الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne démocratique et populaire

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

جامعة سعد دحلب البليدة
Université SAAD DAHLAB de BLIDA

كلية التكنولوجيا
Faculté de Technologie

قسم الإلكترونيك
Département d'Électronique

Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

BOUKENOUI Rachid

&

OULD HAMOU Oualid

pour l'obtention du diplôme de master en Electrotechnique option Machines électriques

Thème

Synthèse D'un Observateur Adaptatif En Vue De l'Amélioration Des Performances De La Commande DTC Des Machines Asynchrones

Proposé par : Mr KOUCHIH Djilali

Année Universitaire 2012-2013

Listes des acronymes et abréviations

Paramètres de modélisation de la machine

$[L_{ss}], [L_{rr}]$: Représentent respectivement les matrices d'inductance statorique et rotorique

$[M_{sr}]$: La matrice des inductances mutuelles stator-rotor

L_s: Inductance propre cyclique statorique $[H]$

L_r: Inductance propre cyclique rotorique $[H]$

R_s : Résistance statorique par phase $[\ \Omega\ ]$

R_r: Résistance rotorique par phase$[\ \Omega\ ]$

p : Nombre de paires de pôles

J : Moment d'inertie des parties tournantes$[kg.m^2]$

f_r : Coefficient de frottements visqueux $[SI]$ où $[Nm.s/rad]$

T_r : Constante de temps rotorique $\left(\frac{Lr}{Rr}\right)$

σ : Coefficient de dispersion$\left(1-\frac{M^2}{L_r L_s}\right)$

C_e : Couple électromagnétique $[N.m]$

C_r : Couple mécanique résistant $[N.m]$

Repères

sa, sb, sc : Correspondent aux trois phases du stator.

ra, rb, rc : Correspondent aux trois phases du rotor.

(α, β) : Axes de référentiel statorique.

(d, q) : Axes de référentiel biphasé.

θ : L'angle entre l'axe sa et ra

θ_r : L'angle du rotor entre ra et d

θ_s : L'angle du stator entre sa et d

Grandeurs électriques au stator

$v_{s\,abc}$**:** Tension statorique phase a, b, ou c

v_{sd}: Tension statorique sur l'axe d

v_{sq} : Tension statorique sur l'axe q

$i_{s\,abc}$: Courant statorique phase a, b, ou c

i_{sd} : Courant statorique sur l'axe d

i_{sq} : Courant statorique sur l'axe q

Grandeurs magnétiques au stator

$\varphi_{s\,abc}$: Flux statorique phasea, b, ou c

φ_{sd} : Flux statorique sur l'axe d

φ_{sq} : Flux statorique sur l'axe q

Grandeurs électriques au rotor

$v_{r\,abc}$**:** Tension rotorique phase a, b, ou c

v_{rd}: Tension rotorique sur l'axe d

v_{rq} : Tension rotorique sur l'axe q

$i_{r\ abc}$: Courant rotorique phase a, b, ou c

i_{rd} : Courant rotorique sur l'axe d

i_{rq} : Courant rotorique sur l'axe q

Grandeurs magnétiques au stator

$\varphi_{r\ abc}$: Flux rotorique phasea, b, ou c

φ_{rd} : Flux rotorique sur l'axe d

φ_{rq} : Flux rotorique sur l'axe q

Sigles utilisés

MAS : Machine Asynchrone

DTC : Direct Torque Control

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

PWM : Pulse Width Modulation

Table des matières :

Dédicaces

Remerciements

Listes des acronymes et abréviations

Table des matières

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale 1

Chapitre 1 : Modélisation de la MAS associée au convertisseur statique.

1.1. Introduction.....3

1.2 Modélisation de la MAS.....3

1.2.1 Hypothèses simplificatrices.....3

1.2.2 Equations électriques.....4

1.2.3 Equations magnétiques.....5

1.2.4 Transformation de PARK.....6

1.2.5 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée.....8

1.2.5.1 Equations électriques.....8

1.2.5.2 Equations magnétiques.....9

1.2.5.3 Choix du repère de référence.....9

1.2.6 Equation mécanique.....9

1.2.7 Mise en équation d'état.....10

1.3 Résultats de simulation.....11

1.4 Modélisation de l'association MAS-convertisseur statique.....13

1.4.1 Introduction.....13
1.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension.....14
1.4.3 Commande de l'onduleur de tension.....16
1.4.3.1 Contrôle des courants par des régulateurs à hystérésis.....17
1.4.3.2 Contrôle des tensions par MLI.....18
1.4.4 Simulation de l'association MAS-onduleur de tension.....21
1.4.5 Conclusion.....22

Chapitre2 : Commande par DTC de la MAS

2.1. Introduction 23
2.2 Principe du contrôle direct de couple (DTC) 24
2.3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique.....25
2. 3.1 Contrôle du flux statorique 25
2. 3.2 Contrôle du couple électromagnétique.....27
3. 3.3 Le fonctionnement et le choix de la séquence de commande.....29
2 .4 Les estimateurs.....30
2. 4.1 Estimation du flux statorique.....30
2. 4.2 Estimation du couple électromagnétique.....32
2. 5 Elaboration du vecteur de commande.....32
2. 5.1 Contrôleur de flux.....32
2. 5.2 Contrôleur de couple.....33
2. 5.2.1 Contrôleur de couple à deux niveaux.....34
2. 5.2.2 Contrôleur de couple à trois niveaux.....34
2 .6 Elaboration de la table de commutation.....36
2.7 Structure générale de la commande DTC.....37
2. 8 Résultats de simulation et interprétation.....38
2. 8.1 Démarrage à vide.....39
2. 8.2 Démarrage en charge 41
2. 8.3 Test avec couple de charge variable 42
2. 8.4 Test avec inversion de sens de rotation 44

2. 8.5 Test pour les moyennes et les faibles vitesses de rotation 45
2. 8.6 Test avec variation de la résistance statorique.....47
2. 9 Conclusion 48

Chapitre3 : Commande DTC sans capteur mécanique avec adaptation paramétrique

3.1 Introduction.....49
3.2 Les observateurs 50
3.2.1 Principe d'un observateur 51
3.2.2 Modèle des observateurs 52
3.2.2.1 Observateurs pour les systèmes linéaires.....52
3.2.2.2 Observateurs pour les systèmes non linéaires.....52
3.2.2.3 L'ordre de l'observateur.....53
3.3 Observabilité 53
3.4 Synthèse de l'observateur d'état adaptatif.....54
3.4.1 Structure et choix des grandeurs.....54
3. 4.2 Modélisation de l'observateur.....55
3. 4.2.1 Observateur de flux.....55
3.4.2.2 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de la vitesse.....58
3.4.2.3 Détermination de la matrice de gain G.....61
3.4.2.4 Représentation d'état de l'observateur de LUENBERGER de gain G 62
3.4.2.5 Structure de l'association DTC-Observateur adaptatif d'un MAS sans capteurs.....63
3.5. Commande DTC sans capteur mécanique avec estimation et adaptation de la résistance statorique 65
3.5.1 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de la vitesse et de la résistance statorique 66
3.5.2 Détermination de la matrice de gain G 70
3.5.3 Structure de l'association DTC-Observateur adaptatif d'un MAS sans

capteurs avec observation de la résistance statorique.....70

3. 6 Résultats de simulation.....72

3.6.1 Simulation de l'ensemble commande DTC et observateur adaptatif sans capteur de vitesse.....72

3.6.1.1 Test en charge nominale.....72

3.6.1.2 Test en charge variable.....74

3.6.1.3 Test avec inversion de sens de rotation.....75

3.6.1.4 Test à moyenne et faible vitesse.....76

3.6.1.5 Test avec charge variable et vitesse variable 78

3.6.2 Simulation de l'ensemble commande DTC et observateur adaptatif sans capteur de vitesse avec estimation et adaptation de la résistance statorique.....80

3.6.2.1 Test en charge nominale.....80

3.6.2.2 Test en charge variable.....82

3.6.2.3 Test avec inversion de sens de rotation.....84

3.6.2.4 Test à moyenne et faible vitesse.....86

3.6.2.5 Test à moyenne et faible vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif.....88

3.6.2.6 Test à forte vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif.....90

3. 7 Conclusion.....92

Conclusion générale.....93

Annexe A 95

Annexe B.....96

Annexe C.....98

Bibliographie.....103

Liste des figures :

Chapitre1

Fig. 1.1 Représentation schématique de la MAS 4

Fig. 1.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS 7

Fig. 1.3 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé dans un référentiel (α,β) lié au stator.....12

Fig. 1.4. Association MAS-onduleur de tension.....13

Fig. 1.5. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....14

Fig. 1.6 La bande de courant à hystérésis 17

Fig. 1.7 contrôle par hystérésis 18

Fig. 1.8 schéma de principe de la MLI sinus-triangle 19

Fig. 1.9 Principe de la génération de MLI sinus-triangle 21

Fig. 1.10 Résultats de simulation de la MAS-onduleur de tension.....22

Chapitre2

Fig. 2.1 Evolution du vecteur flux stator 26

Fig. 2.2: illustration de l'angle δ..... 28

Fig. 2. 3 Choix du vecteur tension.....29

Fig. 2.4: schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension.....32

Fig. 2. 5 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et Sélection des tensions correspondant.....33

Fig. 2. 6 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux 35

Fig. 2.7 : structure générale de la commande DTC classique 38

Fig. 2. 8 Résultats de simulation du démarrage à vide 40

Fig. 2. 9 Résultats de simulation du démarrage en charge 42

Fig. 2. 10 Résultats de simulation du test avec couple de charge variable 43

Fig. 2. 11 Résultats de simulation du test d'inversion de sens de rotation 45

Fig. 2. 12 Résultats de simulation du test pour les faibles et les moyennes vitesses de rotation 46

Fig. 2. 13 Résultats de simulation du test pour la variation de la résistance statorique 47

Chapitre3

Fig. 3.1 Conception générale d'un observateur 50

Fig. 3.2 Schéma fonctionnel d'un observateur 51

Fig. 3.3 Structure générale d'un observateur adaptatif 55

Fig. 3. 4 Structure de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif 64

Fig. 3.5 Structure générale d'un observateur adaptatif (vitesse-résistance statorique) 65

Fig3.6. Structure de la commande par DTC- observateur adaptatif de MAS sans capteur de vitesse avec estimation de la résistance statorique 71

Fig. 3.7 Résultats de simulation avec un démarrage à vide et une application de charge nominale de $25\ Nm$ à l'instant t = 0.25s 73

Fig. 3.8 : Résultats de simulation pour une charge de $20\ Nm$ à t = 0.2s, $40\ Nm$ à t = 0.4s et de $5\ Nm$ à t = 0.8s 75

Fig. 3.9 Résultats de simulation du test de l'inversion de sens de rotation 76

Fig. 3.10 Résultats de simulation du test de l'inversion de sens de rotation 78

Fig.3.11.Résultats de simulation du test avec variation de résistance statorique 79

Fig3.12 Résultats de simulation avec un démarrage à vide et une application de charge nominale à l'instant t = 0.25s 82

Fig. 3.13 Résultats de simulation pour une charge de $20\ Nm$ à t = 0.2s, $40\ Nm$ à t = 0.4s et de $5\ Nm$ à t = 0.8s.....84

Fig. 3.14 Résultats de simulation du test de l'inversion de sens de rotation.....86

Fig. 3.15 Résultats de simulation du test moyenne et faible vitesse 88

Fig. 3.16 Résultats de simulation du test moyenne et faible vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif.....90

Fig. 3.17 Résultats de simulation du Test à forte vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif.....92

Annexes

Fig. B.1 Boucle de régulation de vitesse.....96

Fig. C.1 Assignement des pôles du système contrôlé et de l'observateur.....99

Fig. C.2 structure d'un observateur d'ordre complet pour un system linéaire.....100

Fig.C.3 structure d'un observateur d'ordre réduit pour un système linéaire.....101

Liste des tableaux :

Chapitre2

TABLE 2.1 : table généralisée des vecteurs de tension 36

TABLE 2.2 : Table de commutation du flux statorique..... 36

TABLE 2.3 : Table de commutation du couple électromagnétique 36

TABLE 2.4 : table de commutation pour un comparateur à hystérésis à deux niveaux 37

TABLE 2.5 : table de commutation pour un comparateur à hystérésis à trois niveaux 37

Annexes

TABLE (A.1) : Paramètres de la machine asynchrone utilisée 95

Introduction générale

La commande à vitesse variable des entraînements électriques, a bénéficié ses dernières années d'avancées méthodologique et technologique significatives. En effet les projets de l'électronique numérique et le développement des composants de l'électronique de puissance permet aujourd'hui de mettre en œuvre des algorithmes de commande envisageables [1][7][8].

Dans diverses applications industrielles modernes, la machine asynchrone bénéficie d'une attention particulière due essentiellement à sa fiabilité, à sa robustesse, son coût relativement faible et sa simplicité de construction [2].

Cette thèse a pour objectif principal d'étudier une technique de commande de la vitesse des machines asynchrone sans capteur de vitesse avec estimation paramétrique.

Parmi les techniques de commande actuellement appliquées aux machines asynchrones : la commande scalaire, la commande vectorielle, la commande directe du couple [43][51].

L'objectif principal de cette thèse est de traiter la commande par DTC de la MAS, avec l'estimation des variables mécaniques et les paramètres électriques de la MAS en temps réel, pour présenter un contrôle direct du couple de la MAS sans capteur de vitesse en utilisant un observateur adaptatif.

La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation des régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système. le flux statorique et le couple sont estimés à partir des vecteurs tensions et

courants statoriques [43][56], dans cette estimation deux facteurs d'influence importante sur les performances de la commande surtout en basses vitesses, **le facteur du terme résistif** qui varie avec la température et celui de l'intégration en boucle ouverte .Dépendant du type de la machine ,la résistance statorique peut varier jusqu'à 100% de sa valeur nominale [1]. C'est pourquoi. Quelques chercheurs ont proposé des techniques d'adaptation en temps réel (en ligne) de ce paramètre [37][39][40][45].

La commande DTC utilise des capteurs mécaniques qui posent certains problèmes techniques liés à leurs utilisations, ils sont fragiles et coûteux et l'utilisation des observateurs est indispensable afin de pouvoir les éliminer [52][53]. Nous utilisons dans cette thèse l'observateur adaptatif de LUENBERGER.

Cette thèse est subdivisée en trois chapitres :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et la modélisation de l'association convertisseur-moteur à induction. Dans sa première partie on présentera le modèle mathématique du moteur établi dans un repère à deux axes, perpendiculaires électriquement appelés d, pour direct, et q, pour quadrature, basé sur des hypothèses simplificatrices, et la transformation de Park. La deuxième partie sera consacrée à un exposé détaillé de la modélisation de l'association convertisseur statique-moteur à induction et la commande du convertisseur statique.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude du contrôle direct du couple DTC qui ne nécessite pas l'utilisation du convertisseur MLI ce qui représente en soi un avantage et ayant pour objectif de contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques en utilisant comme boucle de régulation de vitesse un régulateur PI classique.

Le dernier chapitre fera l'objet d'une étude de la théorie des observateurs qui nous servira comme outil pour la reconstitution de l'état du système à partir des variables d'état, qui sont accessibles à la mesure .Ce chapitre sera consacré à la commande directe du couple sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif pour observer la vitesse et la résistance statorique en temps réel, afin d'améliorer la robustesse et assurer la stabilité de la commande par DTC contre la variation de la résistance statorique.

Chapitre 1 Modélisation de la MAS associée au convertisseur statique

1.1. Introduction :

La modélisation de la machine asynchrone, qualifiée d'indispensable et primordiale, consiste à retrouver une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande, cette représentation constitue un instrument fondamental pour l'observation et l'analyse de l'évolution des grandeurs électromagnétique de la machine d'une part et d'autre part pour prévoir les lois de commande nécessaires au fonctionnement souhaité [2][3][31]:

La première partie de ce chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone basée sur la transformation de PARK, tandis que la seconde partie traitera la modélisation de l'association convertisseur statique-MAS et sa commande.

1.2 Modélisation de la MAS

1.2.1 Hypothèses simplificatrices

Dans le but de simplification de l'étude, la modélisation de la MAS s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses à considérer [2][4][5][31]:

- entrefer constant
- effet des encoches négligé
- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices
- circuit magnétique non saturé

- pertes ferromagnétiques négligeables
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

Dans ces conditions, la machine asynchrone peut être schématisée par la figure 1.1, et son comportement se traduit par les trois types d'équations [6], [3]:

¤ Équations électriques

¤ Équations magnétiques

¤ Équations mécaniques

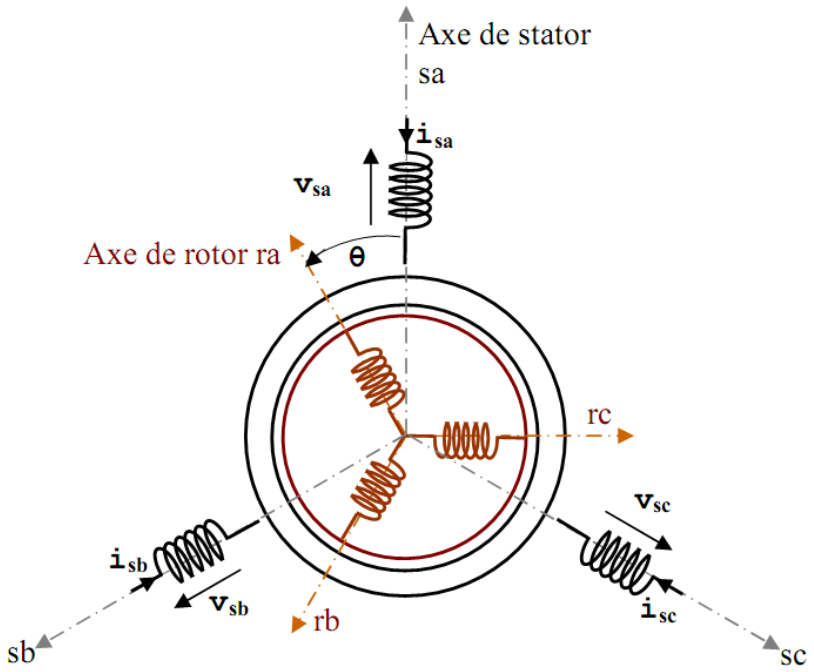


Fig. 1.1 Représentation schématique de la MAS

1.2.2 Equations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure 1.1 donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit [2]:

$$[V_s] = R_s[I_s] + \frac{d}{dt}[\varphi_s] \qquad 1.1$$

$$[V_r] = R_r[I_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r] \qquad 1.2$$

Avec :

R_s et R_r: représente respectivement les résistances par phase du stator et du rotor.

$[V_s] = [v_{sa}\ , v_{sb}, v_{sc}]^T$ Est le vecteur tension statorique.

$[I_s] = [i_{sa}\ , i_{sb}, i_{sc}]^T$ Est le vecteur courant statorique

$[\varphi_s] = [\varphi_{sa}\ , \varphi_{sb}, \varphi_{sc}]^T$ Est le vecteur flux statorique

$[V_r] = [v_{ra}\ , v_{rb}, v_{rc}]^T$ Est le vecteur tension rotorique.

$[I_r] = [i_{ra}\ , i_{rb}, i_{rc}]^T$ Est le vecteur courant rotorique

$[\varphi_r] = [\varphi_{ra}\ , \varphi_{rb}, \varphi_{rc}]^T$ Est le vecteur flux rotorique

1.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent comme suit:

$$[\varphi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \tag{1.3}$$

$$[\varphi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s] \tag{1.4}$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \tag{1.6}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{bmatrix} \tag{1.7}$$

Avec :

$[L_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductance rotorique.

$[M_{sr}]$: Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor.

$[M_{rs}]$: Matrice d'inductance mutuelle rotor-stator.

l_s , l_r : Représente respectivement les inductances propres par phase du stator et du rotor.

m_s: Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.

m_r: Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.

M_0: Maximum de l'induction mutuelle entre phase du stator et phase du rotor.

En substituant (1.3) et (1.4) dans (1.1) et (1.2) on obtient les équations de tensions :

$$[V_s] = R_s[I_s] + \frac{d}{dt}\left[[L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r]\right] \qquad 1.8$$

$$[V_r] = R_r[I_r] + \frac{d}{dt}\left[[L_{rr}][I_r] + [M_{sr}][I_s]\right] \qquad 1.9$$

La résolution du système d'équations (1.8;1.9) est difficile du fait que les termes des matrices des inductances varient en fonction de la position du rotor par rapport au stator.

Pour faciliter la tâche et surmonter cette difficulté on fait appel à l'usage de la transformation de PARK.

1.2.4 Transformation de PARK

La transformation de PARK consiste à remplacer les enroulements triphasés (réels) par des enroulements biphasés équivalents (fictifs) [2], [4] [5].

Elle permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère aux axes orthogonaux (d, q, o), figure 1. 2

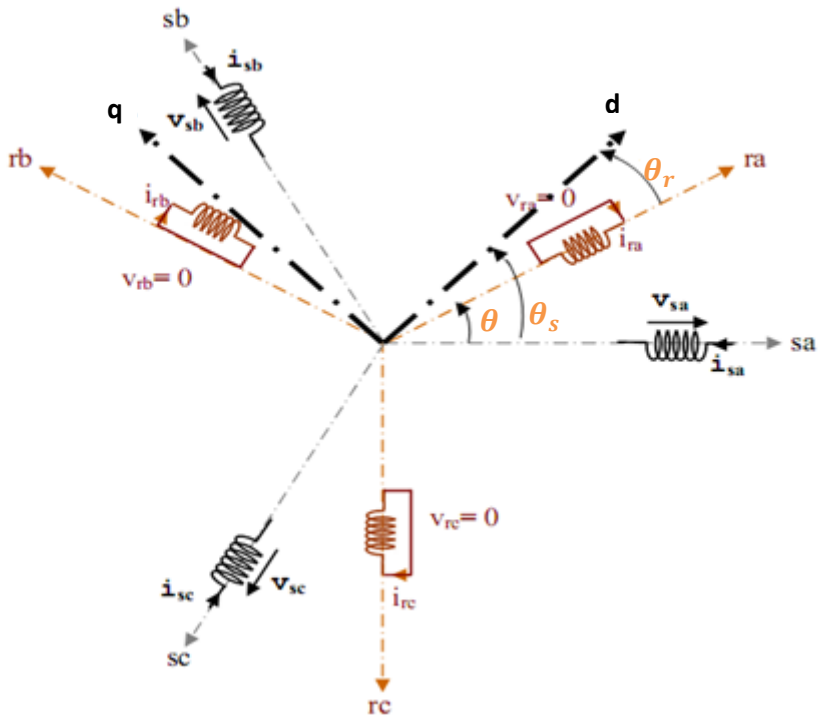


Fig. 1.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

Le passage des grandeurs réelles aux grandeurs équivalentes se fait de la même façon pour les tensions, courants et flux, selon la relation suivante:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \qquad 1.10$$

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \qquad 1.11$$

Avec

x: représente la grandeur tension, courant ou flux,

d , q , o: représentent respectivement l'indice de la composante directe, de la composante en quadrature et de la composante homopolaire,

$[P]$ Et $[P]^{-1}$: sont respectivement les matrices de transformation directe et inverse.

Les matrices de transformation directe et inverse, en tenant compte de l'invariance des puissances dans les deux repères, sont données comme suit:

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad 1.12$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \qquad 1.13$$

1.2.5 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée

En appliquant la transformation de PARK sur les équations (1.1), (1.2) et (1.3), (1.4) en remplaçant θ_s par θ_r dans la matrice (1.12) pour le rotor.

Après simplification on obtient les équations électriques et magnétiques de la machine dans le repère $(d\,, q\,, o)$:

1.2.5.1 Equations électriques

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \qquad 1.14$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \qquad 1.15$$

Avec :

$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$: représente la vitesse angulaire du repère $(d\,, q\,, o)$ dans le repère du stator.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$: représente la vitesse angulaire du repère $(d\,, q\,, o)$ dans le repère du rotor.

$\omega = \omega_s - \omega_r = \frac{d\theta}{dt}$: représente la vitesse angulaire électrique du rotor.

1.2.5.2 Equations magnétiques :

$$\begin{bmatrix}\varphi_{sd}\\ \varphi_{sq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_s & 0\\ 0 & L_s\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}M & 0\\ 0 & M\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{rd}\\ i_{rq}\end{bmatrix} \quad 1.16$$

$$\begin{bmatrix}\varphi_{rd}\\ \varphi_{rq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_r & 0\\ 0 & L_r\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{rd}\\ i_{rq}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}M & 0\\ 0 & M\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix} \quad 1.17$$

Avec :

$L_s = l_s - m_s$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_r = l_r - m_r$: Inductance cyclique propre du rotor.

$M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

1.2.5.3 Choix du repère de référence :

Le choix de l'orientation du repère de référence peut être quelconque, il existe différentes possibilités selon les objectifs de l'application :

- Repère d'axes (α, β) lié au stator (ω_s = 0) : Pour l'étude des grandeurs rotoriques. Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
- Repère d'axes (X, Y) lié au rotor (ω_s=ω) : Pour l'étude des grandeurs statoriques.
- Repère d'axes (d, q) lié au champ tournant (ω_s) : Pour l'étude de la commande. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continuées.

1.2.6 Equation mécanique :

Dans l'étude des caractéristiques dynamiques de la machine asynchrone, il est nécessaire d'introduire les paramètres mécaniques (couple, vitesse) avec les paramètres électriques (tension, courant, flux …).

Le couple électromagnétique C_e équilibre à tout instant l'effet exercé sur l'arbre par :

- Le couple résistant C_r imposé par la charge.
- Le couple des frottements visqueux $f_r\,\Omega$.

•Le couple des masses en rotation $J\left(\frac{d\omega}{dt}\right)$.

•D'où l'équation dynamique du mouvement :

$$C_e = C_r + f_r\,\Omega + J\left(\frac{d\omega}{dt}\right) \qquad 1.18$$

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

Avec

p : Le nombre de paire de pôles.

f_r : Le coefficient des frottements visqueux.

J : Moment d'inertie.

Et l'expression du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{3}{2}p\frac{M}{L_r}\left(\varphi_{rd}\,i_{sq} - \varphi_{rq}\,i_{sd}\right) \qquad 1.19$$

1.2.7 Mise en équation d'état :

Pour une machine à induction triphasée alimentée en tension on peut choisir :

$(i_{sd}, i_{sq}, i_{rd}, i_{rq}, \Omega)$ ou $(\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}, \Omega)$ ou $(\varphi_{sd}, \varphi_{sq}, i_{sd}, i_{sq}, \Omega)$ ou $(i_{sd}, i_{sq}, \varphi_{rd}, \varphi_{rq}, \Omega)$ comme variable d'état, les tensions statoriques comme variables de commande et le couple résistant C_r comme perturbation.

