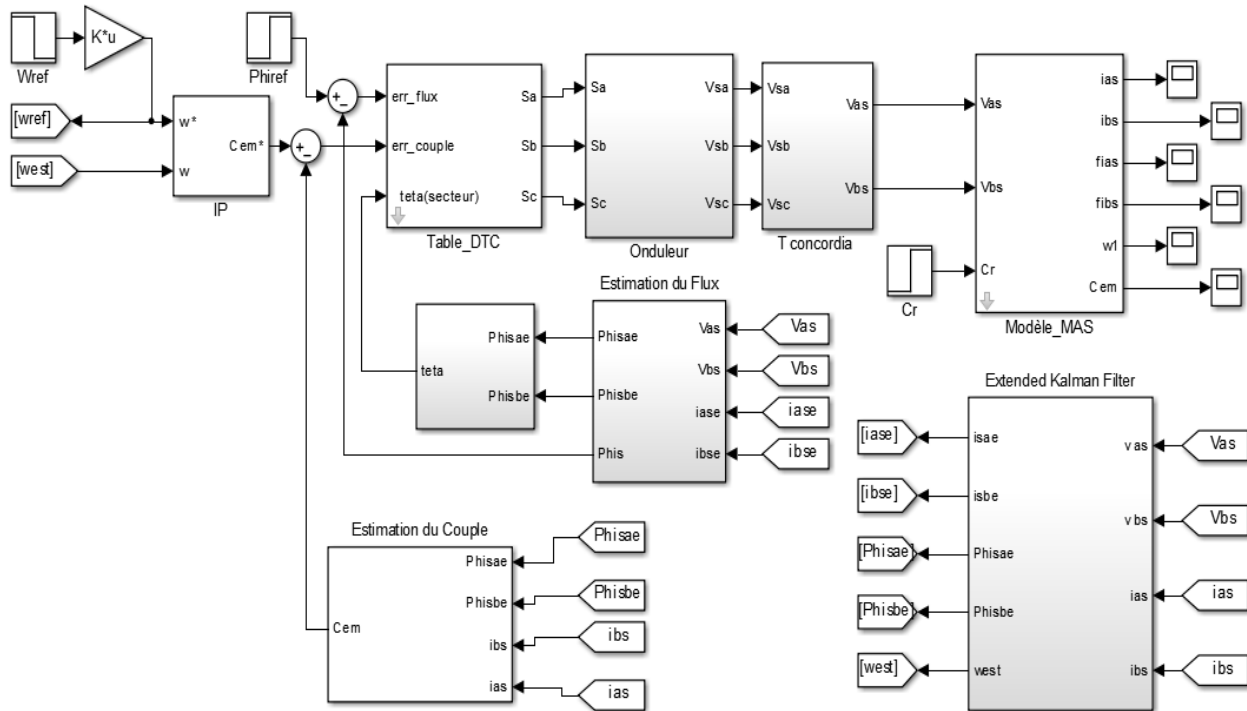


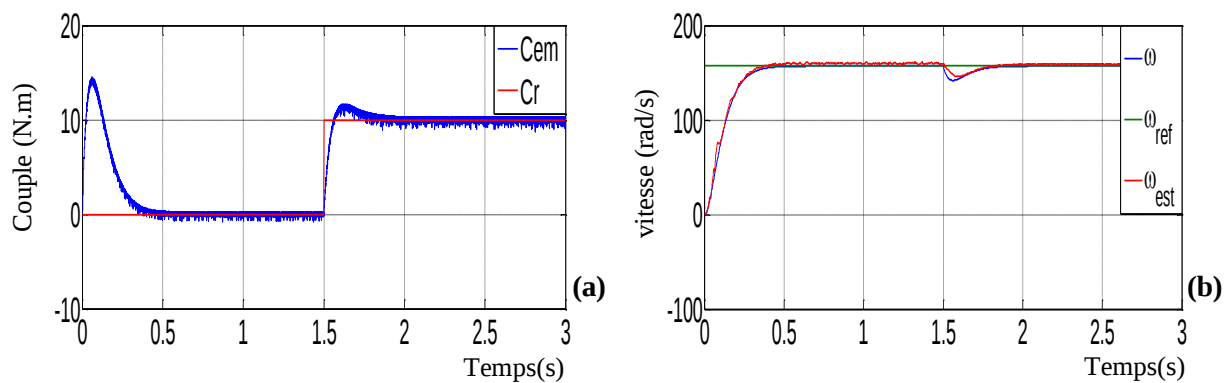
Figure (IV.5) : Schéma bloc Simulink de la commande DTC sans capteur de vitesse utilisant filtre de kalman étendu

IV.6 Résultats de la simulation et interprétations

Afin de mettre en évidence les performances et la robustesse de l'algorithme d'estimation de flux statorique et de la vitesse rotorique, on a simulé de cas qu'on présentera par la suite:

- **poursuite de vitesse : fonctionnement en charge à haute vitesse (vitesse d'entrée mesuré (injectée))**

Pour tester la réponse du système avec le filtre de kalman étendu estimateur de vitesse (vitesse d'entré mesuré), nous avons procédé à une variation du couple de charge à l'instant ($t = 1.5s$) avec poursuite de la vitesse (Figures IV.6).