Notre étude sera limitée au dernier cas en choisissant le référentiel lié au stator (ω_s = 0). Les deux équations (1.14) et (1.15) nous donnent le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_S i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_S i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega\,\varphi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega\,\varphi_{r\alpha} \end{cases} \qquad 1.20$$

Qui représente le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β).

La forme d'état du modèle de la machine asynchrone est représentée (après calcul de simplification) sous la forme suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U]$$

Soit :

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \qquad 1.21$$

Avec :

$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right)$: Coefficient de dispersion.

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

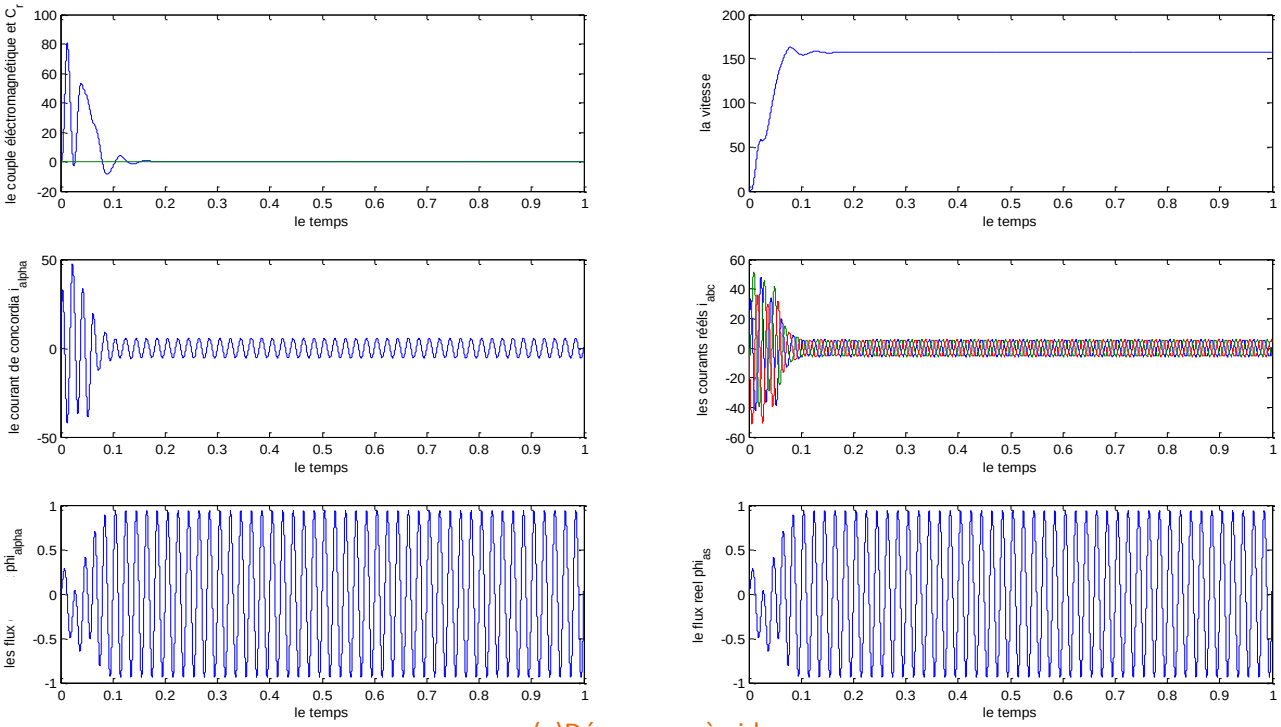
1.3 Résultats de simulation :

En guise de traiter le comportement de la machine à vide et en charge, la simulation a été effectuée pour une machine de($3\ kw$), dont les paramètres sont donnés en annexe A. La Fig. 1.3 illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide (Cr = 0) en (a), et pour un démarrage en charge (Cr =$20Nm$) en (b). On constate que les courbes des grandeurs de la machine ont le même temps d'un établissement presque égal à 0.1 s.

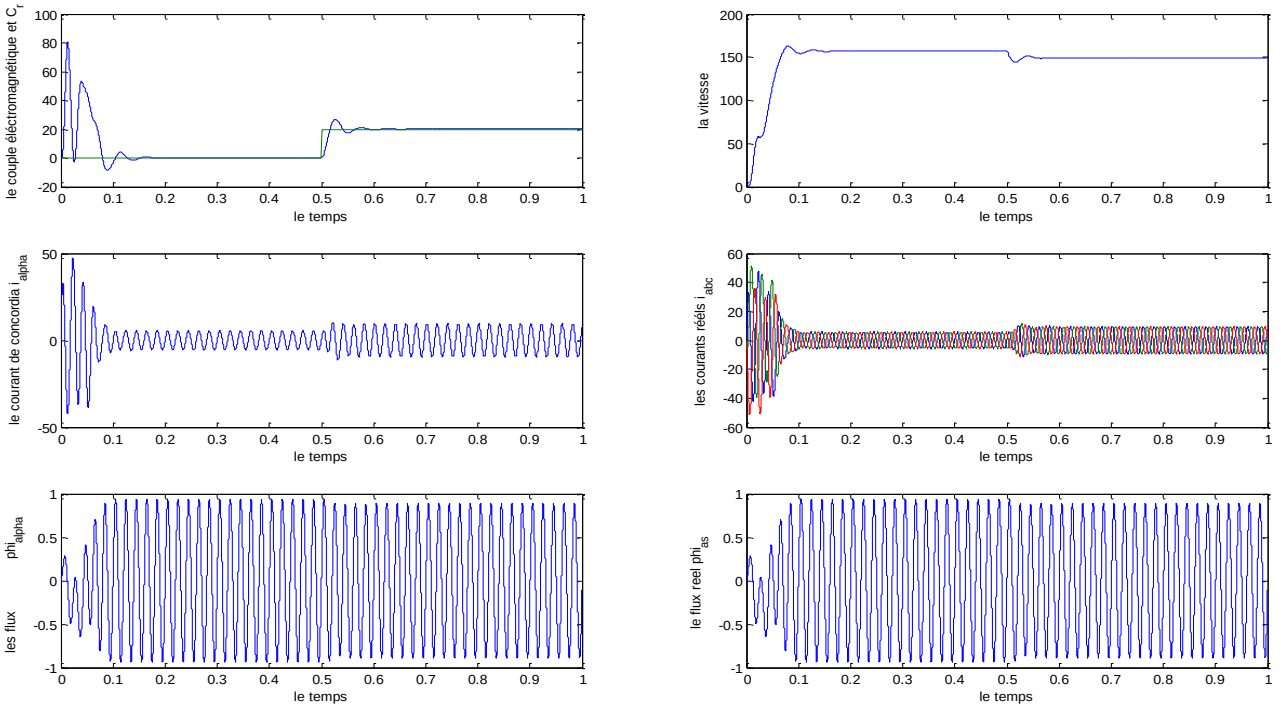
On remarque un fort appel de courant au démarrage, environ six fois le courant nominal de la machine, et qu'il est indépendant de la charge.

Au démarrage, le couple électromagnétique présente des pulsations causées par les parties mécaniques, Ainsi le couple monte à 80 N.m alors que le couple nominal du moteur

est de l'ordre de $20N.m$. La vitesse de rotation subie une légère diminution lors de l'application d'une charge, ceci est dû au fait qu'il n'y a de régulation (l'application de la charge de Cr =$20Nm$ à l'instant t = 0.5s).



(a)Démarrage à vide



(b)Démarrage en charge

Fig. 1.3 : Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé dans un référentiel (α, β) lié au stator.

1.4 Modélisation de l'association MAS-convertisseur statique :

1.4.1 Introduction :

Le moteur asynchrone utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesses variables, nécessite une alimentation qui doit fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Cette alimentation est assurée par un onduleur de tension [35][36].

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une tension alternative, il est tributaire des caractéristiques de la source continue et de la charge entre lesquelles il est inséré.

Ces caractéristiques guident les concepteurs au choix convenable des semi-conducteurs à employer et leurs commandes [32].

Dans le cas des machines à faible puissance pour lesquelles l'emploi d'onduleurs à transistors fonctionnant en MLI est particulièrement bien adapté [32].

Dans cette partie, nous allons présenter la MAS associée à son alimentation qui est un onduleur de tension à MLI triphasé.

L'alimentation de l'onduleur est constituée d'un pont redresseur triphasé à diodes, un filtre RLC, et un circuit de freinage. Comme l'illustre la Fig. 1.4.

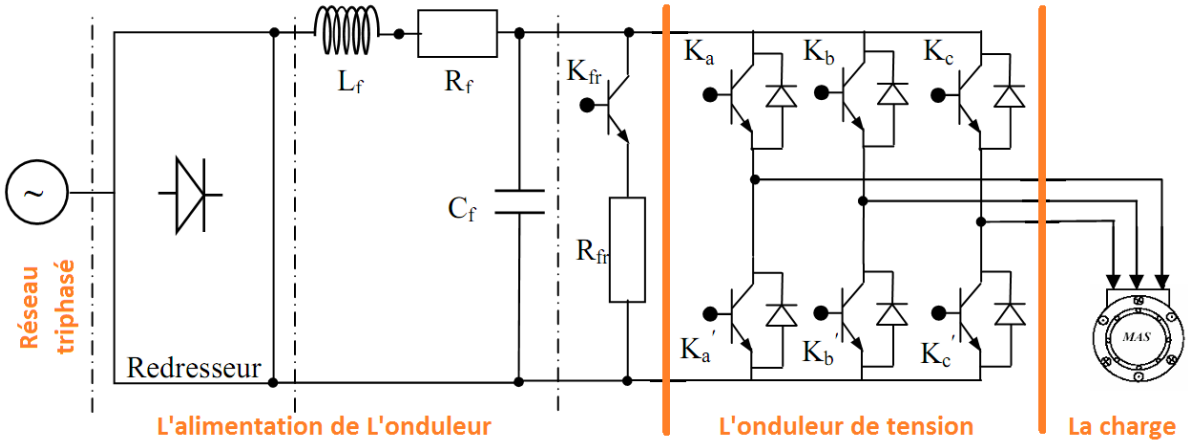


Fig. 1.4. Association MAS-onduleur de tension

1.4.2 Modélisation de l'onduleur de tension :

En groupant trois bras monophasés à deux niveaux, on obtient l'onduleur triphasé, en supposant que la source continue est parfaite et que les interrupteurs statiques utilisés sont parfaits, et que la charge est équilibrée [7], comme l'illustre la Fig. 1.5

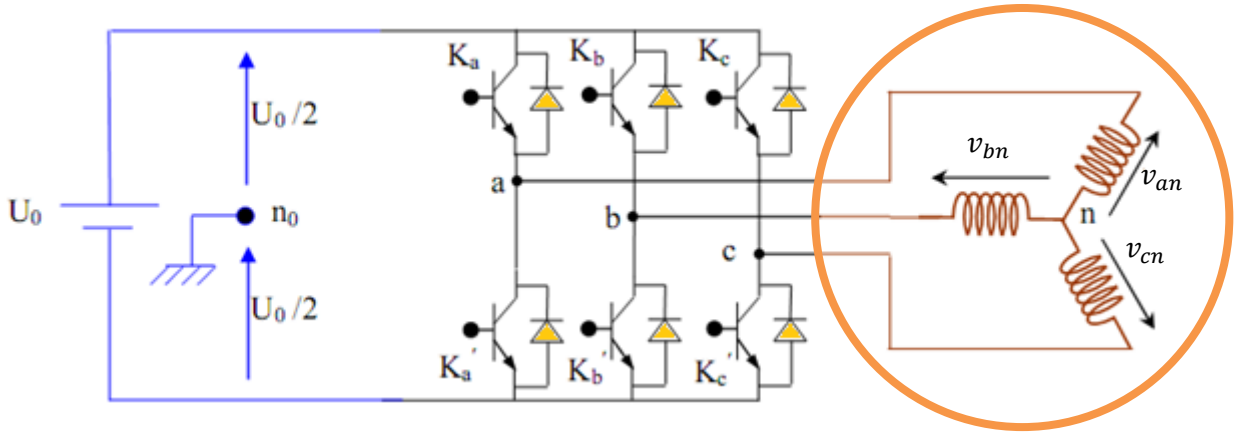


Fig. 1.5. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les interrupteurs $k_a$et k'_a ; $k_b$et k'_b ; k_c et k'_c doivent être contrôlé de façon complémentaire.

* Les tensions d'entrée de l'onduleur : entre les trois bornes a, b et c et le point milieu fictif de référence n de la source continue sont :

$$v_{an} = v_a - v_{n0} \qquad 1.22$$

$$v_{bn} = v_b - v_{n0} \qquad 1.23$$

$$v_{cn} = v_c - v_{n0} \qquad 1.24$$

Soient :

$$v_{jn0} = v_j - v_{n0} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & si\ K_j\ est\ fermé \\ \frac{-U_0}{2} & si\ K'_j\ est\ fermé \end{cases} \qquad 1.25$$

$j = a; b; c$

Selon l'état logique S_j de l'interrupteur K_j (S_j = 1 si K_j est fermé ; S_j = 0 si K_j est ouvert) on peut écrire :

$$v_{jn0} = S_j U_0 - \frac{U_0}{2} \qquad 1.26$$

*Les tensions composées ont les expressions suivantes :

$$V_{ab} = v_{an0} - v_{bn0}$$

$$= v_{an} - v_{bn} \qquad 1.27$$

$$V_{bc} = v_{bn0} - v_{cn0}$$

$$= v_{bn} - v_{cn} \qquad 1.28$$

$$V_{ca} = v_{cn0} - v_{an0}$$

$$= v_{cn} - v_{an} \qquad 1.29$$

*Les tensions de sortie de l'onduleur : sont aussi les tensions de la charge de (1.27) – (1.29) on déduit :

$$2v_{an0} - v_{bn0} - v_{cn0} = 2v_{an0} - (v_{bn0} + v_{cn0}) \qquad 1.30$$

La charge est équilibrée, donc :

$$v_{an} - v_{bn} - v_{cn} = 0 \qquad 1.31$$

Des équations (1.30) et (1.31) on déduit la tension de sortie V_{an} de l'onduleur

$$v_{an} = \frac{1}{3}(2v_{an0} - v_{bn0} - v_{cn0}) \qquad 1.32$$

De même pour :

$$v_{bn} = \frac{1}{3}(-v_{\mathrm{an0}} + 2v_{bn0} - v_{cn0})) \qquad 1.33$$

$$v_{cn} = \frac{1}{3}(-v_{\mathrm{an0}} - v_{bn0} + 2v_{cn0})) \qquad 1.34$$

Soit aussi sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{+2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{+2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{+2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an0} \\ v_{bn0} \\ v_{cn0} \end{bmatrix} \quad soit \quad [V_{jn}] = [T][V_{jn0}] \qquad 1.35$$

Nous avons exprimésv_{an},v_{bn} et v_{cn} considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction dev_{an0} ,v_{bn0} , v_{cn0} comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de v_{jn0} de (1.26) dans les équations (1.32) ;(1.33) et (1.34) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$v_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c)$$

$$v_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \qquad 1.36$$

$$v_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c)$$

Sous la forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{Soit} \quad [V_{jn}] = \frac{U_0}{3}[T][S_j] \qquad 1.37$$

1.4.3 Commande de l'onduleur de tension :

L'objectif de la commande de l'onduleur de tension consiste, à envoyer des séquences d'ordres d'amorçage et de blocage aux semi-conducteurs de l'onduleur.

Les modalités d'implantation et les principes utilisés pour déterminer les instants de commande sont très variés.

Les deux principales familles de commande des convertisseurs statiques sont:

- la commande par hystérésis.
- la commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

La stratégie la plus dominante est la Modulation de Largeur d'Impulsion MLI (PWM, Pulse Width Modulation), car elle permet d'approximer la tension (ou les tensions) de sortie sinusoïdale en formant des alternances de celle-ci d'une succession de créneaux de largeur convenable [8], [7], [9], [3]

1.4.3.1 Contrôle des courants par des régulateurs à hystérésis:

Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés, dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation [4].

Les interrupteurs K_j et K_j' (j = 1, 2, 3) de chaque bras de l'onduleur, sont commandés, l'un par la sortie logique du comparateur à hystérésis et l'autre par sa sortie complémentaire Fig. 1.6.

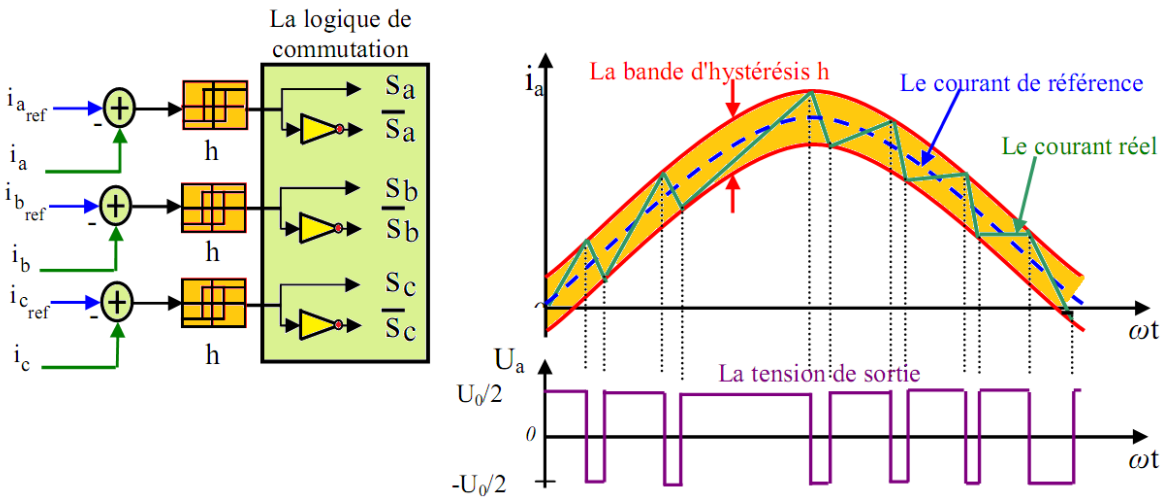


Fig. 1.6 La bande de courant à hystérésis

Le courant de référence est comparé avec celui de phase de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence i_{ref} et le courant mesuré i_j c'est-à-dire l'écart i_e est appliqué à l'entrée du comparateur qui fournit le signal logique.

Si $\quad i_e \geq \frac{+h}{2} \xrightarrow{alors} S = 1$

Si $\quad i_e \geq \frac{-h}{2} \xrightarrow{alors} S = 0$

Avec h : est la bande d'hystérésis [10], Fig. 1.7.

(h) est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi- conducteurs utilisés et à minimiser les harmoniques des courants [9].

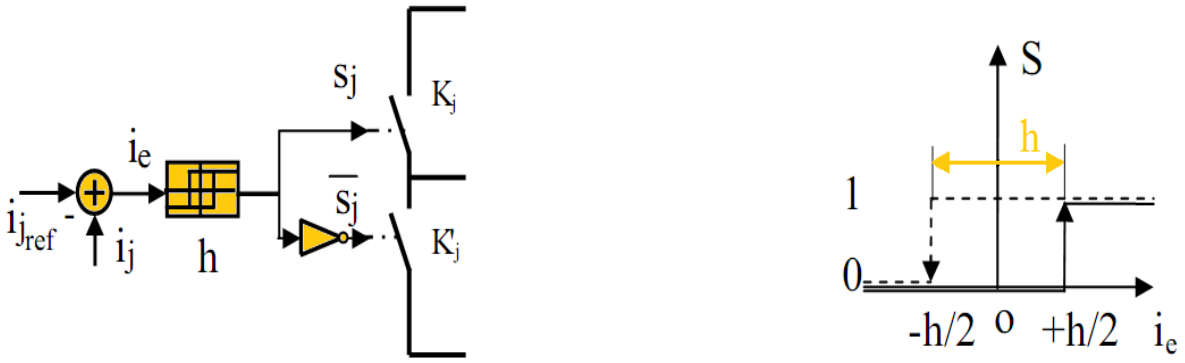


Fig. 1.7 contrôle par hystérésis

La simplicité de la mise en œuvre de cette stratégie est son avantage, tandis que la fréquence de commutation variable, et dans la mesure où les trois courants de charge ne sont pas indépendants peut être ses inconvénients.

La conséquence immédiate est l'interaction entres les régulateurs ce que ne peut garantir que chaque courant reste en permanence dans sa bande d'hystérésis.

Celui-ci peut être remédié par une autre version de contrôle par l'hystérésis avec une fréquence de commutation fixe [4], [7].

1.4.3.2 Contrôle des tensions par MLI :

On compare une onde de modulation unique et trois ondes de référence de forme sinusoïdale, chacune associée à un bras de l'onduleur et déphasées entre elles de $\frac{2P}{3}$ et $\frac{4p}{3}$ à l'échelle de la pulsation des tensions de sortie [8] [7]

* L'onde de modulation peut être :

- une onde en dents de scie

- une onde triangulaire

**L'onde de référence provient d'ordinaire d'un régulateur associé au système générateur - onduleur-récepteur.

À partir de la tension de référence de l'onduleur (modulatrice). Cette dernière est ensuite comparée avec un signal en dent de scie ou triangulaire à fréquence élevée (porteuse). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs, tel qu'il est illustré à la Fig. 1.8.

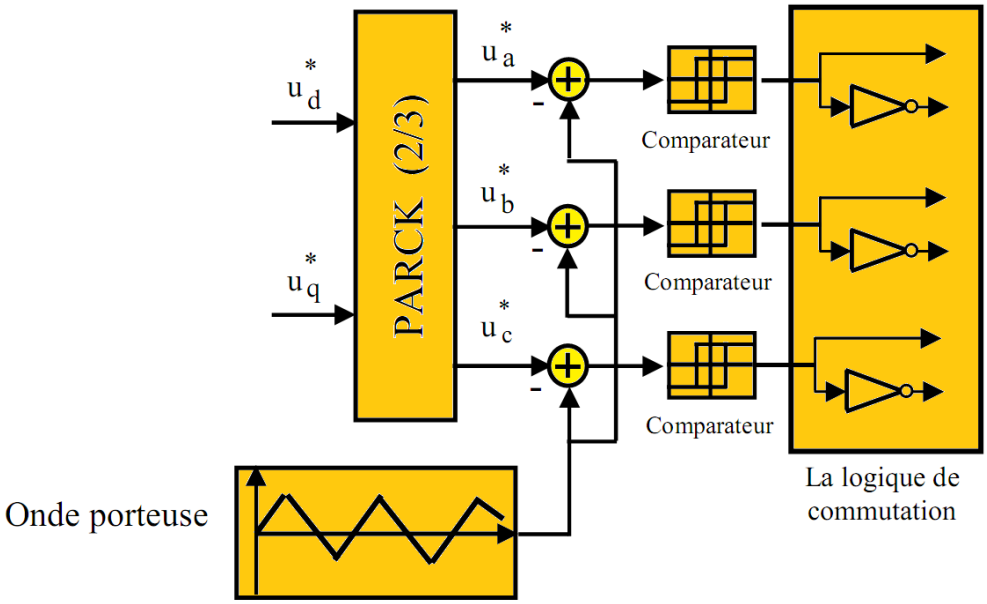


Fig. 1.8 schéma de principe de la MLI sinus-triangle

Les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par les intersections de l'onde de référence u_j^* représentant la tension de sortie désirée (sinusoïdale) de fréquence f avec l'onde de modulation ou porteuse de fréquence f' nettement supérieure à f ,fig. 1.9.

La modulation est caractérisée par:

*la fréquence de modulation f'

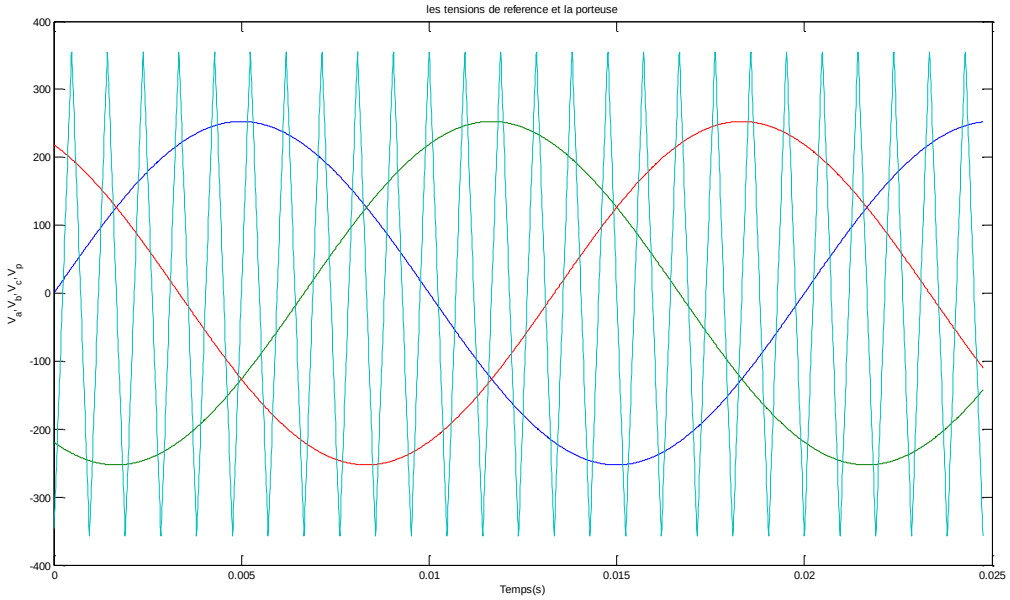
*L'indice de modulation $m = \frac{f'}{f}$ avec f est la fréquence des tensions.

*le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête $\left(\frac{U_0}{2}\right)$ de l'onde de la porteuse.

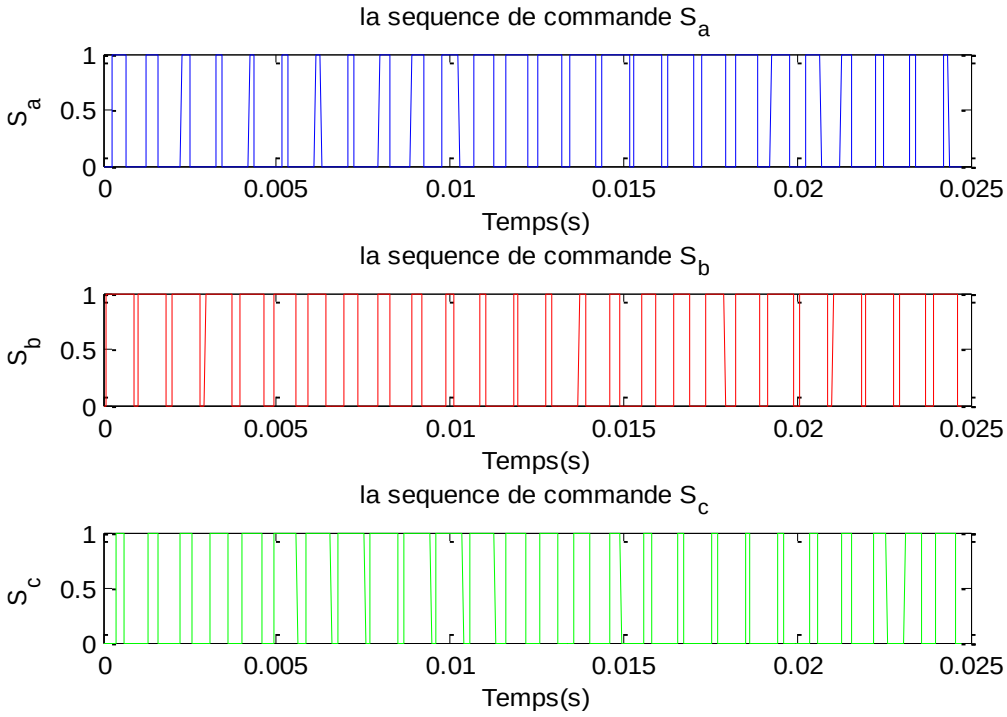
$$r = \frac{V_{max}}{\frac{U_0}{2}} = 2\frac{V_{max}}{U_0} \qquad 1.38$$

*En modulation synchrone on adapte une valeur de l'indice de modulation multiple de trois pour que les trois tensions soient identiques à une tiers de leur période prés.

C'est cette méthode qu'on a choisie et c'est la méthode la plus utilisée car elle s'adapte à tous les types de convertisseurs.



Comparaison des deux signaux (la porteuse et les tensions de référence)



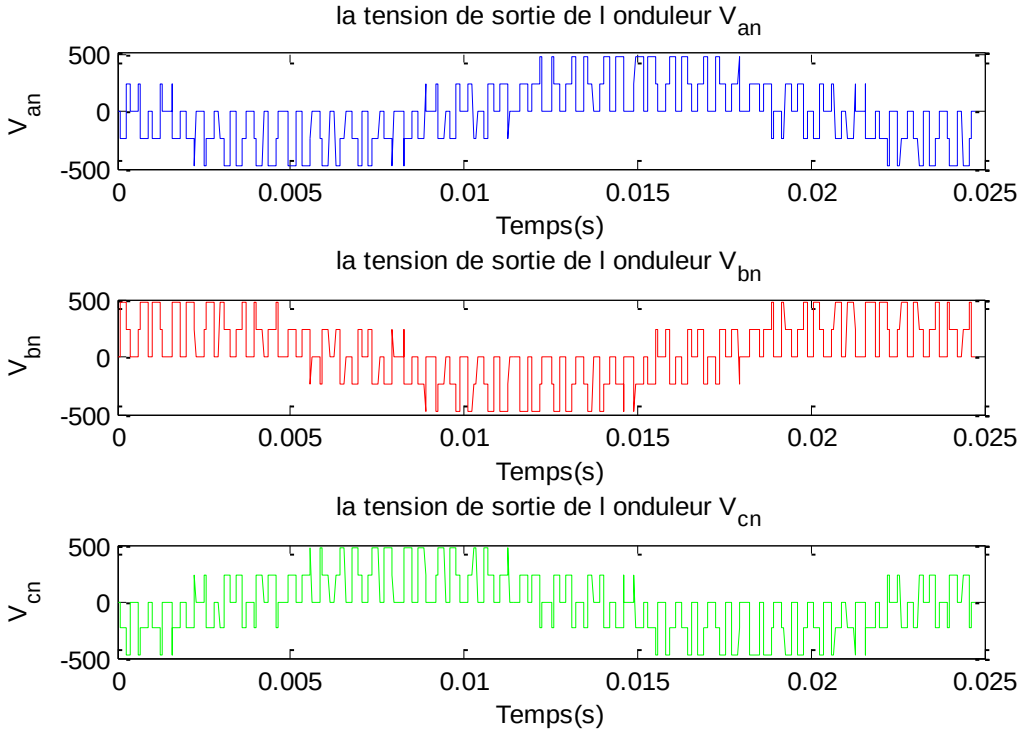


Fig. 1.9 Principe de la génération de MLI sinus-triangle.

1.4.4 Simulation de l'association MAS-onduleur de tension

Notons que les simulations ont été faites dans le référentiel (α, β).

Le modèle de la machine à induction dans le cas où l'alimentation est assurée par un onduleur de tension a été simulé pour un démarrage à vide au démarrage et en charge à $t = 0.7s$ avec un couple résistif $C_r = 20\ Nm$.

L'onduleur de tension a avec une fréquence de commutation

$$f' = m * f = 21 * 50 = 1050\ HZ$$

La Fig. 1.10 représente les réponses de simulation de la machine dans le cas d'une alimentation par réseau triphasé équilibré et dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension.

Les composantes des courants statoriques et le couple électromagnétique représente des pulsations causées par les harmoniques hautes fréquences dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension.

On constate que la MLI permet :

- une variation des tensions de sortie proche de la sinusoïde.
- un contrôle fin (précis) de l'amplitude de fondamentale et des tensions de sortie généralement sur la plus grande plage possible et pour une fréquence de sortie largement variable.

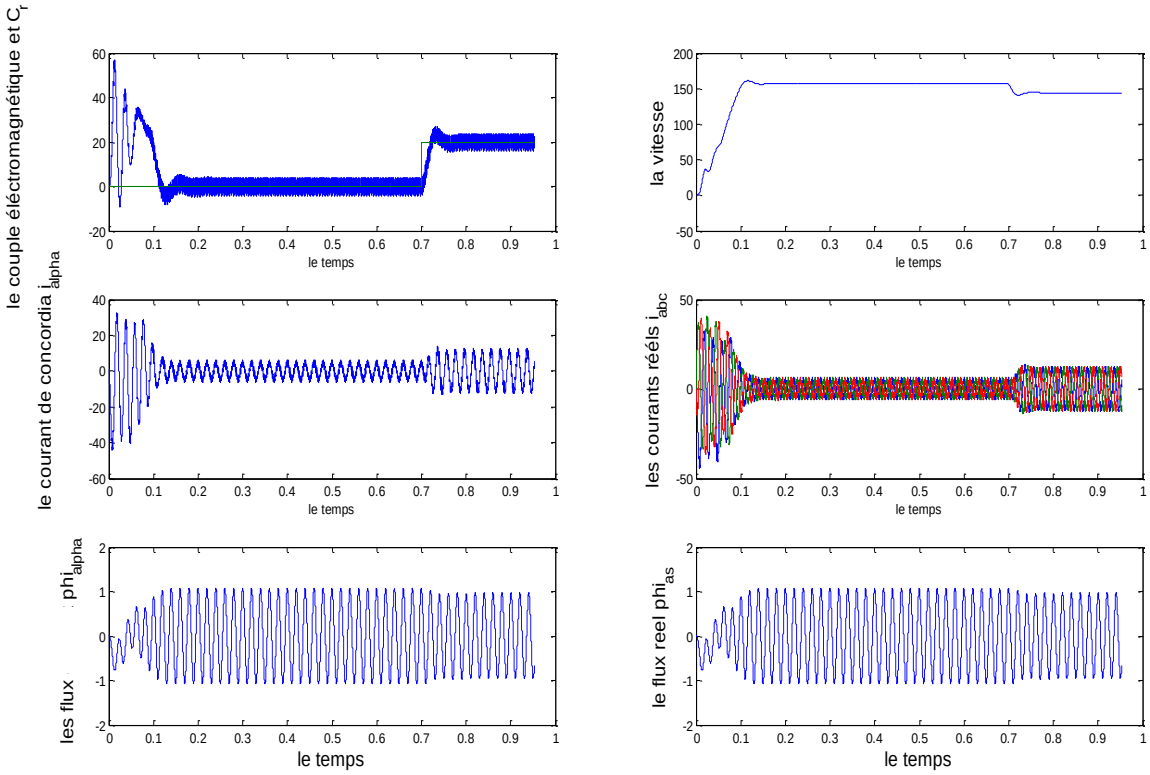


Fig. 1.10 Résultats de simulation de la MAS-onduleur de tension

1.4.5 Conclusion

La modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension et les résultats de simulation obtenus, comparés avec les résultats obtenus pour une machine alimentée par un réseau triphasé équilibré, sont satisfaisants et prouvent son admission au fonctionnement normal, malgré la présence d'harmoniques dans l'onde de courant.

Pour son encombrement réduit et les résultats satisfaisants obtenus, l'onduleur de tension à MLI présente une alternative intéressante au niveau des moyennes et faibles puissances pour l'alimentation des machines à induction.

Chapitre 1 Titre du deuxième chapitre

Chapitre 2 Commande par DTC de la MAS

2.1. Introduction :

La structure du contrôle direct du couple (DTC : Direct Torque Control) de la machine asynchrone a été introduite dans la deuxième moitié des années 1980, par TAKAHASHI.I.et NOGUCHI.T La commande directe du couple est basée sur l'orientation du vecteur flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs du convertisseur [42][50]. En fonction de la position du vecteur flux dans l'un des six secteurs du plan (α, β) lié au stator, une table de vérité permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine. La commande DTC classique permet d'obtenir la réponse la plus rapide du couple et du flux statorique à chaque instant [56][57][58].

Contrairement à la commande vectorielle par orientation du champ (FOC), la commande DTC est moins dépendante des paramètres du moteur, puisque la valeur de la **résistance statorique** est le seul paramètre de la machine employé pour estimer le flux statorique [59][38][41].

Nous allons commencer la modélisation de la commande directe du couple classique par les relations fondamentales sur la DTC à travers le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique ; ensuite, on développera l'estimation des deux grandeurs de commande (couple - flux) et on présentera les comparateurs à hystérésis. Nous terminerons par une présentation de la structure générale de la commande. Par la suite, des résultats de simulation viendront finalement mettre en évidence les performances du contrôle direct du couple en utilisant le régulateur PI classique.

L'objectif de la commande DTC classique est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des comparateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes

d'hystérésis. La sortie de ces comparateurs détermine le vecteur de tension optimal de l'onduleur à appliquer à chaque instant de commutation.

2.2 Principe du contrôle direct de couple (DTC)

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine à induction est basé sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation [6][64][65].

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une bande ; La valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

La séquence de commande est choisie selon [6][64][65] :

- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique ;
- Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator.
- Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Ce type de commande se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude Le contrôle direct de couple est caractérisé par [11], [12]:

- Généralement d'excellentes réponses dynamiques.
- La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques.
- La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- L'existence des ondulations de couple qui dépendent, de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.

2. 3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique :

2. 3.1 Contrôle du flux statorique :

- $v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt}$.....(1)
- $v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt}$.....(2)
- $v_{r\alpha} = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega\varphi_{r\beta}$.....(3)
- $v_{r\beta} = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega\varphi_{r\alpha}$.....(4)

Posons : $\overline{\varphi_s} = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta}$ $\quad \overline{I_s} = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$ $\quad \overline{V_s} = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$

$\overline{\varphi_r} = \varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}$ $\quad \overline{I_r} = i_{r\alpha} + ji_{r\beta}$

On peut montrer que : (1) +j(2) donne :

$$\overline{V_s} = R_s\overline{I_s} + \frac{d}{dt}\overline{\varphi_s}$$

Donc : $$\frac{d}{dt}\overline{\varphi_s} = \overline{V_s} - R_s\overline{I_s}$$

D'où $$\overline{\varphi_s} = \overline{\varphi_{s0}} + \int_0^t (\overline{V_s} - R_s\overline{I_s})dt \qquad 2.1$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e soit un intervalle de temps $[0, T_e]$ durant lequel on applique un vecteur de tension non nul à la machine, en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique $(R_s i_s << V_s)$ par conséquent l'équation (2.1) devient :

$$\overline{\varphi_s}(t) = \overline{\varphi_s}(0) + \overline{V_s}T_e \qquad 2.2$$

Posons : $$\Delta\overline{\varphi_s} = \overline{\varphi_s}(0) - \overline{\varphi_s}(t) = \overline{V_s}T_e \qquad 2.3$$

<u>Remarques</u> :

- ✓ nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale (Fig. 2. 1) de la tension statorique, c'est-à-dire, quand un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux qui permet de faire varier son module.

- ✓ Si une séquence de tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est nulle $\frac{d}{dt}\bar{\varphi}_{s\alpha} = 0$

- ✓ En choisissant une séquence correcte des vecteurs $\bar{V}_s$ sur des intervalles de temps successifs de durée T_e on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s(t)$ la trajectoire désirée.

- ✓ Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux, Cela n'est possible que si la période de contrôle T_e est très faible devant la période de rotation du flux.

L'équation (2.3) est illustrée à la Fig. 2. 1, l'extrémité du vecteur flux statorique $\overline{\varphi_s}(t)$se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué$\bar{V}_s$.

Un résultat immédiat du comportement du flux de point de vue réglage :

- ➢ On aperçoit dans la (Fig. 2.1) que les vecteurs ($V1$,$V2$,$V6$) possèdent une composante radiale $V_{s\alpha}$ positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. D'autre part les vecteurs ($V3$,$V4$,$V5$) ont une composante radiale $V_{s\alpha}$ négative ce qui a pour cause de diminuer le module du flux statorique.

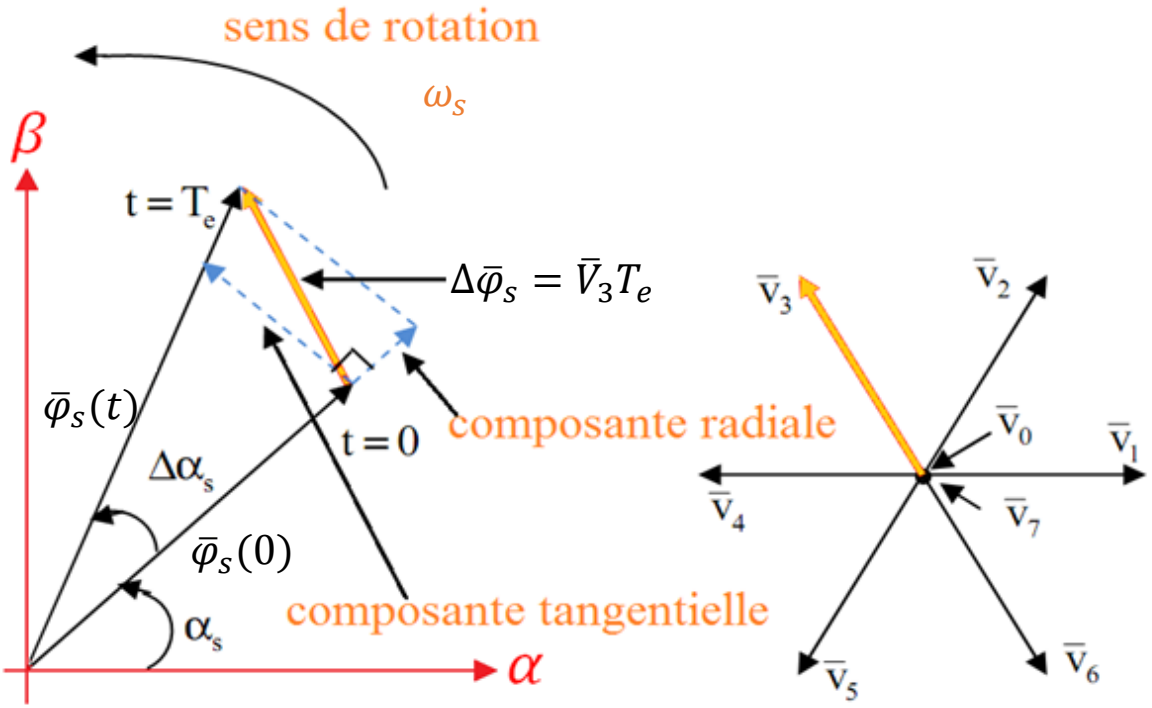


Fig. 2.1 Evolution du vecteur flux stator

2. 3.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Pour représenter la machine asynchrone, on choisit le référentiel (α, β) lié au stator qui est généralement le plus adapté à l'implantation de la DTC. Le modèle de la machine dans ce référentiel (Chapitre 1) est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s\overline{I_s} + \dfrac{d}{dt}\overline{\varphi_s} \\ \overline{V_r} = 0 = R_r\overline{I_r} + \dfrac{d}{dt}\overline{\varphi_r} - j\omega\overline{\varphi_r} \end{cases} \qquad 2.4$$

$$\begin{cases} \overline{\varphi_s} = \mathrm{L_s}\overline{i_s} + M\overline{i_r} \\ \overline{\varphi_r} = \mathrm{L_r}\overline{i_r} + M\overline{i_s} \end{cases} \qquad 2.5$$

De l'équation (2.5) on peut écrire l'expression du courant $\overline{i_r}$:

$$\overline{i_r} = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{\overline{\varphi_r}}{L_r} - \frac{M}{L_r Ls}\overline{\varphi_s}\right) \qquad 2.6$$

$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right)$: Coefficient de dispersion.

De (2.6) et (2.4) on obtient :

$$\begin{cases} \overline{V_s} = R_s\overline{I_s} + \dfrac{d}{dt}\overline{\varphi_s} \\ \dfrac{d}{dt}\overline{\varphi_r} + \left(\dfrac{1}{\sigma T_r} - j\omega\right)\overline{\varphi_r} = \dfrac{M}{L_s}\dfrac{1}{\sigma T_r}\overline{\varphi_s} \end{cases} \qquad 2.7$$

Avec : $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique de le machines

Cette dernière équation (2.7) montre que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\overline{\varphi_s}$ à partir de vecteur $\overline{V_s}$ à une chute de tension $R_s\overline{I_s}$ prés.
- Le flux $\overline{\varphi_r}$ suit les variations de $\overline{\varphi_s}$ avec une constante de temps σT_r .

La relation du flux en régime permanant s'exprime par :

$$\bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s}\frac{\overline{\varphi_s}}{1 + j\omega\sigma T_r} \qquad 2.8$$

En posant $\delta = \widehat{\varphi_r\,\varphi_s}$ Le couple est exprimé par :

$$C_e = K_t'\,(\varphi_r\,\varphi_s)$$
$$C_e = K_t'|\varphi_r\,||\varphi_s|\sin\delta \qquad 2.9$$

Avec :

$$K_t' = \frac{3}{2}p\frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

$|\varphi_r|$: Module du vecteur flux rotorique.

$|\varphi_s|$: Module du vecteur flux statorique.

δ : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor (Fig.2.21).

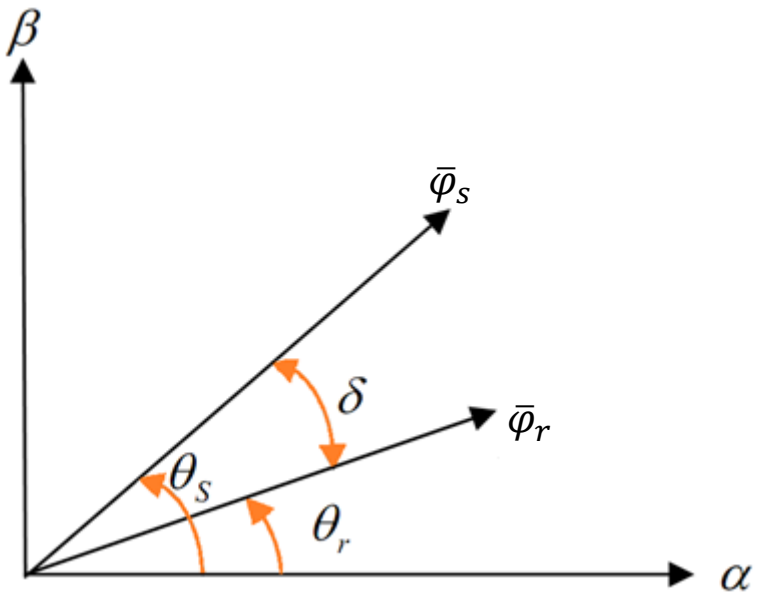


Fig.2.2: illustration de l'angle δ

Les relations (la première équation de (2.7)), (2.8), (2.9) montrent que :

- On peut apercevoir immédiatement que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs $\varphi_r$et$\varphi_s$tout aussi bien que de l'angle δ.
- En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence $(\varphi_s = \varphi_{sref})$.

- Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux $\bar{\varphi}_s$en module et en position, on peut donc contrôler φ_r en module et en position, et donc le couple.

L'expression (2-9) à l'instant $(t + \Delta t)$ devient:

$$C_e = K_t' \, |\varphi_r| \, |\varphi_{sref}| \sin(\delta + \Delta\delta)$$

3. 3.3 Le fonctionnement et le choix de la séquence de commande

Comme il a été déjà mentionné au (2.3), le choix de V_s dépend de la position du flux φ_s de la variation souhaitée de son module, de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

L'espace d'évolution de $\bar{\varphi}_s$ dans le référentiel (α,β) lié au stator est divisé en six secteurs angulaires de $\left(\frac{\pi}{3}\right)$, ce partage permet de déterminer pour chaque secteur la séquence de contrôle adéquate pour les états des grandeurs de contrôle.

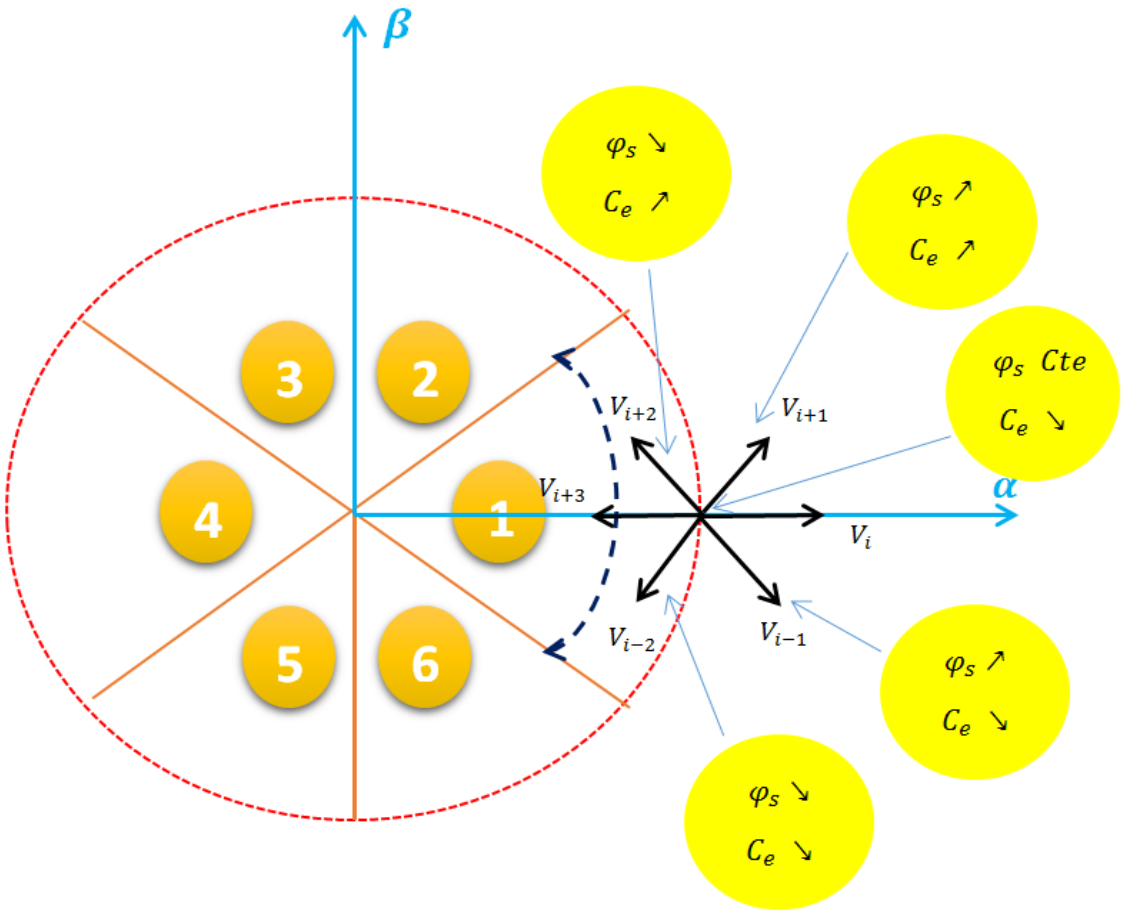


Fig. 2. 3 Choix du vecteur tension.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i (Fig. 2. 3), les deux vecteurs $\bar{V}_i$et $\bar{V}_{i+3}$ ont la composante de flux la plus importante (composante radiale sur la Fig. 2. 1) et leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone considérée ; c'est la cause pour laquelle ils ne sont jamais appliqués.

Ainsi, Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des autres quatre vecteurs non nuls ou l'un des deux vecteurs nuls selon le secteur où se trouve le vecteur flux φ_s.

L'effet du vecteur tension pouvant être sélectionné est mentionné sur la Fig. 2. 3.

Explicitement, lorsque le flux φ_s se trouve dans le secteur i :

- Si $\bar{V}_{i+1}$ est sélectionné alorsφ_s croit et C_e croit.
- Si $\bar{V}_{i-1}$ est sélectionné alorsφ_s croit et C_e décroit.
- Si $\bar{V}_{i+2}$ est sélectionné alorsφ_s décroit et C_e croit.
- Si $\bar{V}_{i-2}$ est sélectionné alorsφ_s décroit et C_e décroit.
- La sélection des vecteurs tension nuls, permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur [6], une séquence nulle est systématiquement appliquée lorsque on emploie des régulateur à trois niveaux pour le couple [6], [13].
- La sélection des vecteurs tension nuls , permet d'augmenter la valeur algébrique du couple et diminuer le module de flux, ou bien de diminuer la valeur algébrique du couple et diminuer le module de flux, selon le point de fonctionnement [6], [14].

2 .4 Les estimateurs :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique [6][60].