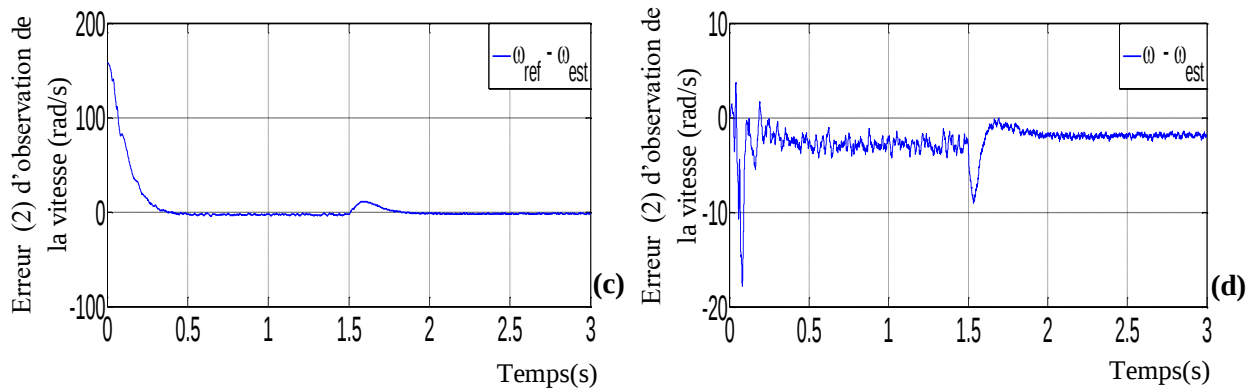
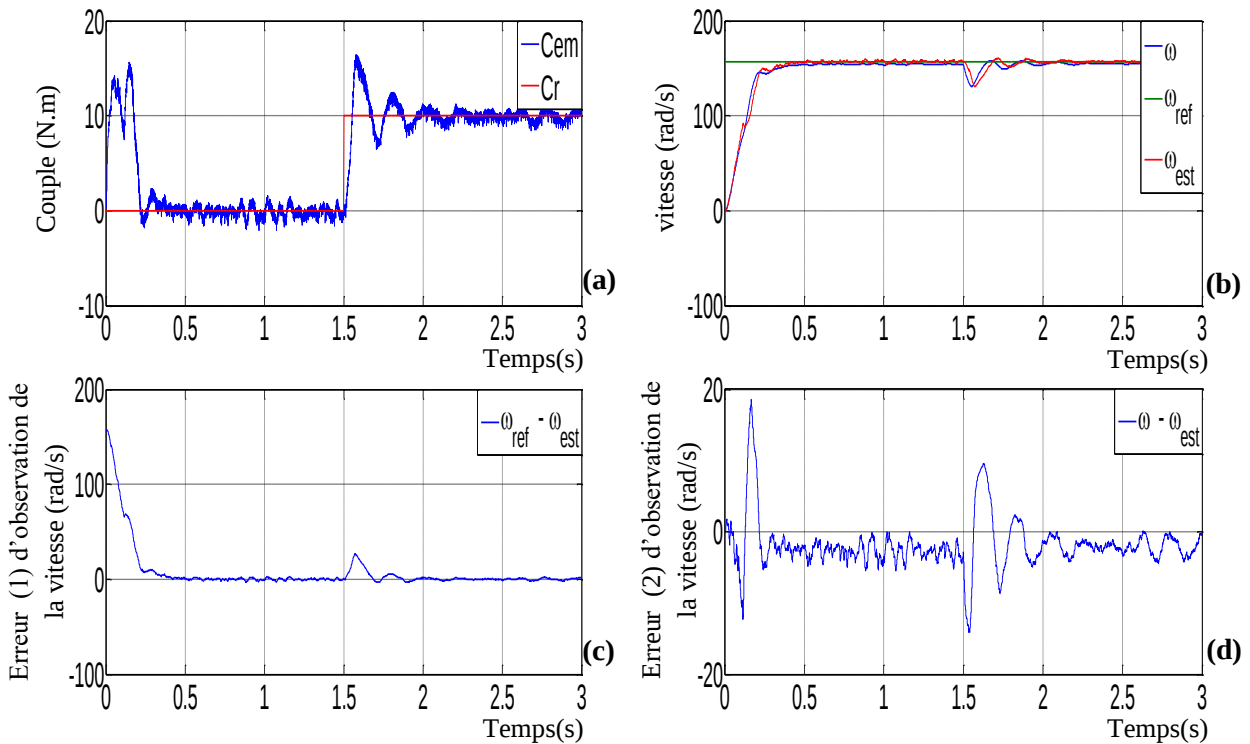


Figure (IV.6) : Réponses du système pour un fonctionnement en charge à haute vitesse 1500tr/min (157rad/s), et un couple de charge à $t=1.5s$ (vitesse mesuré)

- poursuite de vitesse et inversion du sens de rotation : fonctionnement en charge en une boucle fermée (vitesse d'entrée estimé)**

Les réponses du système illustrent les performances de la commande sans capteur de vitesse (vitesse d'entrée estimé) au démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge $Cr = 10Nm$ à $t = 1.5s$ figures (VI.7), puis un changement de consigne de vitesse figures (VI.8).