2. 4.1 Estimation du flux statorique

L'expression du flux statorique s'écrit [11], [6] :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{\imath}_s) dt \qquad 2.10$$

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

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s\alpha} + \bar{\varphi}_{s\beta} \qquad 2.11$$

Et le module de $\bar{\varphi}_s$ s'écrit :

$$|\hat{\varphi}_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \qquad 2.12$$

Les composantes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique sont calculées à partir des courants(i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, et par la transformation de Concordia, soit :

$$\bar{I}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \qquad 2.13$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\dfrac{2}{3}}\, i_{sa} \\ i_{s\beta} = \dfrac{1}{\sqrt{2}}(i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \qquad 2.14$$

Les composantes $v_{s\alpha}$, $v_{s\beta}$ du vecteur tension statorique sont calculées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c)soient :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\dfrac{2}{3}}\, U_0 \left(S_a - \dfrac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ v_{s\beta} = \dfrac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \qquad 2.15$$

Le secteur dans lequel se trouve le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$et $\varphi_{s\beta}$, L'angle $\hat{\theta}_s$ détermine la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$ et est égale à :

$$\hat{\theta}_s = arctg \frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}} \qquad 2.16$$

La figure.2.4 montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées (α, β).

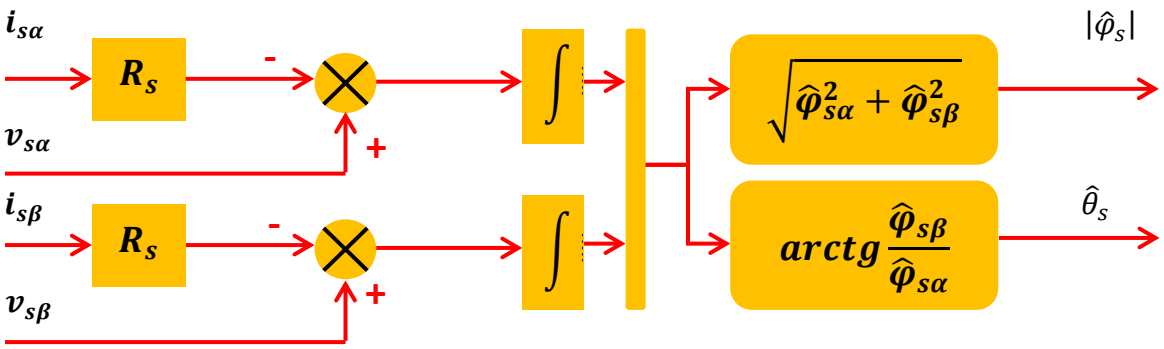


Fig.2.4: schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension

Malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle.

2. 4.2 Estimation du couple électromagnétique

A partir des valeurs calculées de $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ et les composantes estimées de $\varphi_{s\alpha}$et $\varphi_{s\beta}$ on peut estimer la relation du couple électromagnétique par la relation suivante :

$$\hat{C}_e = p\left(i_{s\beta}\, \hat{\varphi}_{s\alpha} - \hat{\varphi}_{s\beta}\, i_{s\alpha}\right) \qquad 2.17$$

2. 5 Elaboration du vecteur de commande

2. 5.1 Contrôleur de flux

Pour contrôler le vecteur flux $\hat{\varphi}_s$, on utilise un contrôleur à hystérésis à deux niveaux pour maintenir le module du flux entre deux limites, en comparant sa valeur avec une valeur de référence, la sortie du contrôleur génère une valeur binaire indique si le module du flux doit augmenter ou doit diminuer. Avec ce contrôleur on garde la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux à l'intérieur d'une couronne circulaire, comme l'illustre la Fig. 2. 5.

$$\left|\varphi_{s\,ref} - \hat{\varphi}_s\right| \leq \Delta\varphi_s$$

Avec :

$\hat{\varphi}_s$: est le module de flux estimé.

$\varphi_{s\,ref}$: est le flux référence.

$\Delta\varphi_s$: est la largeur du correcteur à hystérésis

La valeur binaire de la sortie du correcteur :

$cflx$ =0 Indique que le module du flux doit être augmenté.

$cflx$ =1 Indique que le module du flux doit être diminué.

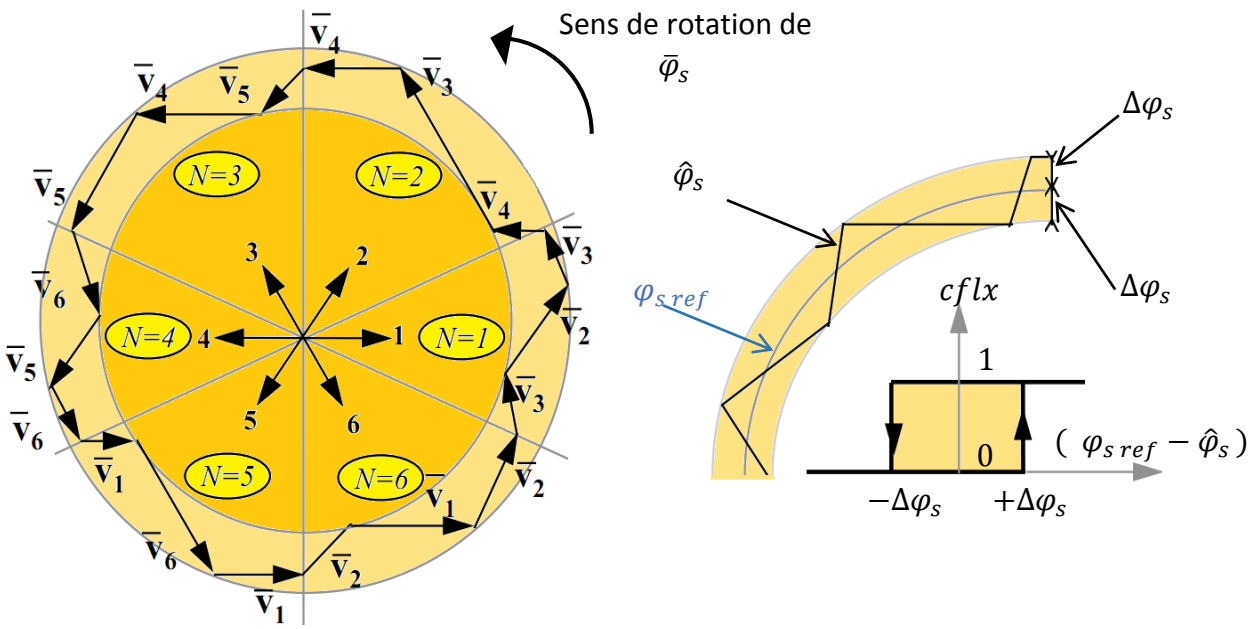


Fig. 2. 5 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et Sélection des tensions correspondant

2. 5.2 Contrôleur de couple

Le contrôle de couple a pour but de maintenir son module autour d'une valeur de référence entre deux limites admissibles, en utilisant des contrôleurs à hystérésis

$$\left|C_{e\,ref} - \hat{C}_e\right| \leq \Delta C_e$$

Avec :

$\hat{C}_e$: est le couple électromagnétique estimé.

$C_{e\,ref}$: est le couple de référence.

ΔC_e : est la bande d'hystérésis.

Deux solutions sont à envisagés :

- Un contrôleur à hystérésis à deux niveaux.
- Un contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

2. 5.2.1 Contrôleur de couple à deux niveaux

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux.

Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vecteurs de tension $\bar{V}_{i+1}$ et $\bar{V}_{i-2}$ et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux.

De plus la sélection adéquate des vecteurs nuls selon le secteur, on trouve qu'il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, ce qui permet de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs de l'onduleur [15].

$$\begin{cases} cflx = 1 \text{ pour } |\varphi_{s\,ref} - \hat{\varphi}_s| > \Delta\varphi_s \\ cflx = 0 \text{ pour } |\varphi_{s\,ref} - \hat{\varphi}_s| < -\Delta\varphi_s \end{cases}$$

2. 5.2.2 Contrôleur de couple à trois niveaux

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif ; La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note $Ccpl$.

Fig. 2.6 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue $(Ccpl = 1)$ Pour une consigne positive et $(Ccpl = -1)$ pour une consigne négative, ou doit être diminuée$(Ccpl = 0)$. Le signal de sortie du contrôleur du couple est définit comme suit:

$$\begin{cases} Ccpl = 1 & pour & |C_{e\,ref} - \hat{C}_e| > \Delta C_e \\ Ccpl = 0 & pour & |C_{e\,ref} - \hat{C}_e| = 0 \\ Ccpl = -1 & pour & |C_{e\,ref} - \hat{C}_e| < -\Delta C_e \end{cases}$$

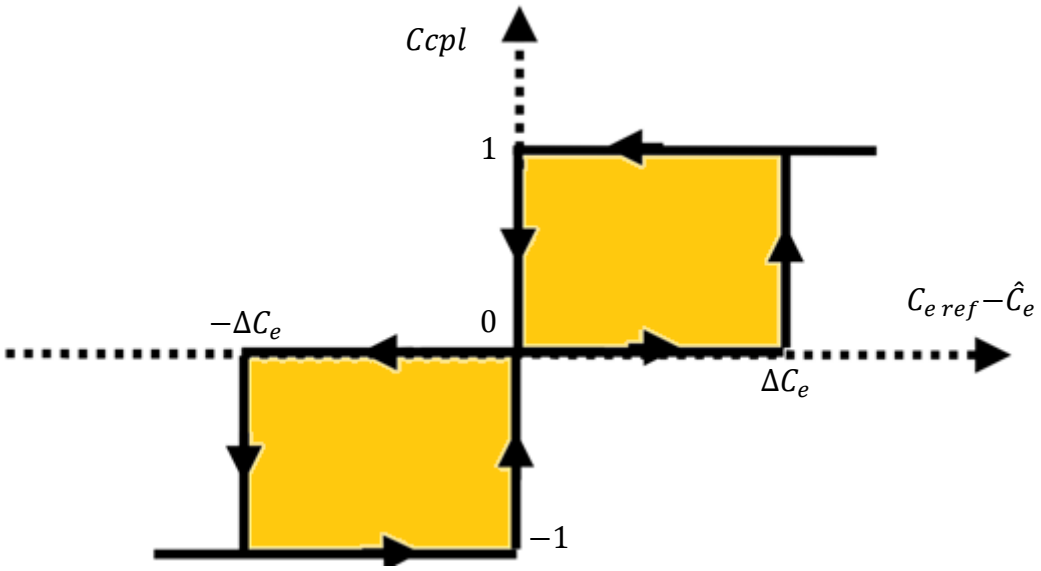


Fig. 2. 6 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux

La commande DTC proposée par TAKAHASHI, est basée sur l'algorithme suivant [6][58][59]:

- Deviser le domaine temporel en périodes de durée Te réduites (de l'ordre de dizaine deμs).
- Pour chaque coup de l'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction.
- Reconstituer les composantes du vecteur flux statorique
- Estimé le couple électromagnétique, à travers l'estimation du vecteur flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- Introduire l'écart ΔC_e entre le couple de référence $C_{e\,ref}$ et le couple estimé C_e dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux, qui générer à sa sortie +1 pour augmenter le couple,-1 pour réduire et 0 pour maintenir le couple constant dans sa bande à hystérésis
- Introduire l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence $\varphi_{s\,ref}$ et le flux estimé φ_s dans le comparateur à hystérésis à deux niveaux, qui générer à sa sortie +1 pour augmenter le flux, et 0 pour le réduire. Ce choix d'augmentation du nombre des niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

- Choisir l'état des interrupteurs permet de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généraliser table 2.1 ou bien le tableau détaillé table 2.5 ou 2.4, en se basant sue les erreurs de flux et du couple, et selon la position de vecteur flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

La grandeur	augmentation	Diminution
φ_s	$\bar{V}_i \quad \bar{V}_{i+1} \; et \; \bar{V}_{i-1}$	$\bar{V}_{i+2} \quad \bar{V}_{i-2} \; et \; \bar{V}_{i+3}$
C_e	$\bar{V}_{i+1} \; et \; \bar{V}_{i+2}$	$\bar{V}_{i-1} \; et \; \bar{V}_{i-2}$

TABLE 2.1 : table généralisée des vecteurs de tension

2 .6 Elaboration de la table de commutation

Cette table de commutation ci-dessous résume les séquences de tension appliquée pour augmenter ou diminuer le module du flux pour chaque secteur.

secteurs	1	2	3	4	5	6
$cflx = 0$ ↗	$\overline{V_6}, \overline{V_1}, \overline{V_2}$	$\overline{V_1}, \overline{V_2}, \overline{V_3}$	$\overline{V_2}, \overline{V_3}, \overline{V_4}$	$\overline{V_3}, \overline{V_4}, \overline{V_5}$	$\overline{V_4}, \overline{V_5}, \overline{V_6}$	$\overline{V_5}, \overline{V_6}, \overline{V_1}$
$cflx = 1$ ↘	$\overline{V_3}, \overline{V_4}, \overline{V_5}$	$\overline{V_4}, \overline{V_5}, \overline{V_6}$	$\overline{V_5}, \overline{V_6}, \overline{V_1}$	$\overline{V_6}, \overline{V_1}, \overline{V_2}$	$\overline{V_1}, \overline{V_2}, \overline{V_3}$	$\overline{V_2}, \overline{V_3}, \overline{V_4}$

TABLE 2.2 : Table de commutation du flux statorique

De la même manière, on peut tracer la table qui résume les tensions à appliquées pour augmenter ou diminuer le couple électromagnétique pour chaque secteur.

secteurs	1	2	3	4	5	6
$Ccpl = 1$ ↗	$\bar{V}_2 \; \bar{V}_3$	$\overline{V_3}, \overline{V_4}$	$\overline{V_4}, \overline{V_5}$	$\overline{V_5}, \overline{V_6}$	$\overline{V_6}, \overline{V_1}$	$\overline{V_1}, \overline{V_2}$
$Ccpl = -1$ ↘	$\bar{V}_5 \; \bar{V}_6$	$\overline{V_6}, \overline{V_1}$	$\overline{V_1}, \overline{V_2}$	$\overline{V_2}, \overline{V_3}$	$\overline{V_3}, \overline{V_4}$	$\overline{V_4}, \overline{V_5}$

TABLE 2.3 : Table de commutation du couple électromagnétique

A partir des deux tables de commutation précédentes, on peut trouver la table de commutation globale qui résume les séquences à appliquées pour chaque secteur.

Secteur		1	2	3	4	5	6
$Cflx$	$Ccpl$						
1	1	$\bar{V}_2$	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_1$
	0	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$
0	1	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_2$
	0	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$

TABLE 2.4 : table de commutation pour un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Secteur		1	2	3	4	5	6
$Cflx$	$Ccpl$						
1	1	$\bar{V}_2$	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_1$
	0	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$
	-1	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_2$	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_5$
0	1	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_4$	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_2$
	0	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$	$\bar{V}_0$	$\bar{V}_7$
	-1	$\bar{V}_5$	$\bar{V}_6$	$\bar{V}_1$	$\bar{V}_2$	$\bar{V}_3$	$\bar{V}_4$

TABLE 2.5 : table de commutation pour un comparateur à hystérésis à trois niveaux

2.7 Structure générale de la commande DTC :

La structure de la commande directe du couple est composée de deux boucles de régulation (flux et couple) et de plusieurs blocs. Le bloc alimentation continue, le bloc onduleur de tension, le bloc machine asynchrone triphasée, le bloc estimateur des grandeurs de contrôle et le bloc de la table de commutation (figure 2.7).

Selon les entrées de la table de commutation et à chaque période d'échantillonnage, le choix de $\bar{V}_S$ est effectué.

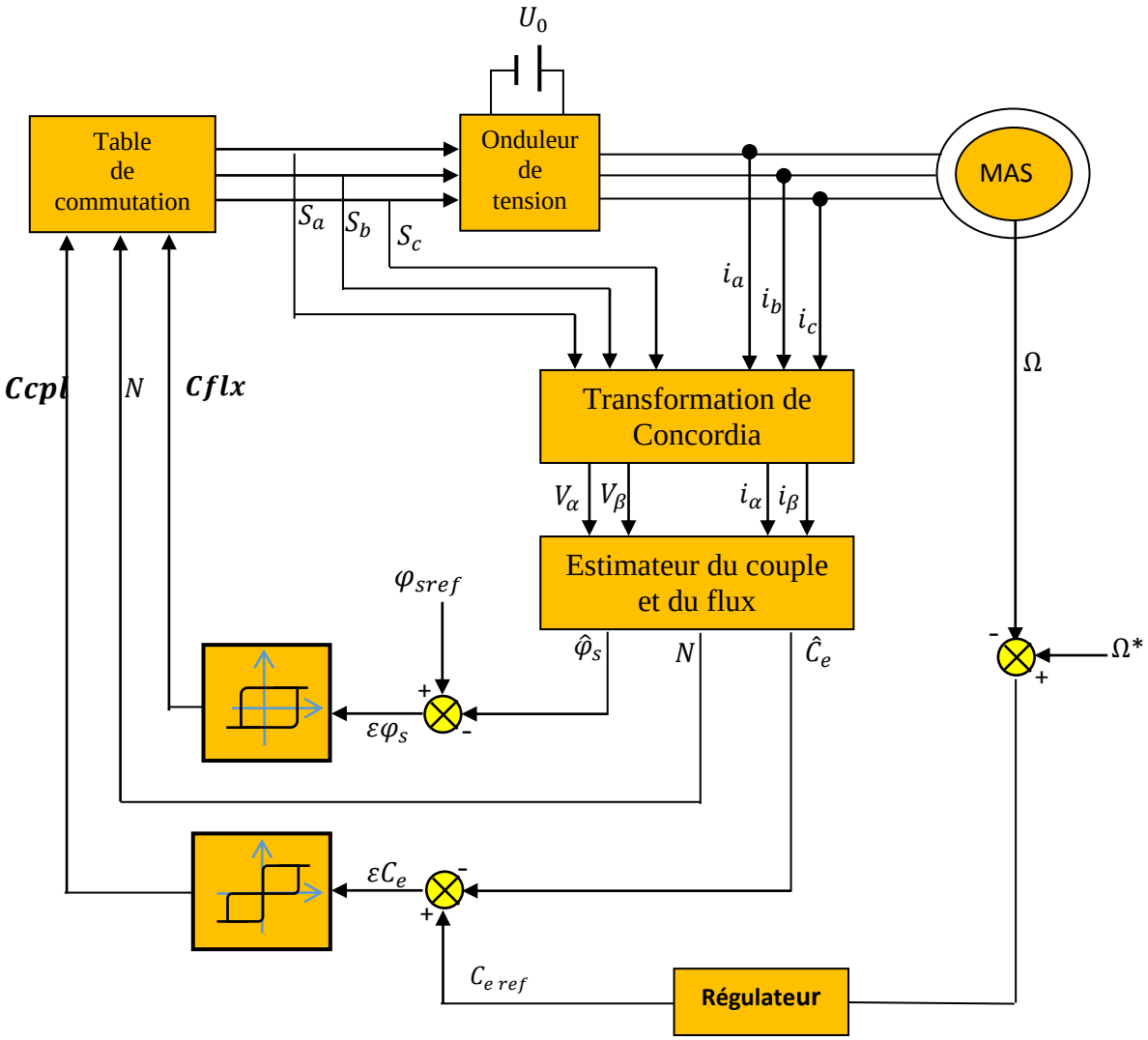


Fig. 2.7 : structure générale de la commande DTC classique.

2. 8 Résultats de simulation et interprétation :

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de 3 kW, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement MATLAB.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\pm\ 0.25\ Nm$.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux à $\pm 0.005\ Wb$.

- La valeur de référence du flux statorique est $\varphi_{sref} = 1\ wb$.
- La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur PI classique.

Le choix de largeur des bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux doit être toujours dans des limites admissibles pour les grandeurs contrôlées ; En effet, le choix d'une bande assez large se répercute sur les grandeurs contrôlées et celui d'une bande assez étroite devient trop exigeant et moins intéressant [16]. Dans la suite, l'étude de l'effet des différents paramètres de réglage agissant sur les performances du contrôle direct de couple (DTC).

2. 8.1 Démarrage à vide

La Fig. 2. 8 représente les résultats de simulation du contrôle direct de couple d'une machine asynchrone de (3Kw), avec réglage de vitesse par un PI, lors d'un démarrage à vide, avec une consigne de vitesse de $\omega_{ref} = 148\ rad/s$

Nous avons représenté l'évolution des grandeurs : couple (C_e), vitesse(ω), le courant statorique (i_{sa}) le module du flux statorique et la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique.

On remarque les bonnes performances dynamiques et statiques obtenues.

Une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.05s, montre les performances de la régulation.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.05s à une valeur pratiquement nulle ; et la même remarque pour les courants statoriques, qui présentent des allures sinusoïdales en régime permanent.

On remarque que le module de flux a une valeur pratiquement constante (1Wb) dans ce cas, et la forme circulaire de la trajectoire de l'extrémité de son vecteur ; Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse du moteur.

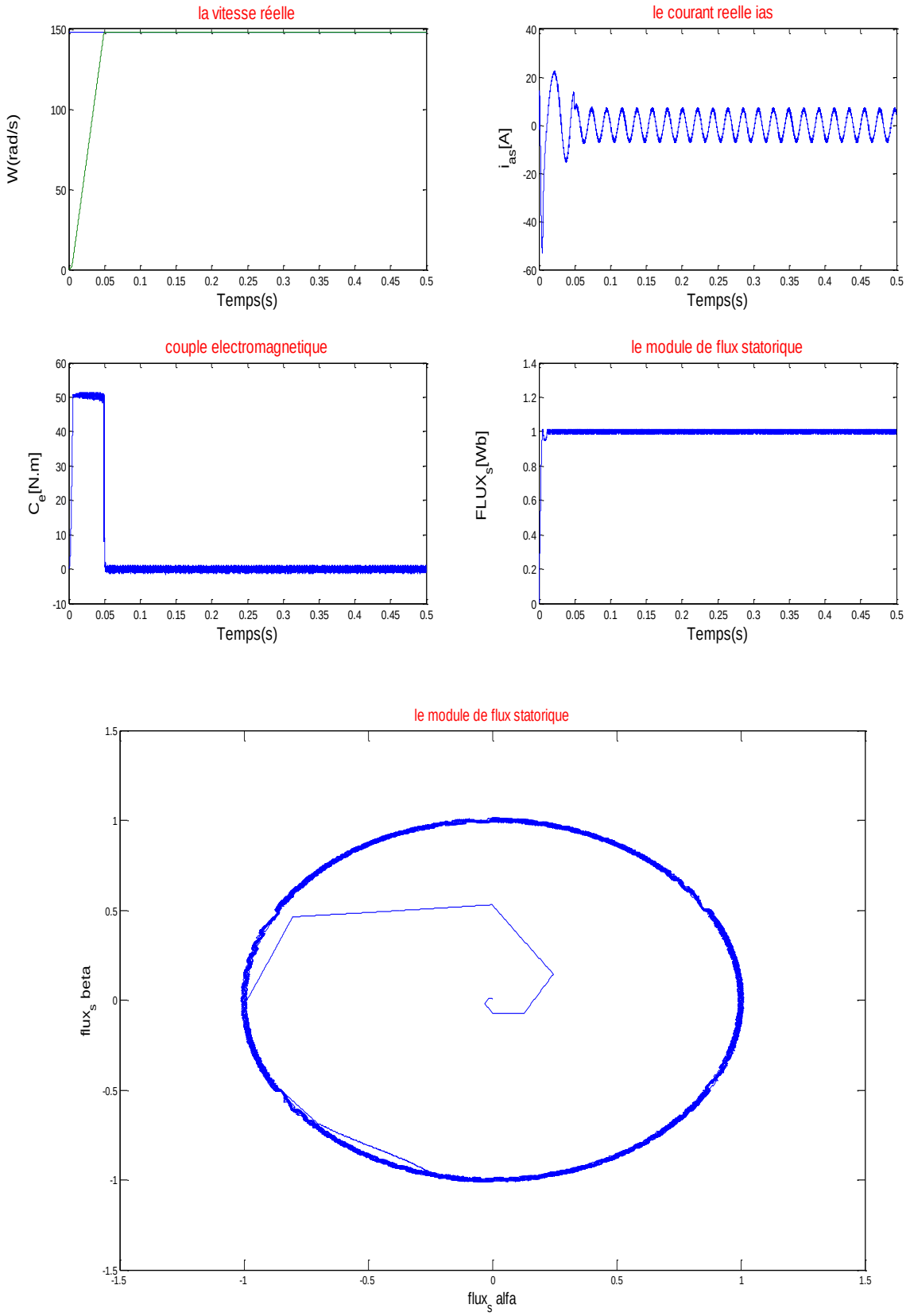


Fig. 2. 8 Résultats de simulation du démarrage à vide

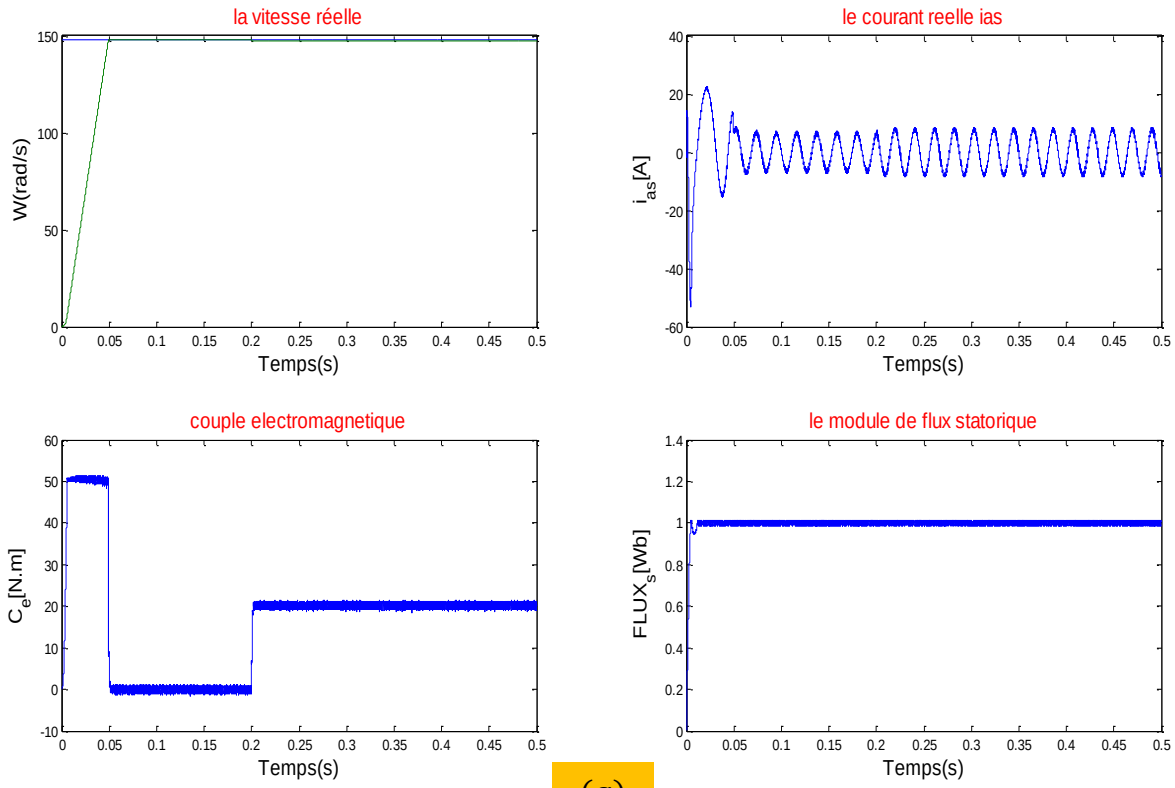
2. 8.2 Démarrage en charge

La Fig. 2.9 présente les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'un couple de charge égale au couple nominale $C_r = C_{en} = 20\ Nm$ à l'instant 0.2s.

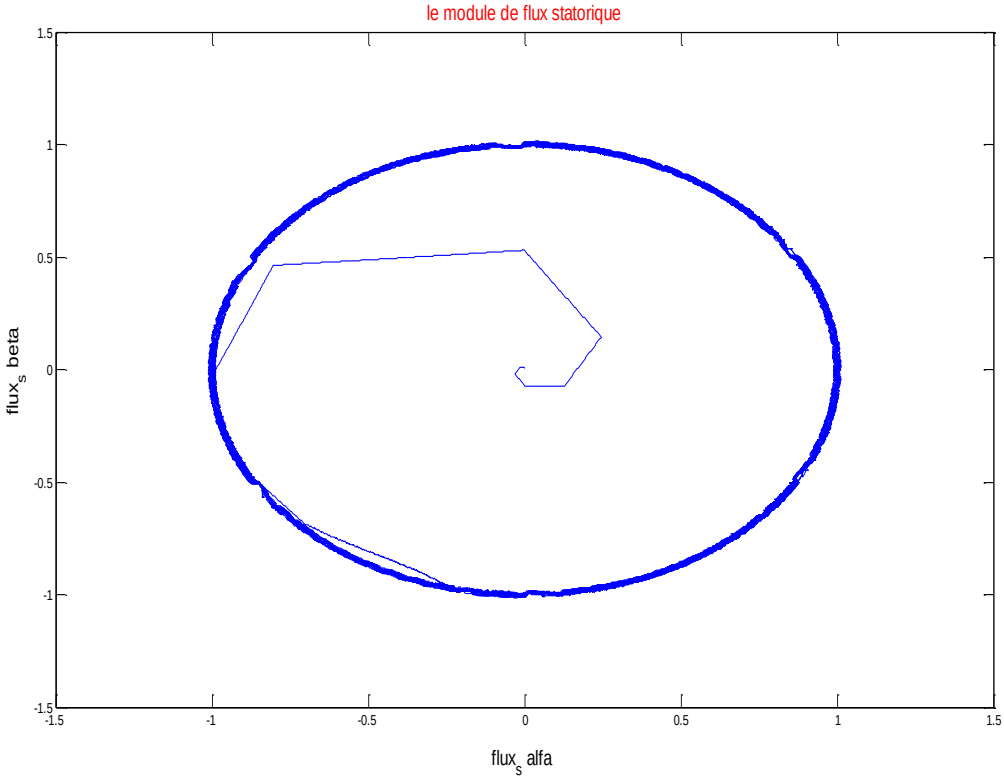
Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique et sur (b) celle de la trajectoire du module de flux statorique.

On constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, le courant suit la variation de la charge, la réponse de la vitesse montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage et un rejet rapide de la perturbation (à l'instant 0.2s), qui traduit l'insensibilité au couple de charge, et le flux reste constant et égale à la valeur de référence (1Wb).

Le module de flux a une valeur pratiquement constante (1Wb) la même constatation que le test précédent.



(a)



(b)

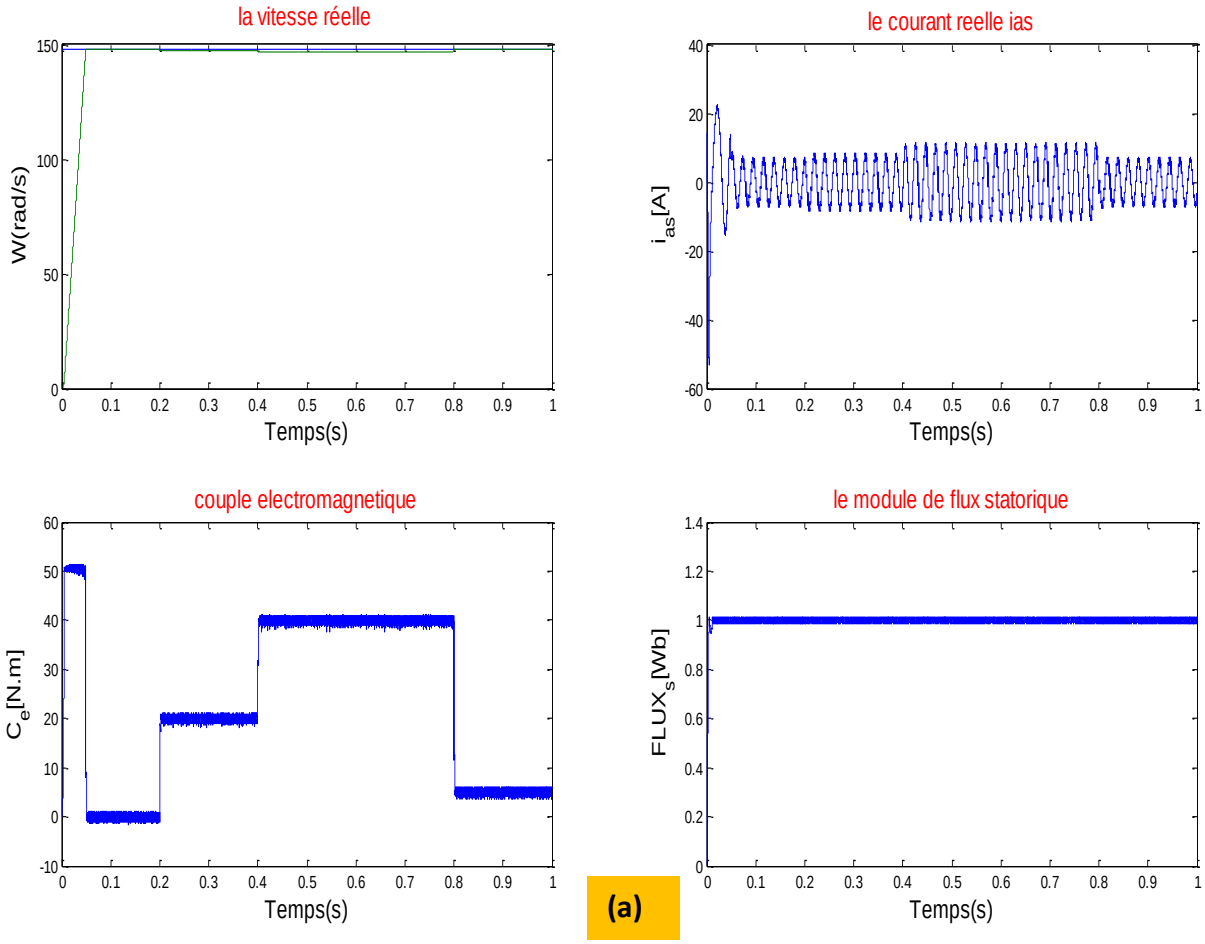
Fig. 2. 9 Résultats de simulation du démarrage en charge

2. 8.3 Test avec couple de charge variable

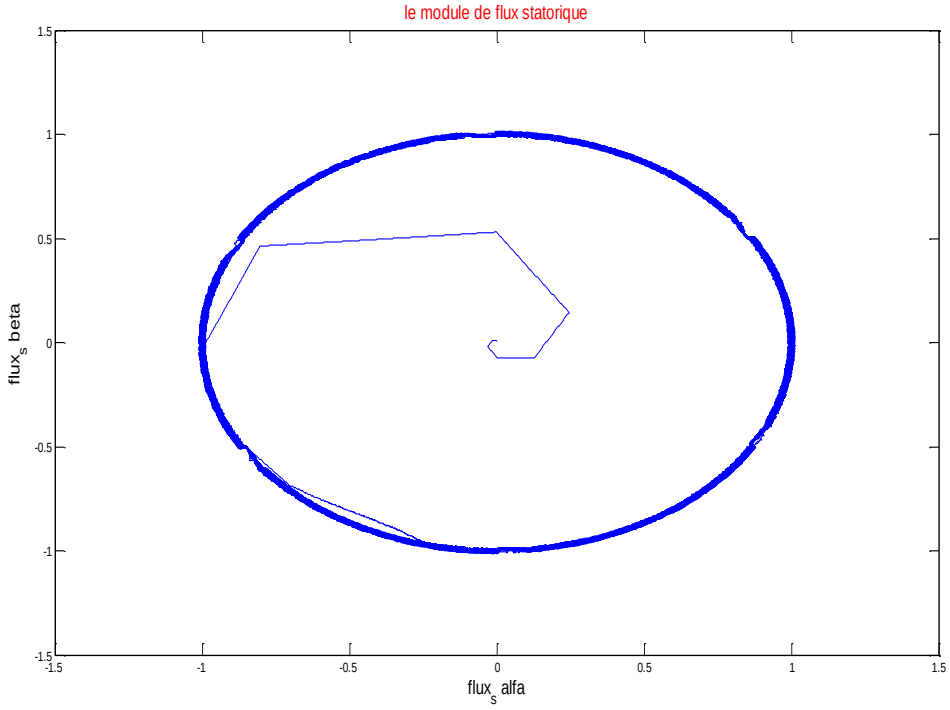
La Fig. 2. 10 présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge de 20Nm à 0.2s ; 40Nm à 0.4s et 5Nm à 0.8s.

Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique et sur (b) celle de la trajectoire du module de flux statorique.

On constate que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, le courant répond à la variation de charge rapidement, la vitesse et le flux restent pratiquement constants et ne sont pas affectés par la variation de charge,. Le module de flux a une valeur pratiquement constante (1Wb)



(a)



(b)

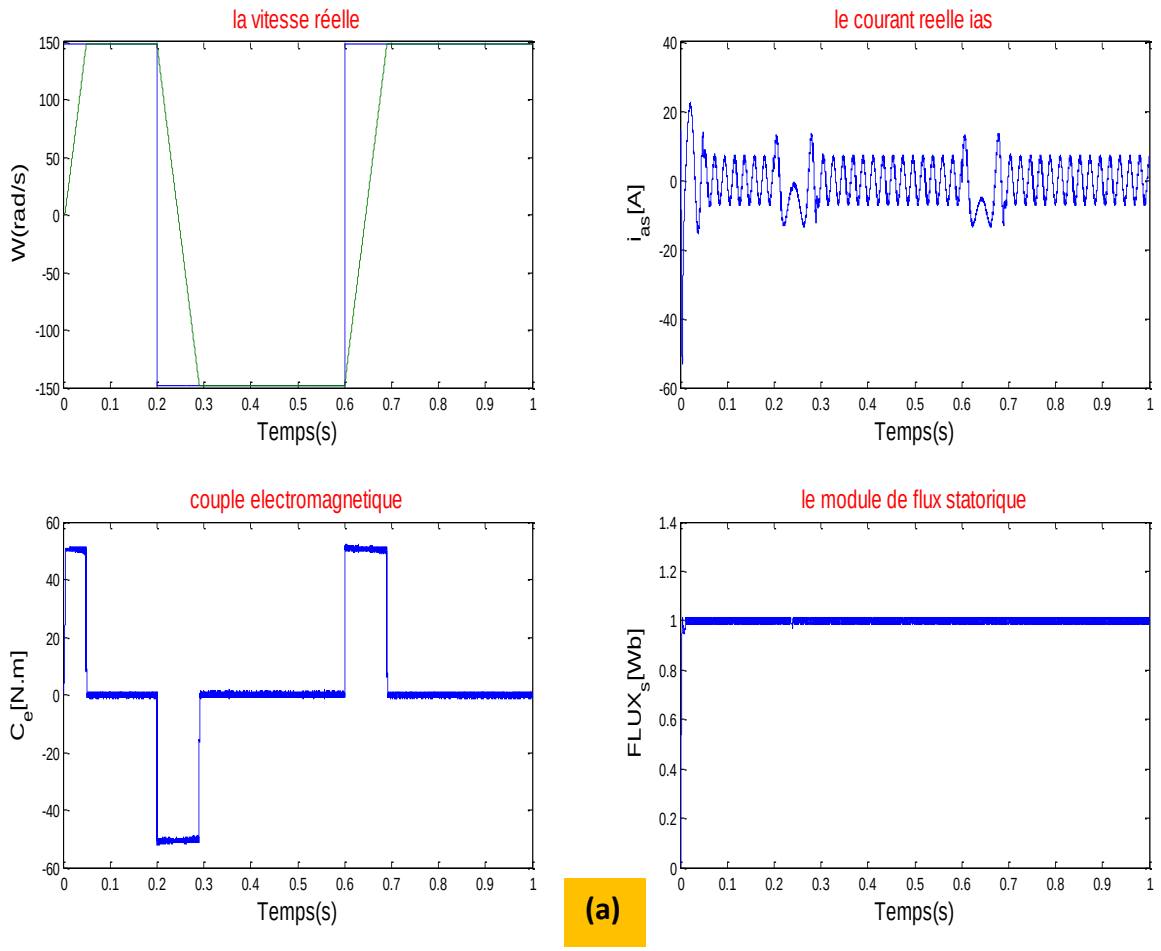
Fig. 2. 10 Résultats de simulation du test avec couple de charge variable

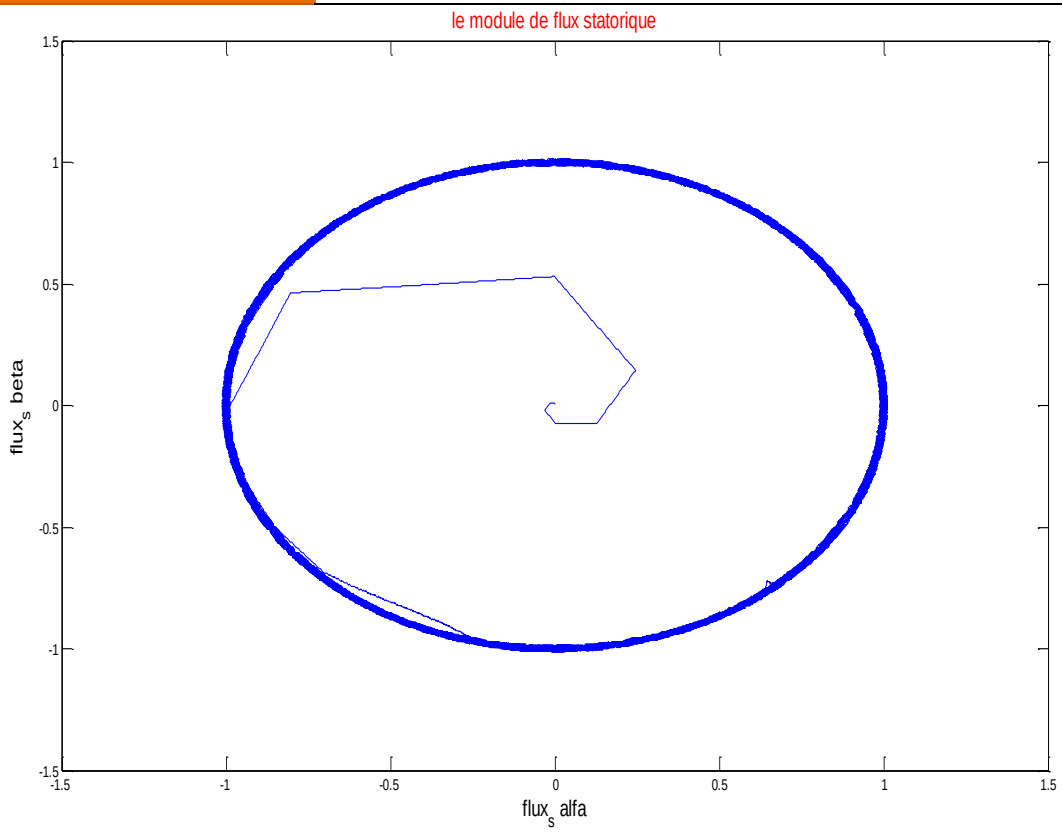
2. 8.4 Test avec inversion de sens de rotation :

La Fig. 2. 11 présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de $(148.17\ rad/s)$ à $(-148.17\ rad/s)$ à l'instant 0.2s et une autre variation de (-148.17 rad/s) à $(148.17\ rad/s)$ à l'instant 0.6s.

Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique et sur (b) celle de la trajectoire du module de flux statorique.

On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement; le courant et le flux sont affectés aux instants de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent ; l'influence de cette variation ne perturbe pas la trajectoire du module de flux.





(b)

Fig. 2. 11 Résultats de simulation du test d'inversion de sens de rotation

2. 8.5 Test pour les moyennes et les faibles vitesses de rotation

La Fig. 2. 12 présente les résultats de simulation du système pour les moyennes et les faibles vitesse de rotation de la machine lors d'une variation de $(62.83\,rad/s)$ à $(6.28\,rad/s)$ à l'instant 0.3s et une autre variation de$(6.28\,rad/s)$ à $(-6.28\,rad/s)$à l'instant 0.5s.et la dernière variation de $(-6.28\,rad/s)$ à$(6.28\,rad/s)$ à l'instant 0.7s .Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique; Sur (b) celle de la trajectoire du module de flux statorique.

On constate que la poursuite de vitesse s'effectue sans dépassement et plus rapide ; le courant suit la variation de vitesse, et clairement influé en fréquence (va diminuer).

On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur la constance du module de flux.

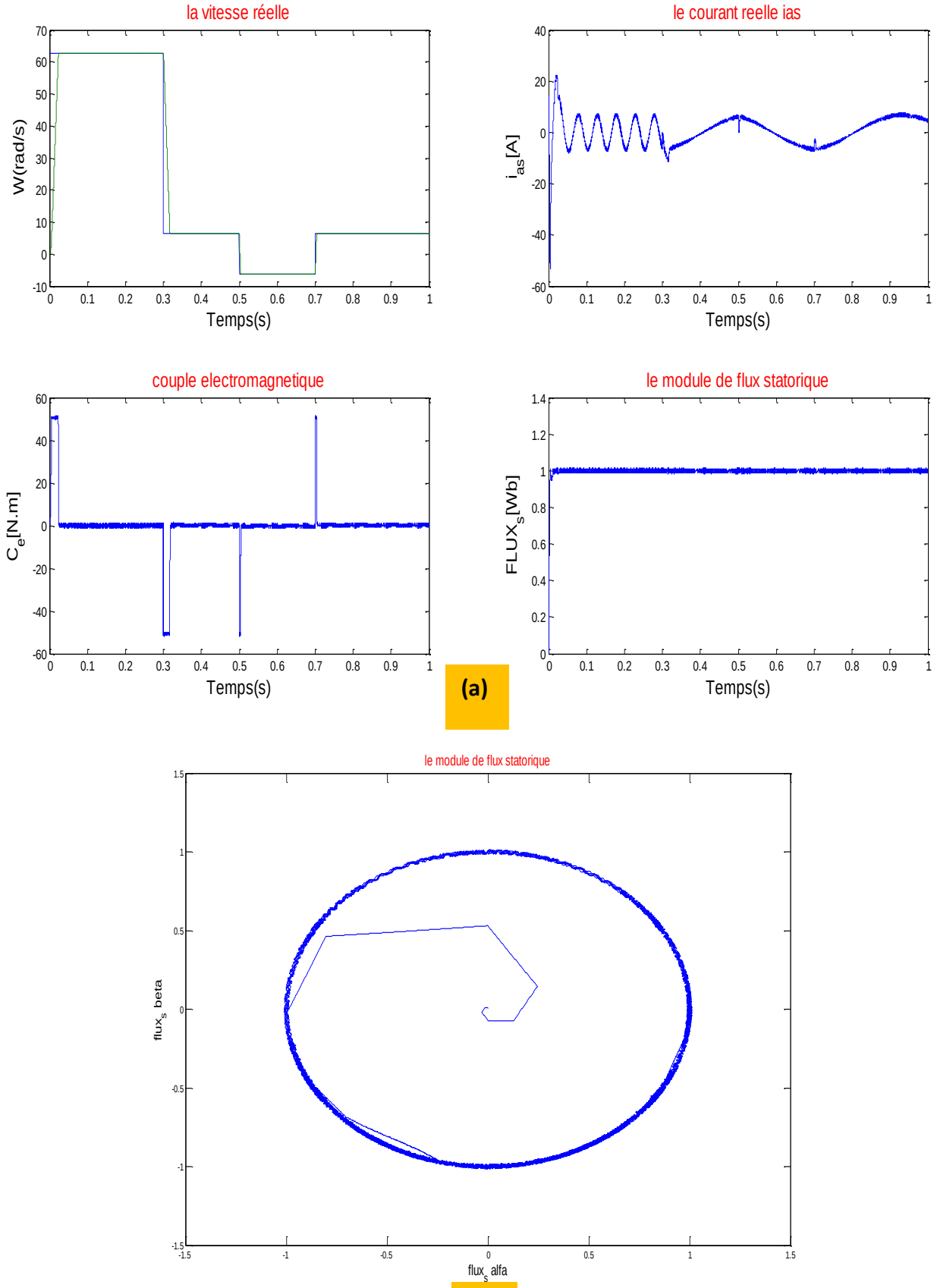


Fig. 2. 12 Résultats de simulation du test pour les faibles et les moyennes vitesses de rotation

2. 8.6 Test avec variation de la résistance statorique

La Fig. 2. 13 présentes les résultats de simulation du système pour la variation de la résistance statorique de la machine lors d'une augmentation de R_s à $2R_s$ à l'instant (3s) et à faible vitesse et avec un couple résistif égale à$5Nm$.

On a représenté les réponses de couple, on remarque que l'augmentation de la résistance statorique provoque des ondulations de couple**.**

La valeur de référence de flux est dans ce cas est de 1wb lors du démarrage nous observons des ondulations indiquées par la fléché ; Celle-ci sont due à l'influence du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse dans le moteur.

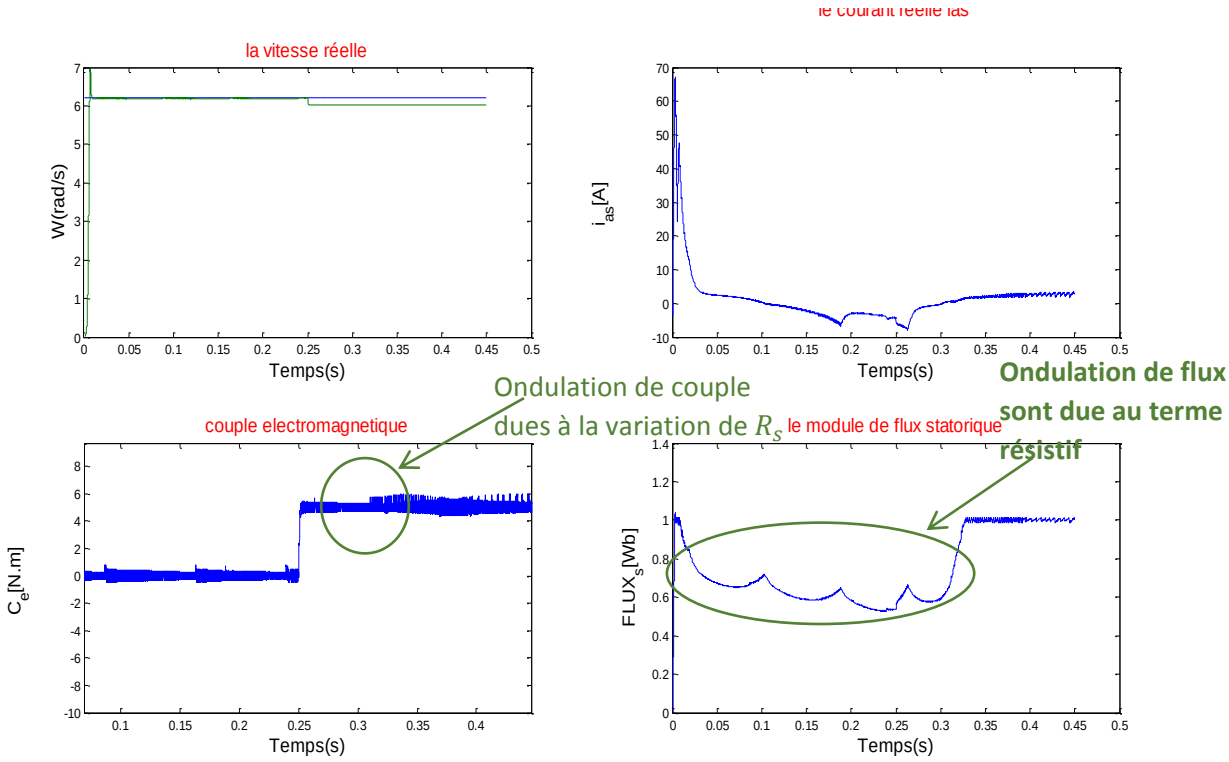


Fig. 2. 13 Résultats de simulation du test pour la variation de la résistance statorique

2. 9 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la structure du contrôle direct du couple (DTC) qui est un moyen simple pour la commande d'une machine asynchrone, et qui présente une solution aux problèmes de la robustesse par rapport au contrôle vectoriel.

Le contrôle direct du couple (DTC) a été élaboré à partir des conditions de fonctionnements idéals dont l'effet de la variation de la résistance statorique est négligé, et la vitesse de rotation est considérée suffisamment élevée.

On a constaté d'après les tests de simulation que la variation de la résistance statorique et la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

Cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, car l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. En outre, la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait de l'utilisation des contrôleurs à hystérésis, ce point est l'un des inconvénients de la DTC.