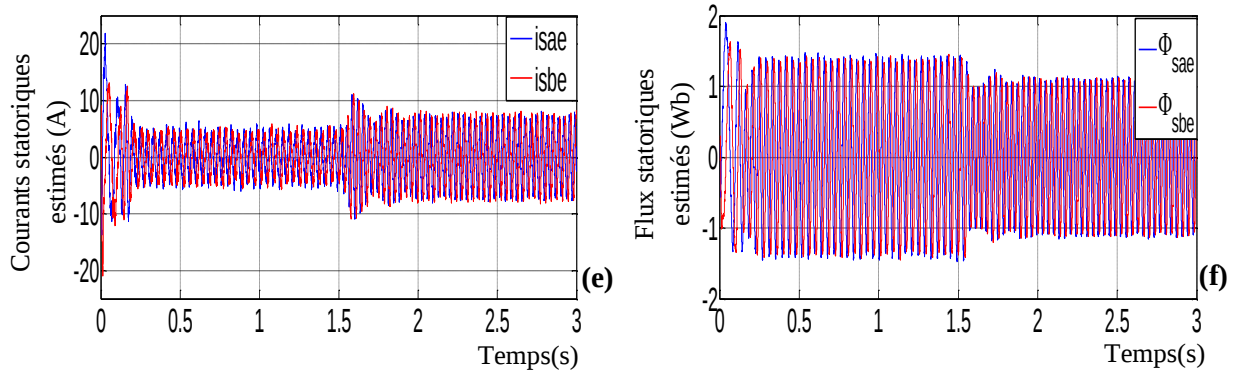


Figure (IV.7) : Réponses du système pour un fonctionnement en charge à haute vitesse 1500tr/min (157rad/s), et un couple de charge à $t=1.5s$

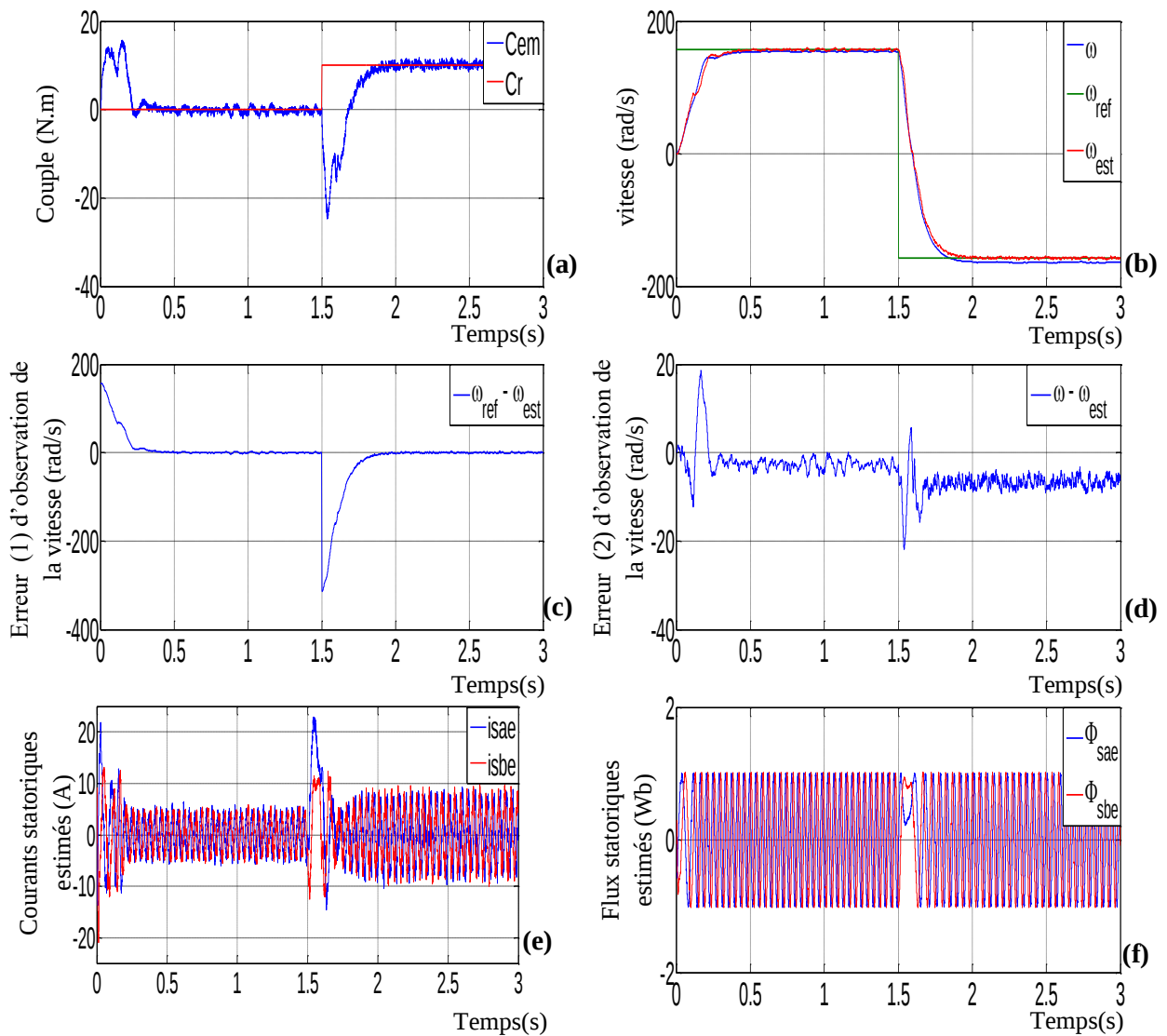


Figure (IV.8) : Réponses du système pour un fonctionnement en charge à haute vitesse (inversion de sens de rotation de 157rad/s à -157rad/s à $t=1.5s$)

Les résultats de simulation (figures IV.6) montre que la vitesse estimée par le filtre suit parfaitement la référence et la mesure sans dépassement et sans aucune déformation (Erreurs d'observation faibles), ce qui permet de réaliser une commande sans capteur mécanique dans les essais suivants. Les résultats concernant les autres grandeurs sont similaires à ceux d'une commande avec capteurs trouvés dans le second chapitre

Les résultats de simulation (figures IV.7.8) : commande sans capteur mécanique montre que :

- ✓ l'évolution du couple électromagnétique estimé ne s'écarte pas beaucoup de sa consigne, sauf qu'un léger dépassement au démarrage ($C_r=15\text{N.m}$) qui se stabilise après un très court (environ 0.25s).
- ✓ L'erreur d'estimation de la vitesse montre que la vitesse estimée suit la vitesse de référence un avec écart d'estimation en régime permanent, Cette erreur est acceptable.
- ✓ Les courants et le module du flux sont affectés à l'instant de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser en un temps très court
- ✓ Après un changement de consigne de vitesse, la vitesse estimée suit la vitesse de référence au démarrage comme a l'inversion du sens de rotation et l'erreur d'estimation est pratiquement nulle.

IV.7 Conclusion

Ce chapitre a été dédié à l'application d'une approche stochastique dans le choix d'un observateur en utilisant le filtre de kalman étendu en vue d'une commande sans capteur mécanique de la MAS

Les résultats de simulation montrent bien la bonne estimation des variables d'état de la machine (flux et couple). Quant à la vitesse, le filtre assure une bonne estimation en haute vitesse uniquement car notre commande DTC souffre de sa sensibilité à la variation de la résistance statorique pour la faible vitesse.

Conclusion Générale

L'obtention de hautes performances statique et dynamique avec une machine asynchrone demande des commandes complexes qui nécessitent notamment la connaissance des paramètres et des états de la machine. Or certains de ces derniers telque le flux ou la vitesse sont difficilement accessibles. Par conséquent, leur estimation s'impose.

Les estimateurs se définissent comme des capteurs logiciels ou des calculateurs permettent de reconstituer l'état interne à partir des données accessibles qui sont la commande et la mesure.

Les estimateurs présentent l'inconvénient de ne permettent aucune correction sur l'état mesuré, de fait ils sont remplacés par des structures plus robustes qui sont les observateurs, qui présentent l'avantage d'assurer à travers leurs boucle de retour et essentiellement leurs gains une correction de l'état.

Les observateurs sont classifiés selon la nature du système (linéaire ou non linéaire), l'environnement (déterministe ou stochastique) ou la dimension du vecteur d'état.

Dans ce travail nous avons commencé par étudier une modélisation du moteur asynchrone en utilisant la transformation de Park qui permet une simplification du modèle essentiellement l'élimination de la dépendance de la matrice des inductances à la position angulaire.

Pour faire fonctionner le moteur dans les entraînements à vitesses variables, Nous avons choisis un onduleur à deux niveaux commandé par la technique MLI (sinus –triangle). Les résultats de simulation de l'association (onduleur –machine) montre l'influence de l'application des perturbations des charges sur l'état de la machine comme l'augmentation du glissement qui peut affecté le rendement de la machine par l'augmentation des pertes rotoriques, Ainsi le flux rotorique de la machine est aussi affecté, d'où la nécessité de choisir une commande adaptée et performante.

La commande directe du couple (DTC) est présentée comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique FOC, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, La DTC, est aussi compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite pas l'utilisation des régulateurs de courants, ni une commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) de l'onduleur. Son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisque lié à un modèle machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique. En outre, la MLI est remplacée dans cette commande par une simple table de commutation.

Dans le domaine des moyennes et faibles puissances, la suppression du capteur mécanique peut présenter un grand intérêt technico-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.

Afin de remplacer le capteur mécanique et avoir les performances souhaitées, nous avons choisis d'utiliser un observateur basé sur une classification non linéaire et stochastique vu que l'approche déterministe, pour l'estimation d'état d'un système, suppose une connaissance exacte des paramètres du modèle du système considéré. De plus, ce type d'approche néglige les notions de fluctuations paramétriques et de fluctuations aléatoires de certaines grandeurs. Cette approche s'avère parfois insuffisante. En effet, il était intéressant de tester une approche plus générale qu'est l'approche stochastique. Dans ce cas, on peut prendre en compte les bruits du système et les bruits de mesures. La structure de base d'un observateur stochastique est semblable à celle d'un observateur d'état déterministe. Cependant, les gains du filtre sont calculés à partir des paramètres du modèle d'état du processus et des lois de probabilité des bruits.

L'observateur choisi qui s'adapte actuellement aux systèmes non linéaires est le filtre de Kalman étendu «*Extended Kalman Filter* ».

Les résultats de simulation montrent bien que le filtre permet une bonne estimation en haute vitesse (erreur d'estimation faible), en plus une bonne estimation des courants et flux statorique ce qui permet une compensation des variations paramétriques et rendre le moteur à induction commandé par DTC, plus robuste et plus fiable.

Finalement, nous recommandons la poursuite des recherches sur la commande sans capteur mécanique par DTC en utilisant le filtre de kalman étendu, ou plusieurs améliorations peuvent être apportées à ce travail, à savoir [1] :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs tensions utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique,
- L'étude de l'influence des bandes d'hystérésis sur la fréquence de commutation du correcteur de flux et du couple. Une adaptation en line de ces bandes en cours de fonctionnement peut apporter des améliorations importantes,
- L'estimation en temps réel de la résistance statorique afin d'améliorer la commande à faible vitesse,
- L'application des méthodes d'intelligence artificielle pour son implantation en temps réel.