La régulation de couple et du flux et la réduction des ondulations dépondent de la période d'échantillonnage Te et la largeur de la bande d'hystérésis du couple et celle de flux.

Chapitre 1 Modélisation de la MAS associée au convertisseur statique

Chapitre 2 Modélisation de la MAS associée au convertisseur statique

Chapitre 3 Commande DTC sans capteur mécanique avec adaptation paramétrique.

3.1 Introduction:

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

La variation de la vitesse est l'un des axes qui donne lieu chaque année à de nombreux travaux de recherche.

Que ce soit la commande vectorielle, la commande scalaire ou la commande DTC, pour asservir la vitesse de la charge il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique [17][44][64]. La suppression des capteurs de vitesse, est devenue une tâche inévitable dans les commandes à hautes performances, car non seulement les capteurs augmentent le coût et la complexité des machines, les mesures sont tachées par les bruits qui influent sur la robustesse des commandes, surtout en milieux hostiles [49][50].

La commande par DTC de la MAS nécessite la connaissance de l'amplitude et l'argument du **flux statorique** et **le couple électromagnétique** de la machine, les seuls grandeurs mesurables sont les courants statoriques et les tensions de commande [60], ces derniers qui sont fournis par la commande. Nous avons estimé le flux statorique et le couple à partir des vecteurs tension et courant statoriques, dans cette estimation deux facteurs d'influence importante sur les performances de la commande surtout en basses vitesses, **le facteur du terme résistif** qui varie avec la température et celui de l'intégration en boucle ouverte [15], [6] De nombreuses approches ont été proposées pour estimer la vitesse à partir des grandeurs mesurables de la machine asynchrone [18, 19, 20, 21] .

La machine asynchrone sans capteur mécanique avec estimation des paramètres **résistifs** en temps réel est l'un des thèmes les plus importants sur le plan contrôle-commande. Pour le développement de la vitesse variable, d'intérêt stratégique sur le plan commercial. La raison pour laquelle les chercheurs ont multipliés leurs efforts sur cet axe [66].

Ce chapitre traitera dans ses premiers titres la notion générale des observateurs, suivi d'introduction de l'observateur de LUENBERGER pour l'observation de la vitesse et les grandeurs nécessaires à la commande direct de couple ; et dans la 2ème partie il présente la notion et la méthode d'estimation de la vitesse et la résistance statorique suivi d'une simulation de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à une adaptation de la résistance statorique en temps réel.

3.2 Les observateurs :

Un observateur n'est qu'un estimateur en boucle fermé(BF), un observateur pour un système dynamique $S(X,Y,U)$, avec X l'état du système, Y sa sortie et U son entrée, est un autre système dynamique $\hat{S}(\hat{X},\hat{Y},U)$ qui a la propriété que l'état $\hat{X}$ de l'observateur $\hat{S}$ converge vers l'état X du processus S. la figure suivante représente la conception générale d'un observateur.

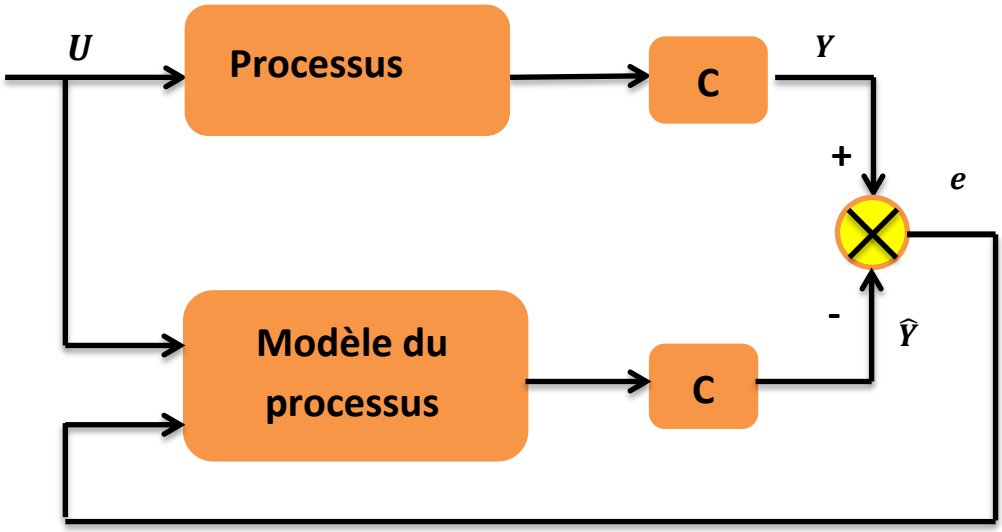


Fig. 3.1: Conception générale d'un observateur

3.2.1 Principe d'un observateur :

La structure d'un observateur d'état est celle indiqué sur la Fig.3.2. Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte(BO) qui porte également le nom de prédicteur et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermé obtenue par l'introduction d'une matrice de gain G permet d'imposé la dynamique propre à cet observateur [54].

Les différentes grandeurs mentionnées sur la Fig.3.2 représentent respectivement :

- Un vecteur d'entré U du système réel et de l'observateur,

Le dernier vecteur Yest comparé au vecteur équivalent $\hat{Y}$ donné par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée(BF). Ainsi en définit une nouvelle variable, l'erreur d'observation ε_y. Celle-ci est multiplier par une matrice de gain G et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimer $\hat{X}$. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain G, on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro.

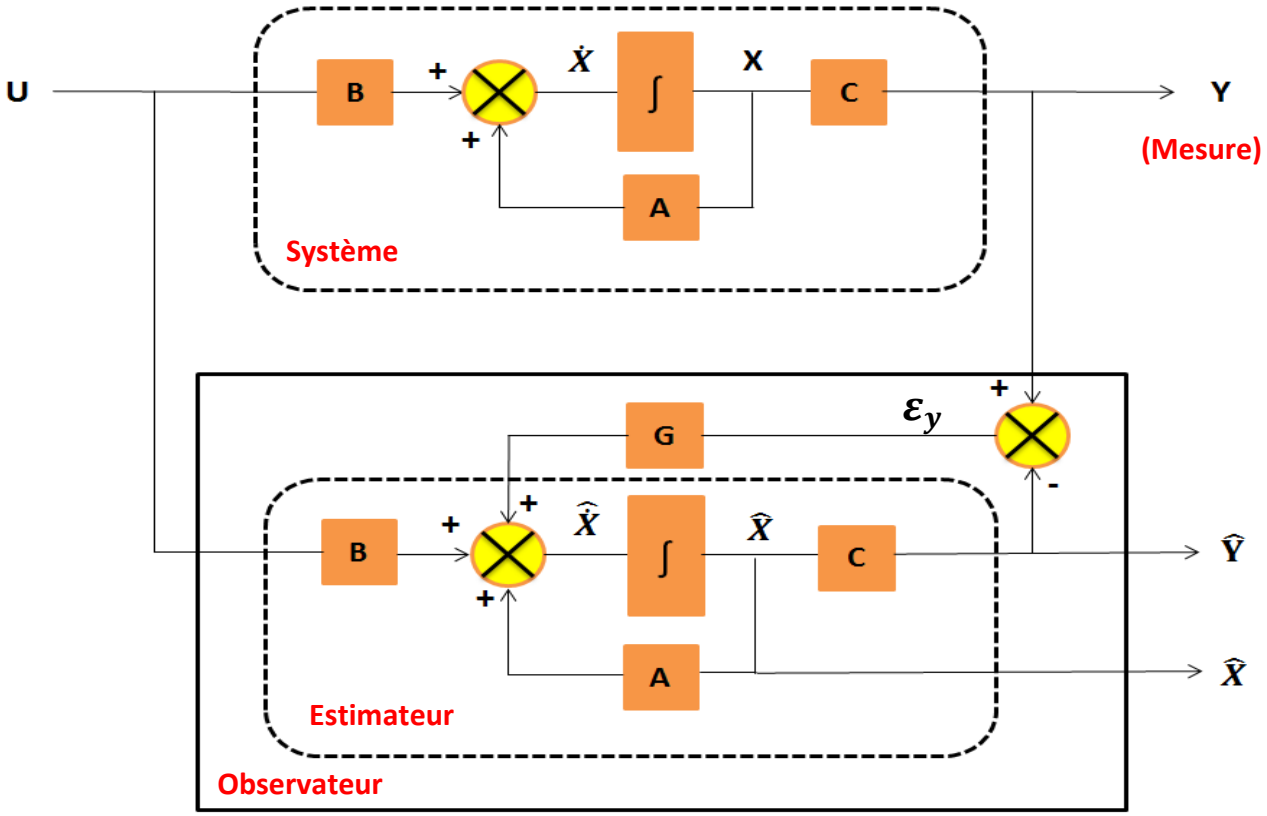


Fig. 3.2 : Schéma fonctionnel d'un observateur

3.2.2 Modèle des observateurs :

On prend en compte plusieurs considérations, les techniques d'observation se diffèrent en fonction de la nature du système considéré, de l'environnement et de la dimension du vecteur d'état à estimer [22] [55].

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

3.2.2.1 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 d'un moteur asynchrone) avec des gains fixes.

3.2.2.2 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 (modes glissants). En fonction de l'environnement considéré, deux grandes familles d'observateurs se distinguent:

a. Observateurs de type déterministe :

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.

b .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. L'algorithme du filtre de KALMAN illustre bien cette application.

3.2.2.3 L'ordre de l'observateur :

Et enfin, en fonction de la dimension du vecteur d'état, les observateurs Peuvent être classés en deux familles :

a. 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. Notre étude est bien basée sur ce type des observateurs.

b. Observateurs 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.

3.3 Observabilité :

L'observabilité est une caractéristique principale d'un système dynamique. La condition d'observabilité d'un système assure que les variables d'états sont observables à partir de ses entrées et sorties. La vérification du critère d'observabilité permet d'affirmer qu'on peut calculer l'état initial du système $X(t_0)$ en fonction des valeurs mesurées de la sortie $Y(t_0)$et de l'entrée $U(t_0)$. En connaissant l'équation d'état du système et l'état initial $X(t_0)$. Selon le critère de KALMAN, le système est observable si le rang de la matrice d'observabilité Q_0 est égal à n, ou n est la dimension du vecteur d'état X [4]. La matrice Q_0 se formule de la manière suivante :

$$[\mathrm{Q}_0] = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ CA^{n-1} \end{bmatrix} \Rightarrow \quad rang\ Q_0 = n \qquad 3.1$$

Autrement dit, la matrice Q_0 de dimension $(n, n*p)$ doit avoir au moins n lignes indépendants (p étant la dimension du vecteur de sortie Y).

Dans notre travail, et pour résoudre le problème lié, surtout, à l'estimation du flux statorique on a recours à l'observateur de LUENBERGER, caractérisés par leur excellente robustesse et leurs propriétés de performance pour les problèmes d'observation.

3.4 Synthèse de l'observateur d'état adaptatif

Pour résoudre le problème de l'estimation de flux statorique et de la vitesse de rotation de la MAS dans la commande sans capteurs, on fait appel aux observateurs adaptatifs [23] [61]. Les paramètres du correcteur sont recalculés de manière à minimiser l'erreur entre la sortie du système et celle du modèle qui présente les performances désirées, un mécanisme d'adaptation est inclus pour estimer la vitesse de rotation de la MAS [56].

3.4.1 Structure et choix des grandeurs :

Pour la réalisation de l'observateur adaptatif dont La structure générale est représentée sur la Fig.3.3 [24],[03] ; En posant les considérations suivantes : Paramètres du modèle Connus et invariants.

- Courants statoriques : Mesurés,
- Tension statoriques : Fournies par la commande
- Flux statorique : A observer
- Flux rotorique : A observer
- Vitesse rotorique : A observer

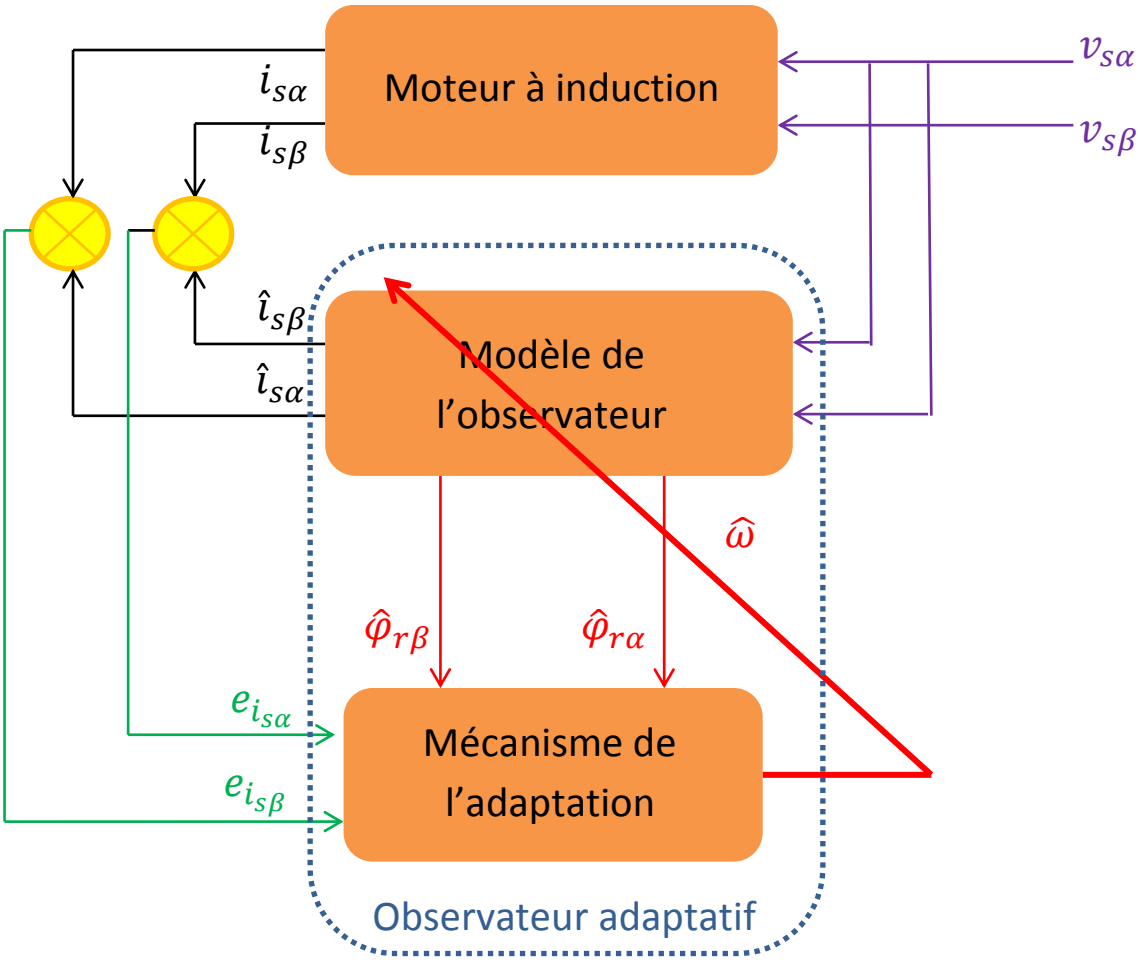


Fig. 3.3 Structure générale d'un observateur adaptatif

3. 4.2 Modélisation de l'observateur :

3. 4.2.1 Observateur de flux

Reprenons le modèle de la machine asynchrone étudié au premier chapitre, le comportement dynamique de la machine asynchrone dans un repère lié au stator (α, β) peut être décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU & 3.2 \\ Y = CX & 3.3 \end{cases}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + R_r \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r}\omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma L_s T_r}\omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Avec :

X= $\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix}$ vecteur d'état (n=4, m=1).

Y= $\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$ vecteur de mesure (n=2, m=1).

U= $\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}$ vecteur d'entré (n=2, m=1).

[C]= $\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ matrice de sortie (n=2, m=4).

[B]= $\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ matrice d'entrée (n=4, m=2).

[A]= $\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_s T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r}\omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma L_s T_r}\omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$ matrice de système (n=4, m=4).

Avec :

$\sigma = \left(1 - \frac{M^2}{L_r L_s}\right)$: Coefficient de dispersion.

$T_r = \left(\frac{L_r}{R_r}\right)$: Constante de temps rotorique.

Le système (A, C) est uniformément et localement observable

L'observateur d'état, est constitué de mêmes éléments que le système, c'est une image du système en lui ajoutant la matrice des gains correcteurs.

L'observateur d'état sans adaptation (les paramètres de la matrice A restent constants)

Peut-être décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{X} = \mathrm{A}\hat{X} + \mathrm{BU} + \mathrm{G}(\mathrm{Y} - \hat{Y}) & 3.4 \\ \mathrm{Y} = \mathrm{CX} \qquad , \hat{Y} = \mathrm{C}\hat{X} & 3.5 \end{cases}$$

En définissant l'erreur sur la variable d'état par :

$$e = X - \hat{X} \qquad 3.6$$

par soustraction des équations (3.2) et (3.4), la dynamique de l'erreur sera gérée par :

$$\frac{d(\mathrm{X} - \hat{X})}{dt} = \frac{de}{dt} = (A - GC) \qquad 3.7$$

Dans, laquelle le choix de G dépend des valeurs propres de $(A - GC)$

Dans le cas d'un observateur adaptatif, la matrice A dans l'observateur sans adaptation Sera remplacée par la matrice $\hat{A}$ telle que :

$$A = \hat{A} + \Delta A \qquad 3.8$$

Les variations ΔA de la matrice $\hat{A}$ sont causées par les variations des paramètres a adaptés, la vitesse de rotation ω dans notre cas, qui sera considéré comme variable constante et inconnue.

L'observateur d'état adaptatif permettant d'estimer les composantes du courant statorique et les composantes du flux rotorique a donc pour équation d'état :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}\hat{X} = \hat{A}(\omega).\hat{X} + \mathrm{BU} + \mathrm{G}(\mathrm{Y} - \hat{Y}) & 3.9 \\ \mathrm{Y} = \mathrm{CX}\,, \qquad \hat{Y} = \mathrm{C}\hat{X} & 3.10 \end{cases}$$

Avec$(\widehat{\ })$ désigne la valeur estimée, La matrice G est la matrice du gain qui sera déterminée pour assurer la stabilité de l'observateur.

$$\hat{A}=\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\frac{M^2}{L_rT_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_sL_rT_r} & \frac{M}{\sigma L_sL_r}\widehat{\omega} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s+\frac{M^2}{L_rT_r}\right) & -\frac{M}{\sigma L_sL_r}\widehat{\omega} & \frac{M}{\sigma L_sL_rT_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\widehat{\omega} \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \widehat{\omega} & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

3.4.2.2 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de la vitesse:

La vitesse de rotation du moteur n'est pas mesurée, dans les équations d'état de l'observateur elle est considérée comme un paramètre inconnu et constant. Le mécanisme d'adaptation inclus consiste à établir une loi d'adaptation permettant d'estimer cette vitesse.

Pour déterminer ce mécanisme d'adaptation et assurer la stabilité de l'observateur. On utilise le théorème de stabilité de LYAPUNOV [25],[24],[26],[27].

On définit la fonction candidate de LYAPUNOV suivante :

$$V = e^T.e + \frac{1}{\lambda_1}(\omega - \widehat{\omega})^2 \qquad 3.11$$

Sachent que : $\boldsymbol{V}$ elle faut être positive et $\boldsymbol{\lambda_1}$ est une constante positive

Pour que le Système soit stable il faut que : $\longrightarrow \frac{dV}{dt} \leq 0$

$$\frac{dV}{dt} = \underbrace{\frac{d(e^T)}{dt}e}_{1^{er}\text{ Terme}} + \underbrace{e^T\frac{de}{dt}}_{2^{eme}\text{ Terme}} + \underbrace{\frac{2}{\lambda_1}\Delta\omega\frac{d\Delta\omega}{dt}}_{3^{eme}\text{ Terme}} \qquad (A)$$

La dynamique de l'erreur de l'observateur adaptatif est obtenue par soustraction des deux équations (3.2) et (3.9), est donnée par :

$$\frac{de}{dt} = \frac{dX}{dt} - \frac{d\hat{X}}{dt} = AX + BU - \hat{A}\hat{X} - BU - G(Y - \hat{Y})$$

$$= AX - \hat{A}\hat{X} - GC(X - \hat{X})$$

On a :$A = \hat{A} + \Delta A \Rightarrow \hat{A} = A - \Delta A.$

$$\frac{de}{dt} = \frac{dX}{dt} + \frac{d\hat{X}}{dt} = AX - (A - \Delta A)\,\hat{X} - GC(X - \hat{X})$$

$$= AX - A\hat{X} + \Delta A\hat{X} - GC(X - \hat{X})$$

$$= A(X - \hat{X}) - GC(X - \hat{X}) + \Delta A.\hat{X}$$

$$= Ae - GCe + \Delta A.\hat{X}$$

$$\frac{de}{dt} = (A - GC)e + \Delta A.\hat{X} \qquad 3.12$$

Premier Terme:

$$e^T.\frac{de}{dt} = e^T.(A - GC)e + e^T\Delta A.\hat{X}$$

$$\Delta A = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & a\Delta\omega \\ 0 & 0 & -a\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{pmatrix} \quad \text{avec } a = \frac{M}{(\sigma L_s L_r)} \; et \; \Delta\omega = \omega - \hat{\omega} \; ; \; \hat{X} = \begin{pmatrix} \hat{\imath}_{s\alpha} \\ \hat{\imath}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{pmatrix}$$

$$e = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} - \hat{\imath}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{\imath}_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{is\alpha} \\ e_{is\beta} \\ e_{\varphi r\alpha} \\ e_{\varphi r\beta} \end{pmatrix} \quad ; \quad \Delta A.\hat{X} = \begin{pmatrix} a\Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\beta} \\ -a\Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ -\Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\beta} \\ \Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\alpha} \end{pmatrix}$$

$$e^T.\Delta A.\hat{X} = (e_{is\alpha}\; e_{is\beta}\; e_{\varphi r\alpha}\; e_{\varphi r\beta}).\begin{pmatrix} a\Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\beta} \\ -a\Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ -\Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\beta} \\ \Delta\omega & \hat{\varphi}_{r\alpha} \end{pmatrix}$$

$e^T.\frac{de}{dt} = e^T.(A - GC).e + a\Delta\omega\left(\hat{\varphi}_{r\beta}e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}\right)$_____(a) **C'est le développement du 1er terme.**

$\frac{de}{dt}.e = e^T.(A - GC)^T.e + a\Delta\omega(\hat{\varphi}_{r\beta}e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta})$_____(b) **C'est le développement du 2eme terme**

La 3eme terme est :

$\frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\omega}{dt} = \frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\omega}{dt} - \frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d}{dt}\hat{\omega}$

On se place dans le cas d'un régime lentement variable. Ce qui revient à considérer que

$\frac{d\omega}{dt} = 0$ C à dire : $\frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\omega}{dt} = -\frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\hat{\omega}}{dt}$_____(c)

On remplace (a) et (b) et (c) dans (A):

$$\frac{dV}{dt} = e^T[(A - GC)^T + (A - GC)]\,\mathrm{e} + 2\,a\Delta\omega\left(\hat{\varphi}_{r\beta}e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}\right) - \frac{2}{\lambda_1}\Delta\omega\frac{d\hat{\omega}}{dt} \qquad 3.13$$

Le 1er terme est définit négative, il faut annuler le 2eme et le 3eme terme afin que :

$\frac{dV}{dt} \leq 0$ et la loi d'adaptation est stable On peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse.

$2.a\Delta\omega.\left(\hat{\varphi}_{\beta r}e_{i\alpha s} - \hat{\varphi}_{\alpha r}\, e_{i\beta s}\right) - \frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\hat{\omega}}{dt}=0$

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \lambda_1.a.\left(\hat{\varphi}_{\beta r}e_{i\alpha s} - \hat{\varphi}_{\alpha r}\, e_{i\beta s}\right)$$

$$\hat{\omega} = \lambda_1.\mathrm{a}.\int(\hat{\varphi}_{r\beta}\mathrm{e}_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\,\mathrm{e}_{is\beta})\mathrm{dt} \qquad 3.14$$

Mais la vitesse peut changer rapidement, pour améliorer la réponse dynamique de l'observateur, un régulateur PI est proposé, et la loi d'adaptation sera présentée par la relation suivante :

$$\boldsymbol{\hat{\omega} = K_p.\left(\hat{\varphi}_{r\beta} e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}\right) + K_i.\int \left(\hat{\varphi}_{r\beta} e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}\right) dt} \qquad 3.15$$

Avec : K_p est une constante positive et $K_i = \lambda_1 . \frac{M}{\sigma L_S L_r}$

3.4.2.3 Détermination de la matrice de gain G :

La détermination d la matrice de gain G utilise la procédure conventionnelle de placement de pôles. On procède par l'imposition des pôles de l'observateur et par conséquent de sa dynamique. On détermine les coefficients de G en comparent l'équation caractéristique de l'observateur $\langle \det(PI - A + GC) = 0 \rangle$ avec celle que l'on souhaite imposer. En développant les différents matrices A , G , et C on obtient l'équation suivante :

$$P^2 + \left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\Omega} + K'\right) P + \left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\Omega}\right)\left\{\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right) + K'\right\} + \left(\frac{M}{T_r} - K''\right)\left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\Omega}\right) = 0 \qquad 3.16$$

Ou g1 et g2 sont des gains complexes.

Tel que :

K'=g1+jg2

K''=g3+jg4

La dynamique de l'observateur est définie selon l'équation suivante

$$P^2 + K_1\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r} - j\hat{\Omega}\right) P + K_1{}^2\left(\frac{1}{T_r} - j\hat{\Omega}\right).\left\{\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1}{\sigma T_r}\right)\right\} + \left(\frac{M}{T_r}\right)\left(\frac{M}{\sigma L_S L_R}\right)\left(\frac{1}{t_r} - j\hat{\Omega}\right) = 0 \qquad 3.17$$

Dont les racines sont proportionnelles aux pôles de la MAS ; la constante de proportionnalité K_1 est au moins égale à l'unité ($K_1 \geq 1$) [28], [19], [28], [24]. [03].