Bibliographie

Bibliographie

- [1] Benamor Messaoud, «*Commande Par DTC De La Machine A Induction Sans Capteur De Vitesse Utilisation Du Filtre De Kalman Pour L'estimation De La Vitesse*», Mémoire De Magister, Université De Batna, Juin 2012
- [2] F. Aubipart, «*Contribution A L'intégration De Systèmes De Commande De Machines Electriques : Intégration Sur ASIC Numérique De La Commande Directe Du Couple D'une Machine Asynchrone*», Thèse De Doctorat De Sciences Physiques, Université Louis Pasteur, France, 1999
- [3] C. Carlos de Wit, «*Optimisation, Discrétisation Et Observateurs, Commande Des Moteurs Asynchrones 2* », Edition Hermes Science Europe 2000
- [4] P. Ponce D. M. Aguilar and A. Monroy, «*Using Artificial Neural Networks In The Induction Motor DTC Scheme*», 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, pp. 3325-3330, 2004
- [5] F. Morand, «*Techniques D'observation Sans Capteur De Vitesse En Vue De La Commande Des Machines Asynchrones*», Thèse De Doctorat De L'institut National Des Sciences Appliquées De Lyon, France, Janvier 2005
- [6] Chekima Djamel, «*Commande D'un Moteur Asynchrone Par Logique Floue* », Mémoire De Master, Université D'el-Oued, Juin 2014
- [7] Tarras Taher, «*Synthèse Des Techniques D'observation Sans Capteur Mécanique En Vue De La Commande De La Machine Asynchrone*», Thèse De Doctorat, Université Djilali Liabes Sidi-Bel-Abbès, 2013
- [8] Azouz A, et al, «*Détection De Cassure De Barres Rotoriques Dans La MAS A Cage Par Utilisation De La Transformée En Ondelettes Discrète (DWT)*», Mémoire De Fin D'études Diplôme D'ingénieur, Université De M'SILA (ALGERIE), 2010
- [9] Medoued A, «*Surveillance Et Diagnostic Des Défauts Des Machines Electriques : Applications Aux Moteurs Asynchrones*», Thèse De Doctorat, Université Du 20 Août 1955-SKIKDA (ALGERIE), Mars 2012
- [10] Merabet S, houassine D, «*Diagnostic De Défauts De La Machine Asynchrone A Cage D'écureuil Par La Méthode De Reconnaissance Des Formes*», Mémoire De Fin D'études Diplôme D'ingénieur, Ecole Nationale Polytechnique (ALGERIE), 2007
- [11] Mezaache F, menasri A, «*Implémentation Des " RNA "Sur "FPGA" Pour Le Diagnostic Des Défaillances De La Machine Asynchrone En Utilisant La Co-Simulation*», Mémoire De Fin D'études Diplôme D'ingénieur, Université De M'SILA (ALGERIE), 2009
- [12] BOUZIDA A, «*Diagnostic De Défauts De La Machine Asynchrone A Cage Par La Technique Des Ondelettes*», Mémoire De Magister, (Ecole Nationale Polytechnique d'Alger (ALGERIE), Janvier 2008
- [13] Sahraoui Dahmane, «*Estimation Par Filtre De Kalman Etendu Des Etats Et Paramètres De La Machine Asynchrone En Vue De Détection Des Défauts*», Mémoire De Master, Université De M'SILA, 2012
- [14] Olivier ONdel, «*Diagnostic Par Reconnaissance Des Formas : Application A Un Ensemble Convertisseur –Machine Asynchrone*», Thèse De Doctorat, L'école

- Centrale De Lyon, France, Octobre 2006
- [15] M.Aimer,F.Ameur , «*Emploi De La Représentation Temps-Fréquence Dans Le Diagnostic Des Défauts Des Machines Asynchrone A Cage*», Mémoire De Magistère, Université Des Sciences Et De Technologie D’oran, Algerie , Juillet 2010
 - [16] M.L.Nechma , «*Modélisation, Commande Et Simulation D’un Moteur Asynchrone A Cage* », Mémoire De Master, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2019.
 - [17] M.I.Messai, M.M.Redouani, «*Contrôle Direct Du Couple D’une Machine Asynchrone*», Mémoire De Master, Université D’el-Oued, 2013
 - [18] G.Seguir, F.Notelet, «*Electrotechnique Industrielle*», Edition Technique Et Doc, Larosier, 1994
 - [19] P.Barret, «*Régimes Transitoires Des Machines Tournantes Electrique*», Edition Eyrolles, 1982
 - [20] J.P.Krause, «*Analysis Of Electric Machinery*», Mac Graw-Hill Edition, 1986
 - [21] A.Merabet, «*Commande Non Linéaire A Modèle Predictif Pour Une Machine Asynchrone*», Thèse De Doctorat, Université De Québec, Mai 2007
 - [22] R.Toufouti, «*Contribution A La Commande Direct De Couple De La Machine Asynchrone*», Thèse De Doctorat, Université Mentouri Constantine, Juin 2008
 - [23] Groupe Sneider , «*Les Techniques De Commande Du Moteur Asynchrone*», Le Magasine Shneider De L’enseignement Technique Et Technologique, 1998
 - [24] S.Alia, S.Guedda, «*Commande Vectorielle D’une Machine A Induction*», Mémoire De Master, Université d’El-Oued, Mai 2018
 - [25] B.K.Bose , «*power electronics and AC drivers*», prontice-hall ,New York,1986
 - [26] G.Seguir, F.Labrique, «*Les Convertisseurs De L’électronique De Puissance,La Conversion Continu-Alternatif*», Volume 4, Edition Technique Et Doc., Lavoisier, 1989
 - [27] G.Grellet ,G.Clerc, «*Actionneurs Electriques* », Edition Eyrolles, 1997
 - [28] R.Chauprade,F.Milsant, «*Commande Electronique Des Courants Alternatifs*», Edition Eyrolles, Paris, 1980
 - [29] A.Kerrache, A.Korichi, «*Commande DTC_SVM Prédictive D’un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique*», Mémoire De Master, Université Kasdi Merbah Ourgla, Juin 2013
 - [30] A.Dissa , «*Contrôle Directe Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire* », Thèse De Magistère, Université De Batna, Algerie.
 - [31] S.Rezgui , «*Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel Application A La Machine Asynchrone :Commande Vectorielle Sans Capteur Mécaniques SVP/WM, Mode Glissent,MRAS*», Thèse De Doctorat, Université Mentouri De Constantine, Algerie, 2009
 - [32] H.Bensaadi , «*Commande DTC-SVM D’une Machine Synchrone A Aimants Permanents*», Thèse De Magistère , Université De Batna, Algérie, 2012
 - [33] T.A.Wolbank, A.Moucka, J.L.Machl , «*A Comparative Study Of Field-Oriented Control And Direct-Torque Control Of Induction Motors Reference To Shaft-Sensorless Control At Low And Zero-Speed*», Intelligent Control, Proceeding Of The IEEE International Symposium, pp.391-396, October 2002

-
- [34] L.Hoang, «*Comparison of Field_Oriented Control And Direct Torque Control*», IEEE, 1999
 - [35] D.Casadei, F.profumo, G.Serra,A.Tani, «*FOC Anddtc : Two Viable Schemes For Induction Motors Torque Control*», Power Elctronics, IEEE Transactions On Volume 17,pp.787_797, Septembre 2002
 - [36] T.Benazzouz, D.Mansour, «*synthèse des méthodes d'estimation de la vitesse bassé sur la technique MRAS Application : Moteur Asynchrone*», Mémoire de Master, Université de Saida, Septembre 2017
 - [37] K.Nabti, «*Contribution à La Commande De La Machine Asynchrone Par DTC Et Logique Floue* », Mémoire De Magistère, Université Mentouri De Constantine , Juillet 2006
 - [38] Carlos Canudas de wit, «*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC*», Edition Hermes Science, Europe, 2000
 - [39] A.Amer, «*Commande Sans Capteur De Vitesse Par DTC D'une Machine Synchrone A Aimant S Permanents Dotée D'un Observateur D'ordre Complet A Modes Glissants*», Mémoire De Magistère, Université De Batna, Octobre 2005
 - [40] K.Akkouchi, «*Commande Directe Du Couple (DTC) D'une Machine Asynchrone*», Mémoire De Magistère, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2007
 - [41] A.Rahal,M.F.Edjri, «*Contrôle Directe Du Couple De La Machine Asynchrone*», Mémoire D'ingénierie , Université De Msila ,2004.
 - [42] H.Bennadji, C.Hamida, R.Haoumdi, «*Contrôle Directe De Couple De La Machine A Induction*», Mémoire De Licence, Université d'Eloued, 2009
 - [43] B.Mokhtari, «*Implantation De La DTCF Par Des Techniques De L'intelligence Artificielle Neuronale Et Neurofloue : Application A La Machine Asynchrone Alimentée Par Des Onduleurs De Tension A Deux Et A Trois Niveaux*», Thèse De Magistère, Université De Batna ,2002
 - [44] S.Belkacem, «*Contribution A La Commande Directe Du Couple Du Machine A Induction*», Thèse De Doctorat, Université De Batna ,2011
 - [45] S.Gdaim, «*Commande Directe De Couple D'un Moteur Asynchrone A Base De Techniques Intelligentes*», Thèse De Doctorat, Université De Monastir, Décembre 2013
 - [46] Ammar Benzaïoua, «*Contribution A La Commande Directe De Couple D'une Machine Asynchrone Triphasé*», Thèse De Doctorat, Université Du Québec, Avril 2014
 - [47] S.Legrioui, «*Etude Et Réalisation De La Commande DTC Des Machines Asynchrones Par La Logique Floue*», Mémoire De Master, Université De Constantine, 2013
 - [48] Heath Hofmann, seth R.Sanders , «*Speed-Sensorless Vector Torque Contrôl of Induction Machines Using A Two-Time-Scale Approach* »,IEEE Transactions on Industry Applications , Februry 1998
 - [49] Mezouar AEK, «*Décomposition Et Réduction De Modèles Des Procédés Electromécaniques : Application A La Commande Des Machines Asynchrones*», Thèse De Doctorat, Université Djilali Liabes De Sidi-Bel-Abbes, Decembre 2006
-