L'identification des expressions (3.16) et (3.17) donne :

K'= (K_1-1) $(\frac{1}{\sigma L_s}+\frac{1}{\sigma\tau_r}-j\widehat{\Omega})$

K''= (K_1-1) $\left[\left\{\left[\frac{1}{\sigma T_s}+\frac{1}{\sigma T_r}\right]\frac{\sigma L_s M}{L_r}-\frac{M}{T_r}\right\}(K_1+1)-\frac{\sigma L_s M}{L_r}\left\{\frac{1}{\sigma T_s}+\frac{1}{\sigma T_r}\right\}+j\widehat{\Omega}\frac{\sigma L_s M}{L_r}\right]$

Pour avoir les coefficients de la matrice de gain de l'observateur on obtient après identification [29][62][63][67] :

$$G=\begin{bmatrix} g1 & -g2 \\ g2 & g1 \\ g3 & -g4 \\ g4 & g3 \end{bmatrix} \qquad 3.18$$

Avec : g1 ; g2 ; g3 ; g4 sont données par :

$g1=(K_1-1)\ (\frac{1}{\sigma L_s}+\frac{1}{\sigma\tau_r})$

$g2=\ (K_1-1)\widehat{\Omega}=(K_1-1)\left(\frac{\widehat{\omega}}{p}\right)$

$g3=\left((K_1{}^2-1)\left\{\left[\frac{1}{\sigma T_s}+\frac{1}{\sigma T_r}\right]\frac{\sigma L_s M}{L_r}-\frac{M}{T_r}\right\}+\frac{\sigma L_s M}{L_r}\left\{\frac{1}{\sigma T_s}+\frac{1}{\sigma T_r}\right\}(K_1-1)\right.$

$g4=-(K_1-1).\frac{\sigma L_s M}{L_r}\widehat{\Omega}=-(K_1-1).\frac{\sigma L_s M}{L_r}\left(\frac{\widehat{\omega}}{p}\right).$

Cette méthode est choisie uniquement pour le mécanisme de la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse seul. La matrice G de l'observateur est présentée en fonction des paramètres de la machine

3.4.2.4 Représentation d'état de l'observateur de LUENBERGER de gain G :

Comme l'état n'est en générale pas accessible, l'objectif d'un observateur consiste à réaliser une commande par retour d'état et d'estimer cet état par une variable que nous noterons $\hat{X}$ Tel que : $\hat{X}=\begin{pmatrix}\hat{\imath}_{\alpha s}\\ \hat{\imath}_{\beta s}\\ \hat{\varphi}_{\alpha r}\\ \hat{\varphi}_{\beta r}\end{pmatrix}$ 3.19

D'après l'équation (3.19), on peut représenter l'observateur par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \hat{i}_{s\alpha} = a_1\hat{i}_{s\alpha} + a_2\hat{\varphi}_{r\alpha} + a_3 P\Omega\hat{\varphi}_{r\beta} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) v_{s\alpha} + g1(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - g2(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \hat{i}_{s\beta} = a_1\hat{i}_{s\beta} + a_2\hat{\varphi}_{r\beta} - a_3 P\Omega\hat{\varphi}_{r\alpha} + \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) v_{s\beta} + g2(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + g1(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \hat{\dot{\varphi}}_{r\alpha} = a_4\hat{i}_{s\alpha} + a_5\hat{\varphi}_{r\alpha} - P\Omega\hat{\varphi}_{r\beta} + g3(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) - g4(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \\ \hat{\dot{\varphi}}_{r\beta} = a_4\hat{i}_{s\beta} + a_5\hat{\varphi}_{r\beta} + P\Omega\hat{\varphi}_{r\alpha} + g4(i_{s\alpha} - \hat{i}_{s\alpha}) + g3(i_{s\beta} - \hat{i}_{s\beta}) \end{cases} \quad 3.20$$

Avec : $a_1 = -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right)$; $a_2 = \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}$; $a_3 = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$

$$a_4 = \frac{M}{T_r} \quad ; \quad a_5 = -\frac{1}{T_r}$$

Le flux statorique est donné en fonction de courant statorique et de flux rotorique par :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \sigma L_s \hat{i}_{s\alpha} + \frac{M}{L_r}\hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \sigma L_s \hat{i}_{s\beta} + \frac{M}{L_r}\hat{\varphi}_{r\beta} \end{cases}$$

3.4.2.5 Structure de l'association DTC-Observateur adaptatif d'un MAS sans capteurs

La structure de l'association DTC-Observateur adaptatif d'une machine asynchrone sans capteur est représentée sur la Fig. 3.4, elle est obtenue par l'introduction de l'observateur adaptatif dans la structure générale du contrôle direct de couple (chapitre 2) en remplaçant l'ensemble de l'estimateur de flux et l'estimateur de couple.

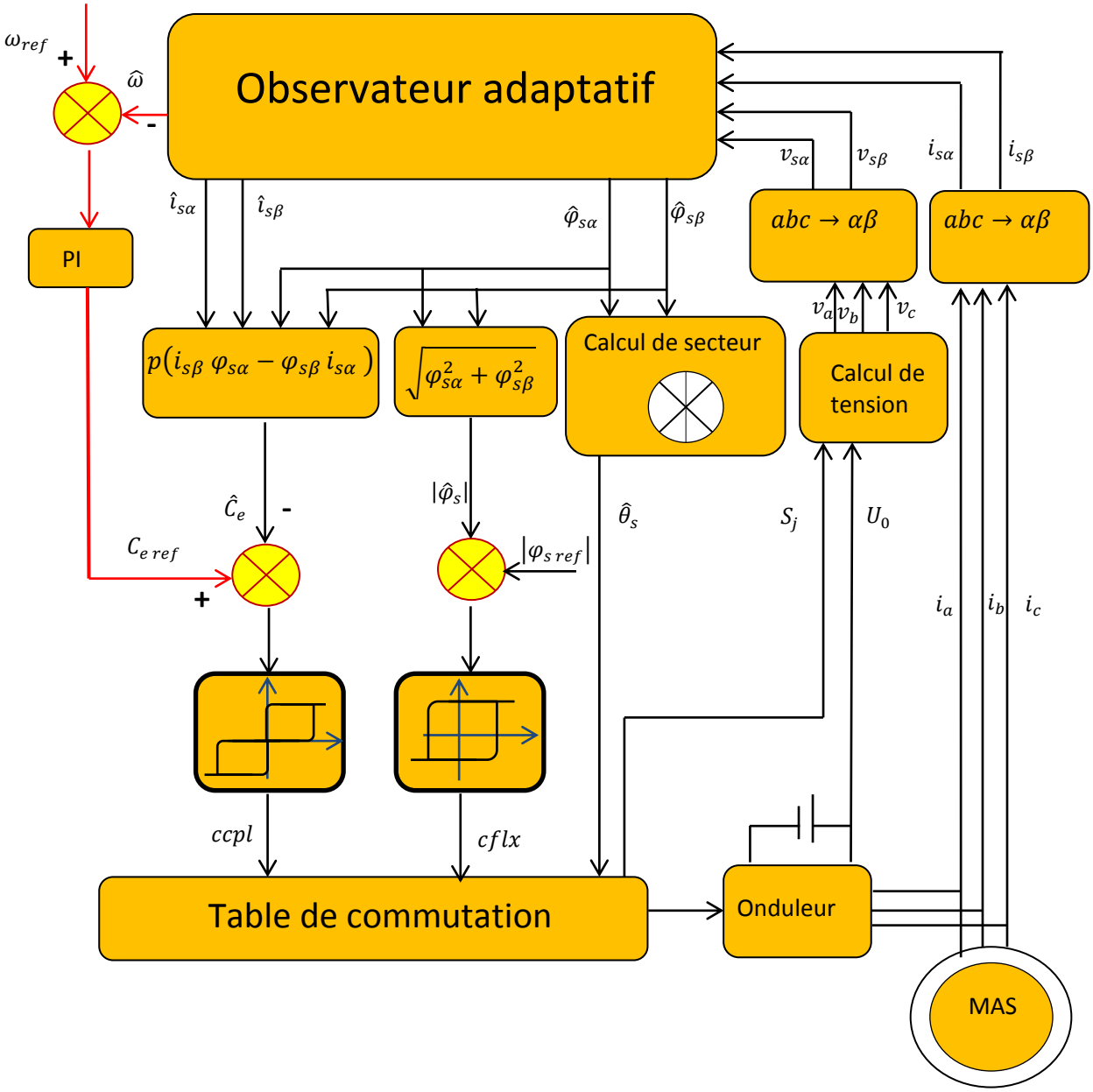


Fig. 3. 4 Structure de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif

3.5. Commande DTC sans capteur mécanique avec estimation et adaptation de la résistance statorique :

Pour résoudre le problème de l'estimation de flux statorique et de la vitesse de rotation de la MAS pour la commande DTC, on fait appel aux observateurs adaptatifs avec un mécanisme d'adaptation pour l'estimation de la vitesse et de la résistance statorique .

L'estimation et l'adaptation en temps réel des paramètres s'avèrent être nécessaire.

Dans cette partie on va développer Un observateur de type LUENBERGER avec des dispositifs d'adaptation et d'estimation de la vitesse et de la résistance statorique Fig3.5.

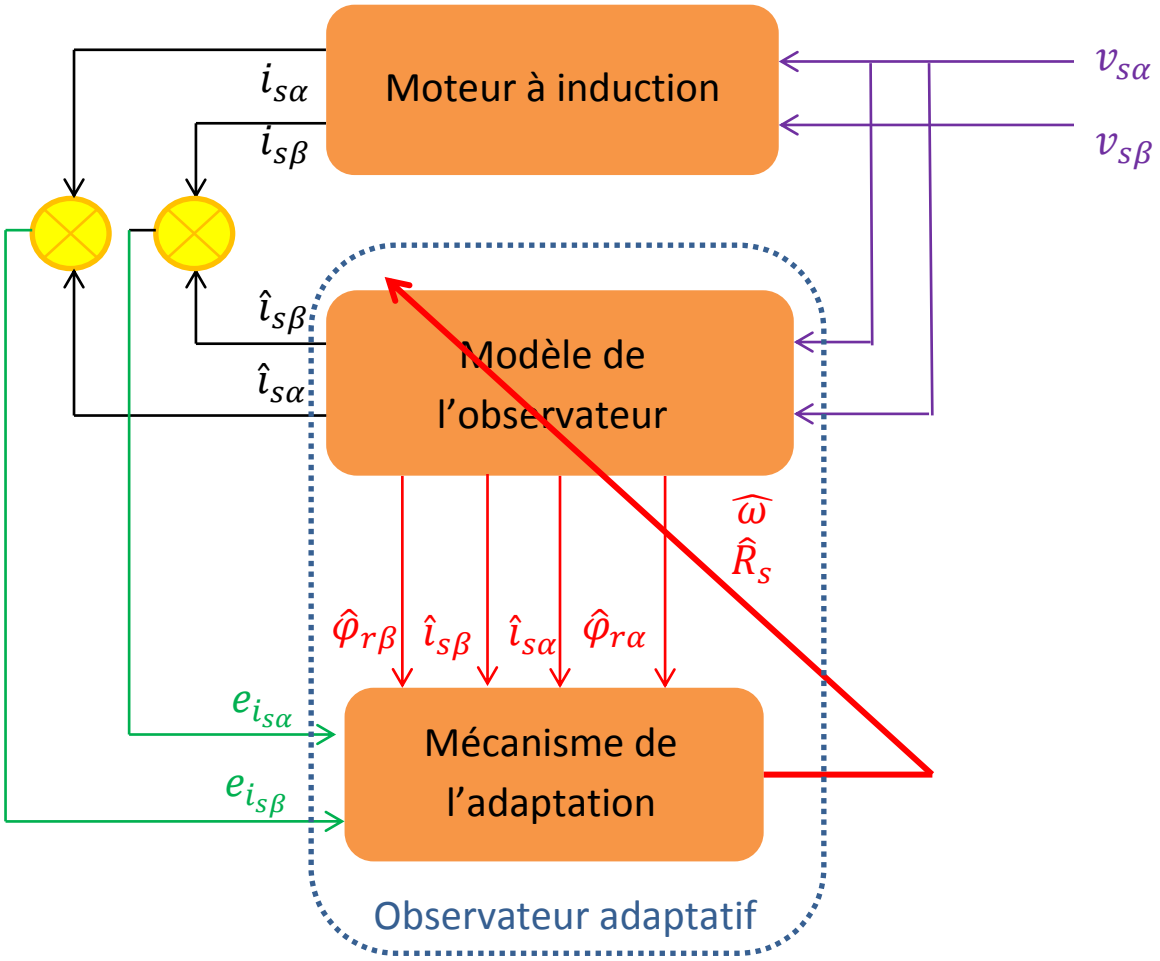


Fig. 3.5 Structure générale d'un observateur adaptatif (vitesse-résistance statorique)

- Courants statoriques : Mesurés,
- Tensions statoriques : Fournies par la commande,
- Flux statorique et rotorique: A observer
- Vitesse rotorique : A observer.
- La résistance statorique : A observer.

3.5.1 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de la vitesse et de la résistance statorique :

Dans la commande DTC a faible vitesse la résistance statorique doit être estimé en même temps que le vitesse, dans ce partie nous utilisons le critère de LYAPUNOV pour déterminer les lois d'adaptation permettant d'estimer R_s $et\ \omega$ tout en garantissant la stabilité de l'observateur

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad ; \quad \begin{cases} \dot{\hat{X}} = \hat{A}.\hat{X} + B.U + G.e_Y \\ \hat{Y} = C.\hat{X} \end{cases}$$

$$e_Y = Y - \hat{Y} = CX - C\hat{X} = C(X - \hat{X})$$

On définit la fonction candidate de LYAPUNOV suivante :

$$V = e^T.e + \frac{1}{\lambda_1}(\omega - \hat{\omega})^2 + \frac{1}{\lambda_2}(R_s - \hat{R}_s)^2 \qquad 3.21$$

Sachent que : $\boldsymbol{V}$ elle faut être positive et $\boldsymbol{\lambda_2}$; $\boldsymbol{\lambda_1}$ sont des constantes positives

Pour que le Système soit stable il faut que : $\longrightarrow \frac{dV}{dt} \leq 0$

$$\frac{dV}{dt} = \underbrace{\frac{d(e^T)}{dt}e}_{1^{er}\ \text{Terme}} + \underbrace{e^T\frac{de}{dt}}_{2^{eme}\ \text{Terme}} + \underbrace{\frac{2}{\lambda_1}\Delta\omega\frac{d\Delta\omega}{dt}}_{3^{eme}\ \text{Terme}} + \underbrace{\frac{2}{\lambda_1}\Delta R_s\frac{d\Delta R_s}{dt}}_{4^{eme}\ \text{Terme}} \qquad (A)$$

La dynamique de l'erreur de l'observateur adaptatif est obtenue par soustraction des deux équations (3.2) et (3.9), est donnée par :

$$\frac{de}{dt} = \frac{dX}{dt} - \frac{d\hat{X}}{dt} = AX + BU - \hat{A}\hat{X} - BU - G(Y - \hat{Y})$$

$$= AX - \hat{A}\hat{X} - GC(X - \hat{X})$$

On a :$A = \hat{A} + \Delta A \Rightarrow \hat{A} = A - \Delta A.$

$$\frac{de}{dt} = \frac{dX}{dt} - \frac{d\hat{X}}{dt} = AX - (A - \Delta A)\,\hat{X} - GC(X - \hat{X})$$

$$= AX - A\hat{X} + \Delta A\hat{X} - GC(X - \hat{X})$$

$$= A(X - \hat{X}) - GC(X - \hat{X}) + \Delta A.\hat{X}$$

$$= Ae - GCe + \Delta A.\hat{X}$$

$$\frac{de}{dt} = (A - GC)e + \Delta A.\hat{X} \qquad 3.22$$

Premier Terme:

$$e^T.\frac{de}{dt} = e^T.(A - GC)e + e^T\Delta A.\hat{X}$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_s T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r}\omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma L_s T_r}\omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s}\left(\hat{R}_s + \frac{M^2}{L_s T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r}\hat{\omega} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s}\left(\hat{R}_s + \frac{M^2}{L_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma L_s T_r}\hat{\omega} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & \frac{1}{T_r} & -\hat{\omega} \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \hat{\omega} & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

$$\Delta A = A - \hat{A}.$$

$$\Delta A=\begin{bmatrix} a_2\Delta R_s & 0 & 0 & a_1\Delta\omega \\ 0 & a_2\Delta R_s & -a_1\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{bmatrix}$$

avec $a_1 = \frac{M}{(\sigma L_s L_r)}$; $\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$; $a_2 = -\frac{1}{\sigma L_s}$ et $\Delta R_s = R_s - \hat{R}_s$; $\hat{X} = \begin{pmatrix} \hat{\imath}_{s\alpha} \\ \hat{\imath}_{s\beta} \\ \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \hat{\varphi}_{r\beta} \end{pmatrix}$

$$\Delta A.\hat{X} = \begin{pmatrix} a_2\Delta R_s & 0 & 0 & a_1\Delta\omega \\ 0 & a_2\Delta R_s & -a_1\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} \hat{\imath}_{\alpha s} \\ \hat{\imath}_{\beta s} \\ \hat{\varphi}_{\alpha r} \\ \hat{\varphi}_{\beta r} \end{pmatrix}$$

$$\Delta A.\hat{X} = \begin{pmatrix} a_2\Delta R_s\hat{\imath}_{\alpha s} + a_1\Delta\omega\hat{\varphi}_{\beta r} \\ a_2\Delta R_s\hat{\imath}_{\beta s} - a_1\Delta\omega\hat{\varphi}_{\alpha r} \\ -\Delta\omega\hat{\varphi}_{\beta r} \\ +\Delta\omega\hat{\varphi}_{\alpha r} \end{pmatrix}$$

$$e = \begin{pmatrix} i_{s\alpha} - \hat{\imath}_{s\alpha} \\ i_{s\beta} - \hat{\imath}_{s\beta} \\ \varphi_{r\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} - \hat{\varphi}_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_{is\alpha} \\ e_{is\beta} \\ e_{\varphi r\alpha} \\ e_{\varphi r\beta} \end{pmatrix}$$

$$e^T.\Delta A.\hat{X} = \begin{pmatrix} e_{i\alpha s} & e_{i\beta s} & e_{\varphi\alpha r} & e_{\varphi\beta r} \end{pmatrix}\begin{pmatrix} a_2\Delta R_s\hat{\imath}_{\alpha s} + a_1\Delta\omega\hat{\varphi}_{\beta r} \\ a_2\Delta R_s\hat{\imath}_{\beta s} - a_1\Delta\omega\hat{\varphi}_{\alpha r} \\ -\Delta\omega\hat{\varphi}_{\beta r} \\ +\Delta\omega\hat{\varphi}_{\alpha r} \end{pmatrix}$$

$$e^T\frac{de}{dt} = e^T(A - GC)e + a_1\Delta\omega\left(\hat{\varphi}_{r\beta}e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}\right) + \mathrm{a}_2\Delta\mathrm{R}_\mathrm{s}\left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right) \text{_____(a)}$$

C'est le développement du 1er terme.

$$\frac{de}{dt}\, e = e^T(A - GC)^T e + a\Delta\omega(\hat{\varphi}_{r\beta}e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}) + \mathrm{a}_2\Delta\mathrm{R}_\mathrm{s}\left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right) \text{_____(b)}$$

C'est le développement du 2eme terme

Le 3eme terme est :

$$\frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\omega}{dt} = \frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\omega}{dt} - \frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d}{dt}\widehat{\omega}$$

On se place dans le cas d'un régime lentement variable. Ce qui revient à considérer que

$\frac{d\omega}{dt} = 0$ C à dire : $\frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\omega}{dt} = -\frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\widehat{\omega}}{dt}$ _____(c)

Le 4eme terme est :

$$\frac{2}{\lambda_2}.\Delta R_s.\frac{dR_s}{dt} = \frac{2}{\lambda_2}\Delta R_s\frac{dR_s}{dt} - \frac{2}{\lambda_2}.\Delta R_s.\frac{d}{dt}\hat{R}_s$$

On se place dans le cas d'un régime lentement variable. Ce qui revient à considérer que

$\frac{dR_s}{dt} = 0$ C à dire : $\frac{2}{\lambda_2}\Delta R_s\frac{dR_s}{dt} = -\frac{2}{\lambda_2}.\Delta R_s\left(\frac{d\hat{R}_s}{dt}\right)$ _____(d)

On remplace (a) ; (b) ; $(c)et(d)$dans (A):

$$\frac{dV}{dt} = e^T[(A-GC)^T + (A-GC)]\,\mathrm{e} + 2\,a_1\Delta\omega\left(\hat{\varphi}_{r\beta}e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\,e_{is\beta}\right) - \frac{2}{\lambda_1}\Delta\omega\frac{d\widehat{\omega}}{dt} +$$

$$2\mathrm{a}_2\Delta\mathrm{R}_s\left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right) - \frac{2}{\lambda_2}.\Delta R_s\left(\frac{d\hat{R}_s}{dt}\right) \qquad 3.23$$

le 1er terme est définit négative, il faut annuler le reste de l'équation afin que

$\frac{dV}{dt} \leq 0$ et la loi d'adaptation est stable On peut déduire la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse et l'estimation de la résistance statorique.

$$2.\,a_1\Delta\omega.\left(\hat{\varphi}_{\beta r}e_{i\alpha s} - \hat{\varphi}_{\alpha r}\,e_{i\beta s}\right) - \frac{2}{\lambda_1}.\Delta\omega.\frac{d\widehat{\omega}}{dt}=0$$

$$\frac{d\widehat{\omega}}{dt} = \lambda_1.a_1.\left(\hat{\varphi}_{\beta r}e_{i\alpha s} - \hat{\varphi}_{\alpha r}\,e_{i\beta s}\right)$$

$$\widehat{\omega} = \lambda_1.\mathrm{a}_1.\int(\widehat{\varphi}_{\mathrm{r}\beta}\mathrm{e}_{\mathrm{is}\alpha} - \widehat{\varphi}_{\mathrm{r}\alpha}\,\mathrm{e}_{\mathrm{is}\beta})\mathrm{dt} \qquad 3.24$$

Mais la vitesse peut changer rapidement, pour améliorer la réponse dynamique de l'observateur, un régulateur PI est proposé, et la loi d'adaptation sera présentée par la relation suivante :

$$\boldsymbol{\hat{\omega} = K_{p1}.\left(\hat{\varphi}_{r\beta} e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}\right) + K_{i1}.\int \left(\hat{\varphi}_{r\beta} e_{is\alpha} - \hat{\varphi}_{r\alpha}\, e_{is\beta}\right) dt} \qquad 3.25$$

Avec : K_{p1} est une constante positive et $K_{i1} = \lambda_1 . \frac{M}{\sigma L_s L_r}$

$$2.a_2 \Delta R_s.\left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right) - \frac{2}{\lambda_2}.\Delta R_s.\left(\frac{d\hat{R}_s}{dt}\right) = 0$$

$$\frac{d\hat{R}_s}{dt} = \lambda_2 . a_2 . \left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right)$$

$$\hat{R}_s = \lambda_2 . a_2 . \int \left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right) \mathrm{dt} \qquad 3.26$$

Mais la vitesse peut changer rapidement, pour améliorer la réponse dynamique de l'observateur, un régulateur PI est proposé, et la loi d'adaptation sera présentée par la relation suivante :

$$\boldsymbol{\hat{R}_s = K_{p2}.\left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right) + K_{i2}.\int \left(e_{i\alpha s}\hat{\imath}_{\alpha s} + e_{i\beta s}\hat{\imath}_{\beta s}\right) dt} \qquad 3.27$$

Avec : K_{p2} est une constante positive et $K_{i2} = -\lambda_2 \frac{1}{\sigma L_s}$

3.5.2 Détermination de la matrice de gain G :

La détermination d la matrice de gain G utilise la procédure conventionnelle de placement de pôles. On procède par l'imposition des pôles de l'observateur et par conséquent de sa dynamique [62][63][66].

3.5.3 Structure de l'association DTC-Observateur adaptatif d'un MAS sans capteurs avec observation de la résistance statorique

La structure de l'association DTC-Observateur adaptatif d'une machine asynchrone sans capteur avec observation de la résistance statorique est représentée sur la Fig. 3.6, elle est obtenue par l'introduction de l'observateur adaptatif dans la structure générale du contrôle direct de couple.

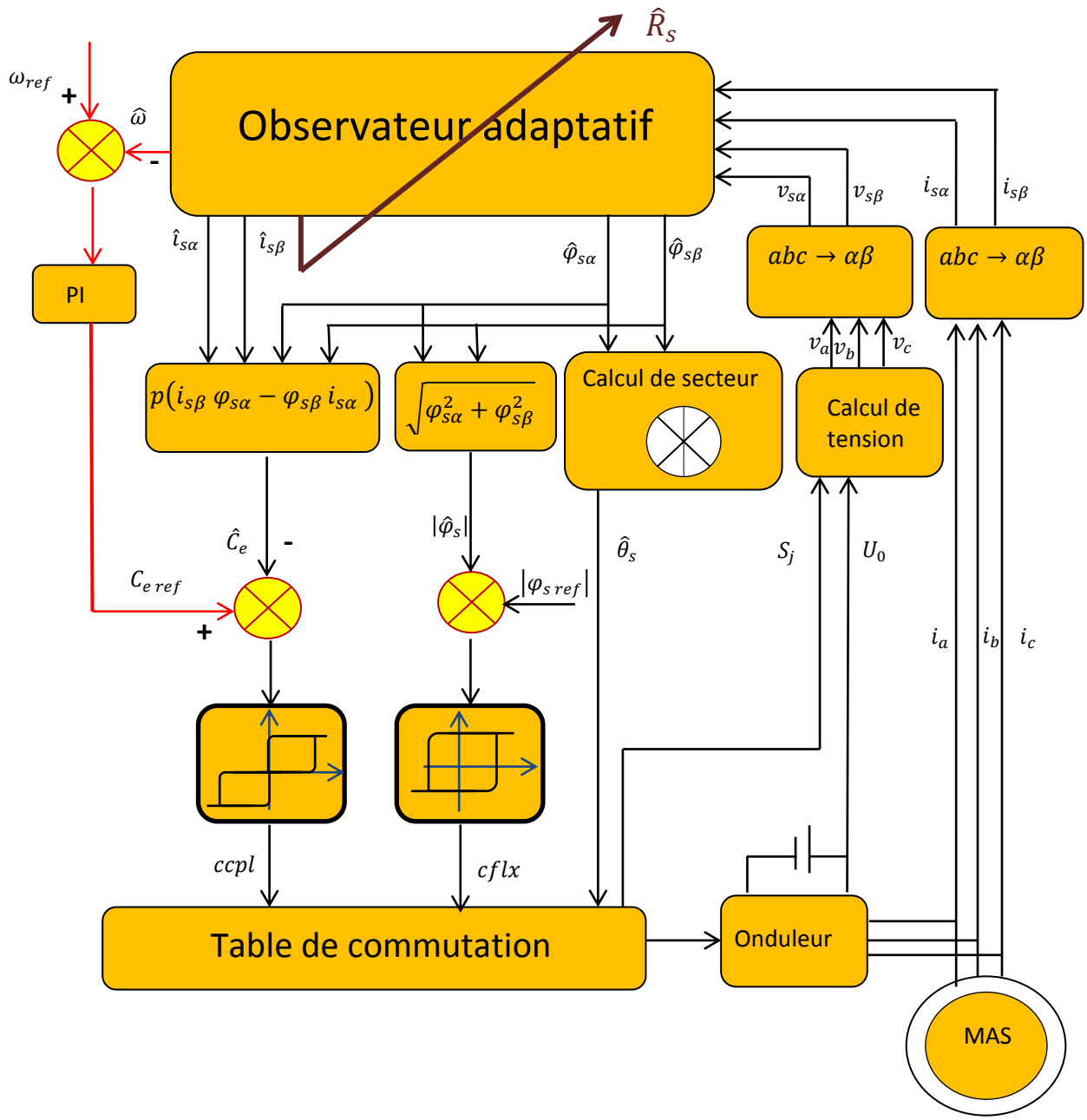


Fig3.6. Structure de la commande par DTC- observateur adaptatif de MAS sans capteur de vitesse avec estimation de la résistance statorique

3. 6 Résultats de simulation :

Le comportement de la structure de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif, appliquée à une machine de 3kW, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement MATLAB. Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de cette commande, on a simulé le système avec différent modes de fonctionnement.