-
- [50] A.S.Alsuraimi,A.M.Babiya, «*Commande Sans Capteur Mécanique D'un Moteur Synchrone A Aimant Permanent Par Un Estimateur De Vitesse De Type(MRAS)*», Mémoire De Master, Université Dr.Tahar Moulay De Saida, Octobre 2020
 - [51] I.Alrouh, «*Contribution A La Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone*», Thèse De Doctorat, Université Henri Poincaré,Nancy-I, 2004
 - [52] Degner , M.W, «*Flux,Position And Velocity Estimation In AC Machines Using Carrier Signal Injection*»,Thèse De Doctorat, Departement Of Mechanical Engineering, University Of Wisconsin ,Madison,1998
 - [53] Ali Zemouch, «*Sur L'observation De L'état Des Systèmes Dynamiques Non Linéaire*», Thèse De Doctorat, Université Louis Pasteur Strasbourg I, 2007
 - [54] Misawa.E.A and Hedrick.J.K, «*Non Linear Observers –A State Of The Art Survey*», ASME Journal Of Dynamic System, Measurement And Control, Volume 111, pp344-352,1989
 - [55] Walcott.BL and Corless.M.J and Zak.S.H, «*Comparative Study Of Non Linear State Observation*», Techniques. Int. J Of Control, Volume 45pp 2109-2132,1987
 - [56] L.Djaghdali, «*Contribution A La Commande Predictive Directe Du Couple De La Machine A Induction* », Thèse De Doctorat, Université De Batna, Décembre 2016
 - [57] E.Sedda, «*Estimation En Ligne De L'état Et Des Paramètres D'une Machine Asynchrone Par Filtrage De Kalman* », Thèse De Doctorat, Université De Paris 6, France, 1998
 - [58] M.A Ouhrouche, «*Estimation Of Speed,Rotor Flux And Rotor Resistance In Cage Induction Motor Using The EKF Algorithm*», International Journal Of Power And Energy Systems, Paper number 203-3028.,pp.1-0,2002
 - [59] P.Borne,G.D.Tanguy,J.P.Rachard,F.Rotella and zambettakis, «*Commande Et Optimisation Des Processus*», Edition TECHNIP, Paris, France.
 - [60] M.Barut,S.Bogosyan and M.Goksan, «*Switching EKF Technique For Rotor And Stator Resistance Estimation In Speed Sensorless Control Of IMS*», Energy Conversion And Management, Vo.48,Issue 12, pp.619-629, Decembre 2007
 - [61] B.Messaoudi, «*Utilisation Du Contrôle Directe Du Flux Statorique Et Du Filtre De Kalman En Vue Du Contrôle Directe Du Couple D'un Moteur Asynchrone*», Mémoire De Magistère, Université De Biskra, Novembre 2007
 - [62] R.Gunabalan 1,V.Subbiah 2and B.Rami Reddy, «*Sensorless Control Of Induction Motor With Extended Kalman Filter On TMS320F2812 Processor*», International Journal Of Recent Trends In Engineering, Vol 2, No.5, Novembre 2009
 - [63] Haron A.R, Idris N.R.N, «*Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives Using Matlab/Simulink*», Power and Energy Conference, IEEE International Vol.,pp.411-415, Novembre 2006
 - [64] M.Rashed, A.F Stronach, «*A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation*», IEE Proc.Electr.Power Appl., Vol.151, No.6, Novembre 2004
-

Annexes

Annexe A

Grandeurs Nominales de la Machine Asynchrone :

Puissance nominale	1.5 KW
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Vitesse nominale	$Nn = 1420 \text{ trs/mn}$
Tension nominale	220/380 V
Intensité nominale	6.31/3.64 A
Rendement	0.78

Paramètres Electriques de la Machine Asynchrone :

Résistance statorique R_s	4.85 Ω
Résistance rotorique R_r	3.805 Ω
Inductance statorique L_s	0.274 H
Inductance rotorique L_r	0.274 H
Inductance mutuelle L_m	0.258 H

Paramètres Mécaniques de la Machine Asynchrone :

Moment d'inertie J	0.031 kg.m^2
Coefficient de frottement f	0.001136 $\text{kg.m}^2/\text{s}$

Annexe B

```

%Programme -S function- pour l'estimation du flux et de la vitesse en
utilisant le filtre de Kalman étendu.
function [sys,x0,str,ts] =k_filtrel(t,x,u,flag,T) % Entrées,
u:(vds/vsa),(vsq/vsb),ids(isa), isq(isb): 'commande et mesure'
                                % Etat, x:% isao,isbo,firao,fibro,wr
%global Tr Ts Lr Ls Lm sigma Rr Rs Q R G x_1 P_1 K P h

%-----initialisation1 -----

T=1e-4; % Période d'échantillonnage
I=eye(5); %matrice identité
K=zeros(5,2); %initialisation du gain
%----- Paramètres de la machine-----
--%
Rr=3.805,Rs=4.85, Lm=0.258, Lr=0.274, Ls=0.274; f=0.001136; J=0.0031; p=2;
Tr=Lr/Rr; Ts=Ls/Rs; sigma= 1-((Lm^2)/(Ls*Lr));Req=Rs+(Lm^2)/(Lr*Lr);
%----- Initialisation des matrices bruit état et m(Lm^2)/(Ls*Lr)esure----
-----
%R=eye(2); %10-1 matrice de covariance de bruit de mesure
%Rd=R*T; % matrice de covariance de bruit de mesure discrétisée
%G=1e-5*eye(5);
%Q=1e-5*I; %10 matrice de covariance
%Qd=T*G*Q*G'; % % matrice de covariance de bruit d'état discrétis
%-----
switch flag, % switch des états
    case 0; % phase d'initialisation -S function
        sizes = simsizes;
        sizes.NumContStates = 0; % nombre d'états
        sizes.NumDiscStates = 5; % nombre d'états discrets
        sizes.NumOutputs = 5; % nombre de sorties
        sizes.NumInputs = 4; % nombre d'entrées
        sizes.DirFeedthrough = 0;
        sizes.NumSampleTimes = 1; % at least one sample time is needed
        sys = simsizes(sizes);
        %----- conditions initiales-----
        x0 = [0;0;0;0;0]; % initialiser le vecteur d'état
        str = [];
        ts = [T 0];
        %-----
    case 2,
        %p=[1e-2 0 0 0 0 ;
        % 0 1e-2 0 0 0 ;
        % 0 0 1e-3 0 0 ;
        % 0 0 0 1e-3 0;
        % 0 0 0 0 100];
        %Q=[ 1e-4 0 0 0 0 ;
        % 0 1e-4 0 0 0 ;
        % 0 0 1e-3 0 0 ;
        % 0 0 0 1e-3 0;
        % 0 0 0 0 1e-1];
        % Set measurement variable
        p=[1e-2 0 0 0 0 ;
        0 1e-2 0 0 0 ;

```

```

0 0 1e-3 0 0 ;
0 0 0 1e-3 0;
0 0 0 0 11];
Q=[ 1e-4 0 0 0 0 ;
0 1e-4 0 0 0 ;
0 0 1e-3 0 0 ;
0 0 0 1e-3 0;
0 0 0 0 1e-1]; %1e-1
R=1*[1 0;
0 1]
%T=1e-4;
%----Matrice d'état réduite-- Matrice du jacobien -----
-----
a11=(-1/(sigma*Tr)-(1)/(sigma*Ts));a12=-1; a13=Rr/(sigma*Ls*Lr);
a14=1/(sigma*Ls);
a21=1;a22=(-1/(sigma*Tr)-(1)/(sigma*Ts));a23=-1/(sigma*Ls); a24=a13;
a31=-Rs; a32=0;a33=0; a34=0;
a41=0;a42=a31 ; a43=0; a44=0;

A =[a11 a12*x(5) a13 a14*x(5); a21*x(5) a22 a23*x(5) a24 ; a31 a32 a33 a34
; a41 a42 a43 a44 ];
% Matrice discrétisée(4*4)
%Ad=eye(4)+A*T; %
Ad=eye(4)+A*T %A^2*T^2/2+A^3*T^3/6;
a15=T*(-x(2)+(1/(sigma*Ls)*x(4)));a25=T*(x(1)-
(1/(sigma*Ls)*x(3)));a35=0;a45=0;
df=[a15;a25;a35;a45]; % colonne dérivation % à la vitesse
j=[Ad df;0 0 0 0 1]; % Matrice du Jacobien
u=[u(1);u(2);u(3);u(4)];
V=[u(1);u(2)];% vecteur tension de commande Vas, Vbs--->simulink
% Calcul de la valeur prédite du vecteur d'état  $\hat{x}^{(K+1/K)}=AdX[K/K]+BdU[K]$ 
x_1=[j(1,1)*x(1)+j(1,2)*x(2)+j(1,3)*x(3)+j(1,4)*x(4);
j(2,1)*x(1)+j(2,2)*x(2)+j(2,3)*x(3)+j(2,4)*x(4);
j(3,1)*x(1)+j(3,3)*x(3);
j(4,2)*x(2)+j(4,4)*x(4);
j(5,5)*x(5)]+T*[u(1)/(sigma*Ls);u(2)/(sigma*Ls);u(1);u(2);0]; %u(1);u(2)
%Q=Q-j*Q*j'*T;
pp=j*p*j'+Q; %G*Q*G'; % cov de l'erreur de prediction
P[K+1/K]=J[k].P[k/k].(J[k])'+Q
H=[1 0 0 0 0 ; 0 1 0 0 0 ]; % H(k+1): Matrice de mesure
%----phase de correction-----
%1-Calcul de l'erreur (Yprédie-Ymesure )
Y=[u(3);u(4)]; %sortie mesurée y=[u(1);u(2)];-----> simulink
yp=H*x_1; % sortie prédite
K=pp*H'*inv(H*pp*H'+R);% Calcul du gain --
K(k+1/k)=p(k+1/k)*H*inv[H.P(k+1/k).H'+R]
x=(x_1+K*(Y-yp)); % X[k+1/k+1]=X[k+1/k]+k*[ymes-Yp]
sys=x;
p=(I-K*H)*pp; % update de la matrice de covariance de l'err
sys=x;

case 3,
sys=x;

case {1,4,9}
sys=[];
otherwise
error(['unhandled flag =',num2str(flag)]);
end

```

Résumé

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans les nombreuses applications industrielles grand public.

Pour avoir un fonctionnement et un contrôle précis de la MAS, les régulations de flux et de la vitesse sont indispensables. En effet, les commandes performantes, comme la commande DTC, reposant sur la connaissance du modèle mathématique de la machine sont largement utilisées. Les objectifs de la commande sans capteur mécanique sont essentiellement la réduction de complexité et de coût de matériel, une robustesse mécanique accrue et une fiabilité plus élevée.

Dans ce contexte, ce thème a pour objectif le développement d'un système de régulation de vitesse sans capteur mécanique basé sur l'association d'un estimateur de vitesse EKF et une commande DTC pour une exécution améliorée, particulièrement contre des variations du couple de charge.

Abstract

The robustness, the low cost, the performances and the ease of maintenance make the asynchronous motor interest in the many industrial applications general public.

To have precise operation and control of the MAS, flow and speed regulations are essential. Indeed, high-performance commands, such as the DTC command, based on knowledge of the mathematical model of the machine are widely used. The objectives of the mechanical sensorless control are essentially the reduction of complexity and material cost, increased mechanical robustness and higher reliability.

In this context, this theme aims at the development of a speed regulation system without mechanical sensor based on the association of an EKF speed estimator and a DTC control for an improved execution, particularly against variations of the torque of charged.