3.6.1 Simulation de l'ensemble commande DTC et observateur adaptatif sans capteur de vitesse:

3.6.1.1 Test en charge nominale

La Fig.3.7 présente les résultats de simulation d'un démarrage à vide, suivi de l'application d'une charge nominale $C_r = C_{en} = 20Nm$ de la machine à l'instant t = 0.25s.

Les réponses de flux statorique réel, flux statorique estimé ainsi que l'erreur d'estimation sont présentées sur la Fig. 3.7 (a), les réponses de vitesse de rotation de la machine sur la Fig. 3.7 (b), la réponse de l'évolution du module de flux statorique estimé sur La Fig. 3.7 (c). Sur la Fig.3.7(d) on trouve la réponse du couple estimée et sur la Fig3.7(e) la réponse du courant statorique réel et estimé avec l'erreur d'estimation.

On examinant la réponse de flux (a) on constate que la valeur estimée et la valeur réelle dans la machine sont identiquement égales ,et égales à la valeur de référence (1Wb), et l'erreur d'estimation tend vers zéro, ce que donnent un couple plus stable, et la même constatation pour la vitesse réelle et la vitesse estimée, qui ont des réponses sans dépassement et l'erreur d'estimation va converger vers zéro (b).

Sur la Fig.3.7 (c) est présenté l'évolution du module de flux statorique, la réponse a l'allure d'un cercle indiquant la valeur de son module ainsi que celles de ces composantes. La Fig.3.7 (d) montre que le couple suit la variation de la charge, et la Fig.3.7 (e)montre que le courant estimé se déplace selon sa valeur réelle et l'erreur pratiquement converge vers zéro.

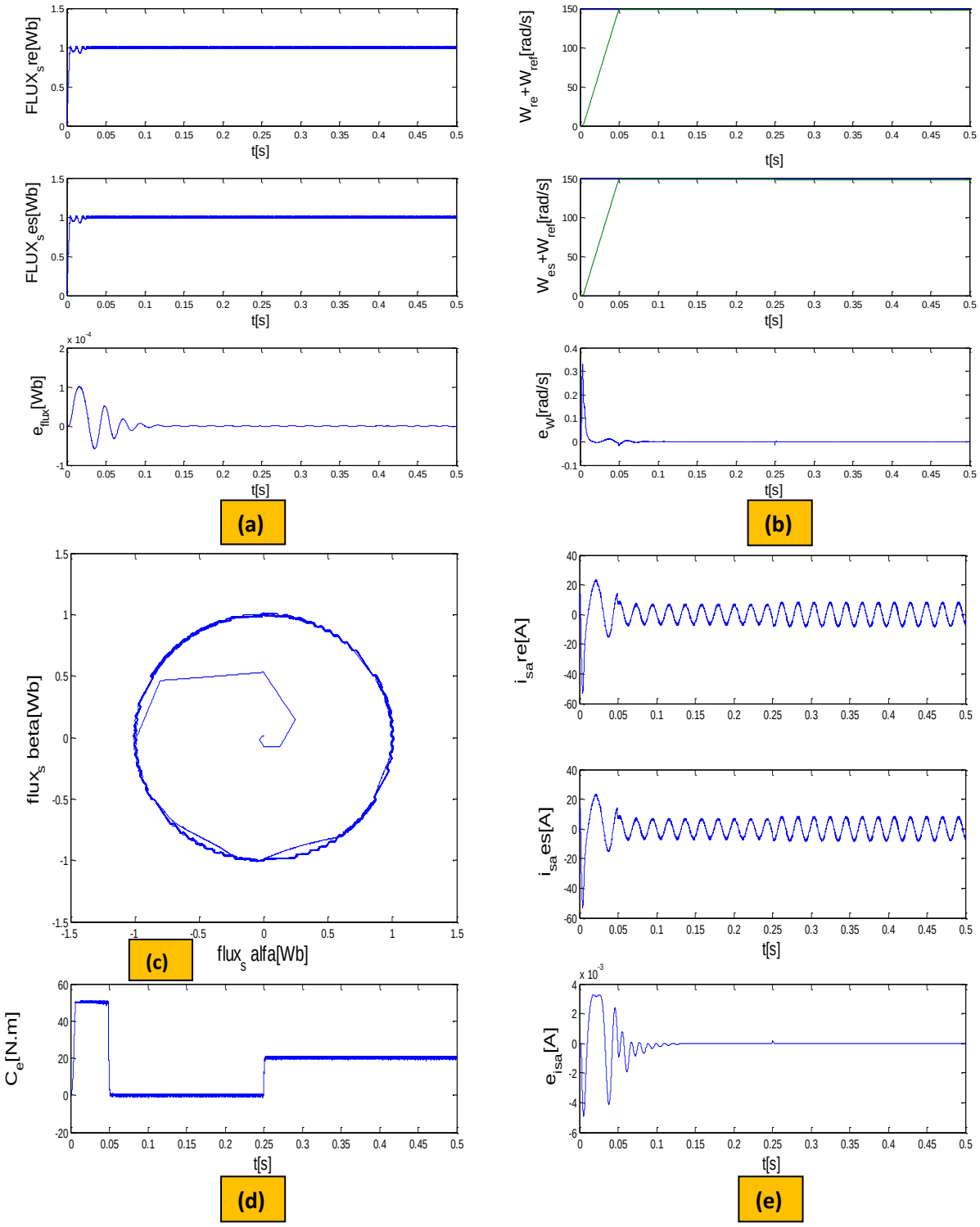
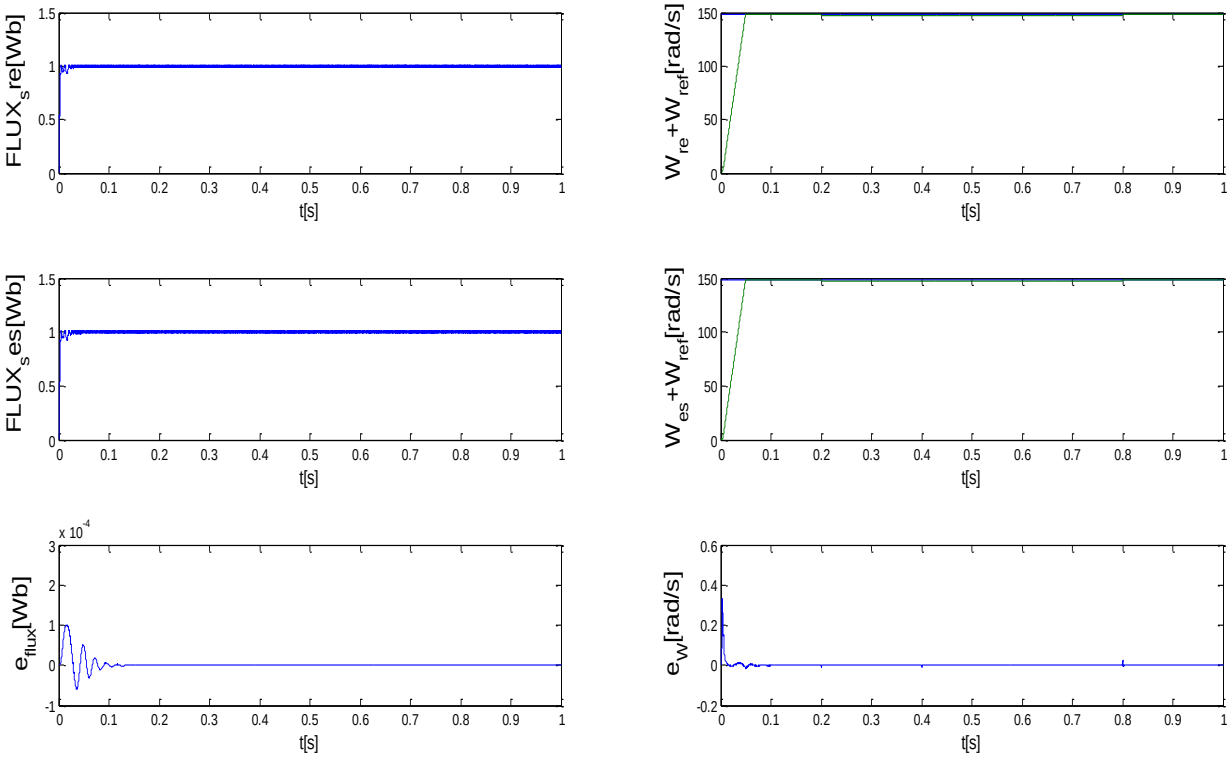


Fig. 3.7 Résultats de simulation avec un démarrage à vide et une application de charge nominale de 25 Nm à l'instant t = 0.25s

3.6.1.2 Test en charge variable

Les résultats de simulation pour des charges différentes, de 25 Nm, puis une surcharge de 40 Nm et finalement une faible charge de 5 Nm, respectivement aux instants 0.2s, 0.4s et 0.8s sont illustrés à la Fig. 3.8.

L'analyse des réponses pour des différentes charges est rassurante plus encore, on constate l'erreur d'estimation de flux pratiquement tend vers zéro (a), la vitesse reste insensible aux variations de la charge (b), de ce fait, la loi d'estimation de la vitesse est qualifiée d'une meilleur qualité et l'erreur d'estimation converge vers zéro, et le couple suit les variations de la charge (d) ainsi que celles des courants(e).



(a) (b)

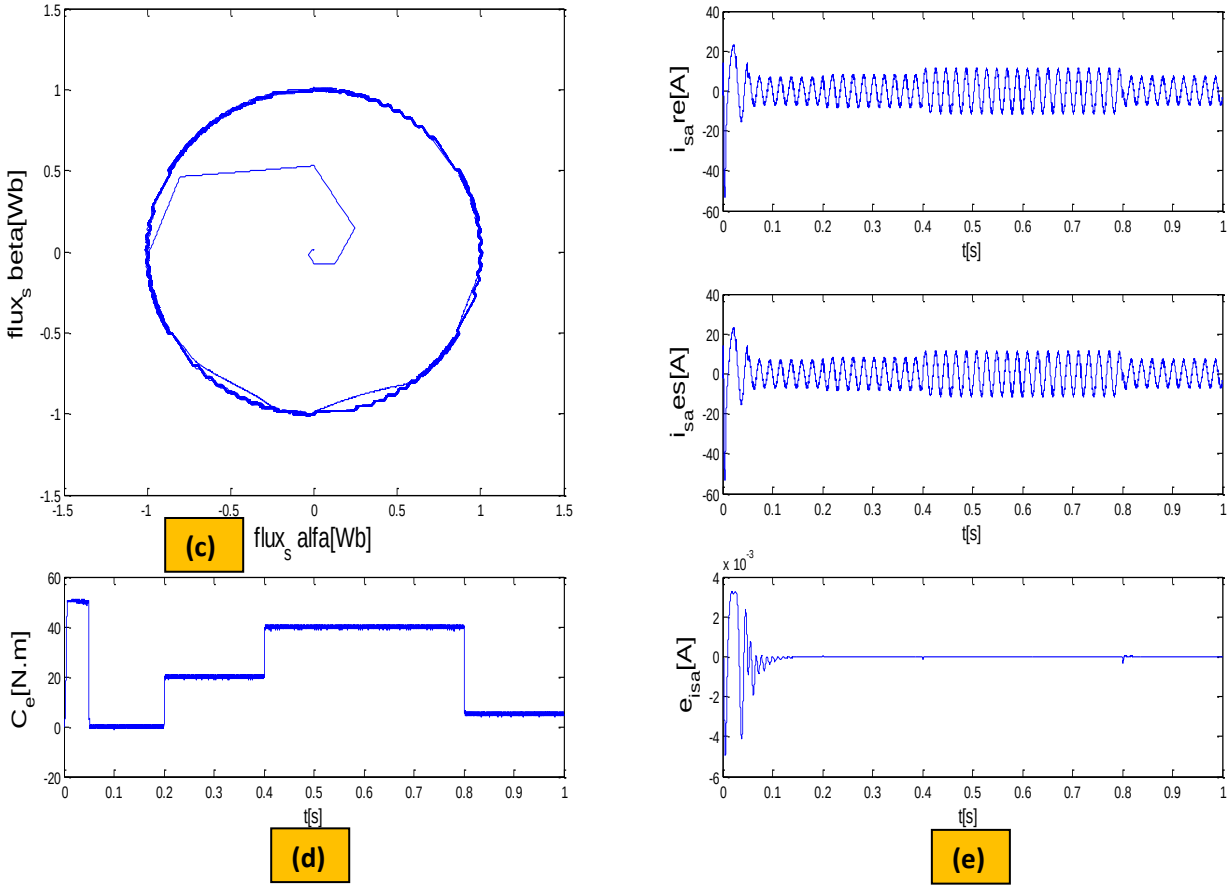


Fig. 3.8 : Résultats de simulation pour une charge de 20 Nm à t = 0.2s, 40 Nm à t = 0.4s et de 5 Nm à t = 0.8s

3.6.1.3 Test avec inversion de sens de rotation

Parmi les tests les plus sévères pour l'évaluation de la robustesse des systèmes d'entrainement à vitesses variables, l'inversion de sens de rotation de la machine. Dans ce test, après un démarrage normal on inverse le sens de la vitesse à l'instant t = 0.2s en appliquant un changement de consigne de vitesse de $(+157\ rad/s)$ à $(-\ 157\ rad/s)$, puis à l'instant t = 0.5s on applique un autre changement de $(-\ 157\ rad/s)$ à $(+157\ rad/s)$.

On constate que la vitesse estimée suit les variations de la vitesse réelle et pratiquement l'erreur d'estimation est nulle Fig. 3.9 (b), et par conséquent la loi d'estimation de vitesse peut être qualifiée de robuste vis-à-vis les variations importantes de la vitesse. Le flux estimé et le flux réel ainsi que l'erreur d'estimation sont affectés d'une légère variation aux instants sévères de fonctionnement Fig. 3.9 (a),c'est la mémé variation apparait pour l'erreur d'estimation de courant Fig. 3.9 (e). La réponse de couple est illustrée en Fig. 3.9 (d)

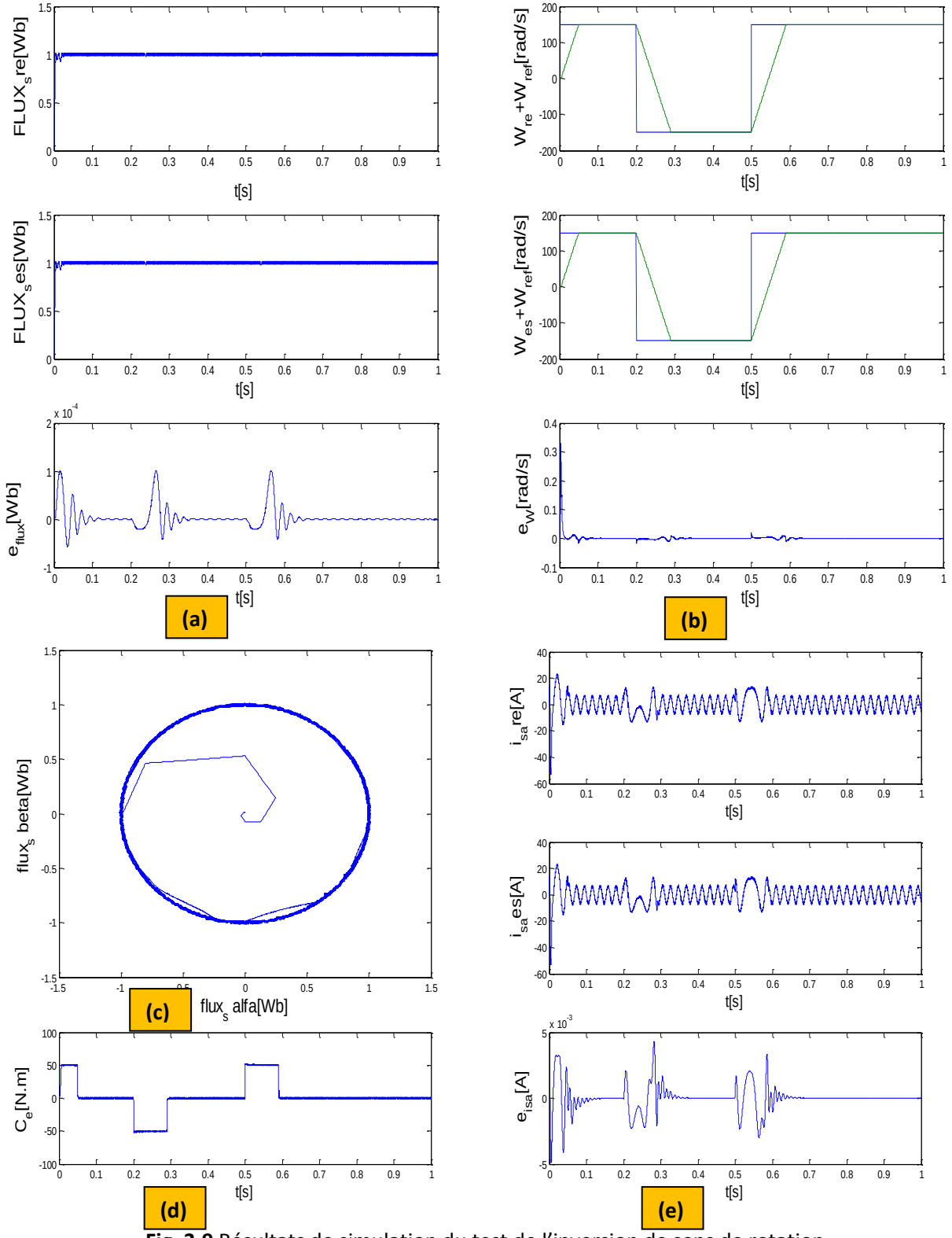


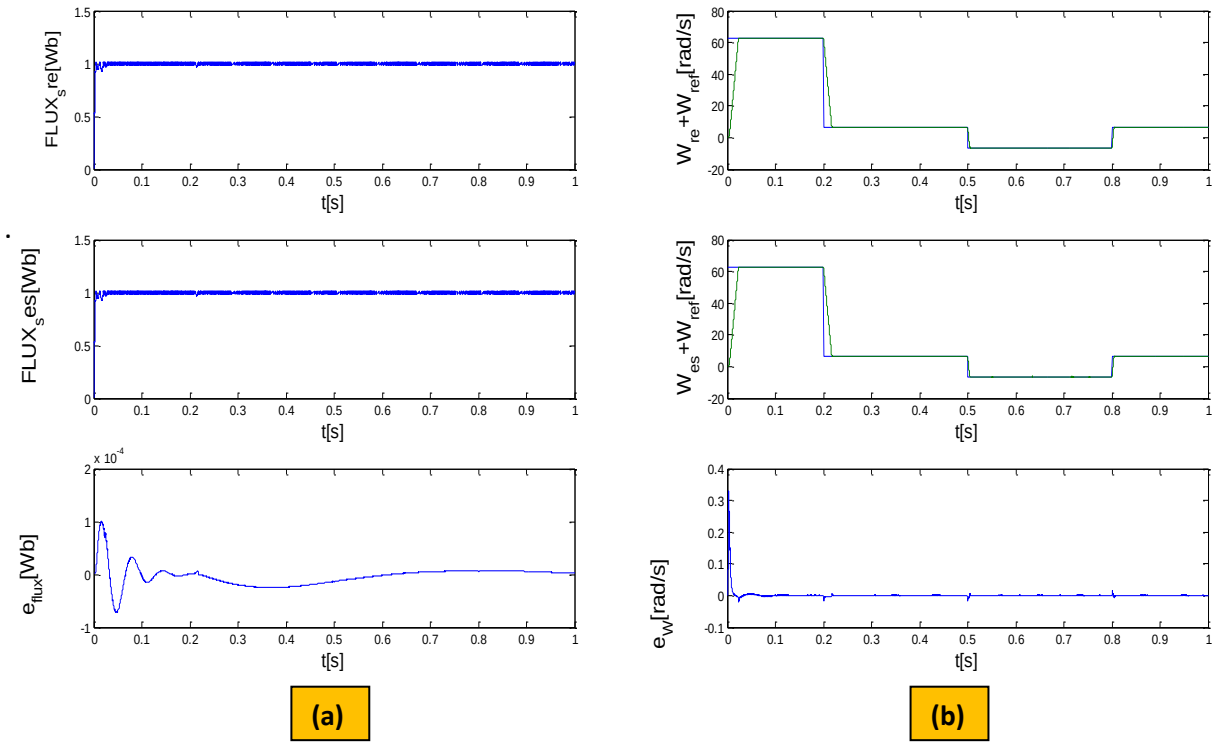
Fig. 3.9 Résultats de simulation du test de l'inversion de sens de rotation

3.6.1.4 Test à moyenne et faible vitesse

Le test à moyenne et faible vitesse est l'un des tests importants pour la validation de l'estimation de la vitesse par l'observateur adaptatif, pour cet objectif on a effectué des simulations à faibles vitesses, en appliquant une variation de $(62.83rad/s)$ à $(6.28rad/s)$ à l'instant 0.2s et une autre variation de$(6.28\,rad/s)$ à $(-6.28\,rad/s)$à l'instant 0.5s.et la dernière variation de $(-6.28\,rad/s)$ à$(6.28\,rad/s)$ à l'instant 0.8s.

Les résultats de simulation illustrés à Fig.3.10 montrent que le flux est estimé convenablement et l'erreur d'estimation affectée d'une légère variation (a), la vitesse estimée suit sa consigne toujours d'une façon acceptable (b).

La trajectoire d'évolution du module de flux est présentée en (c), et dans (d) figure la réponse du couple. Et (e) le courant suit la variation de vitesse, et clairement influé en fréquence (va diminuer).



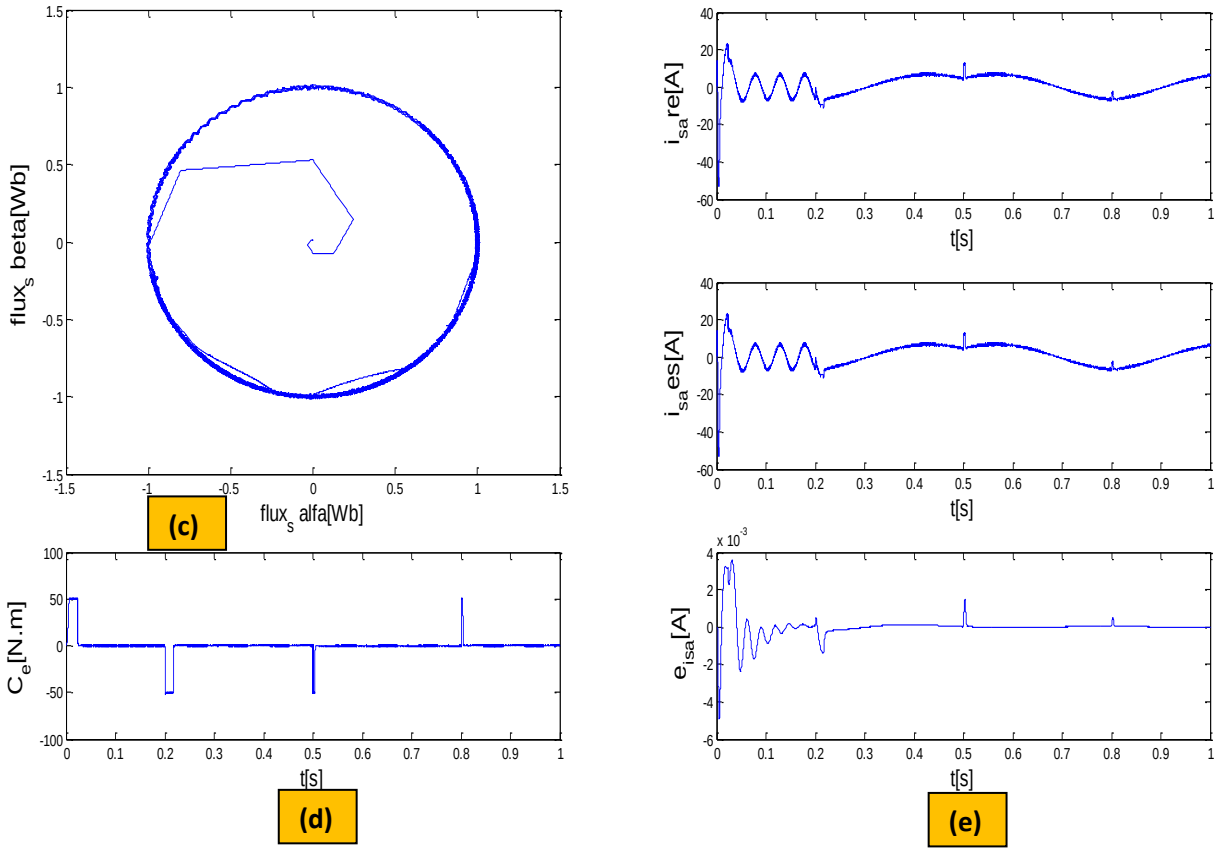


Fig. 3.10 Résultats de simulation du test de l'inversion de sens de rotation

3.6.1.5 Test de variation de la résistance statorique

Les variations paramétriques ont un effet gênant dans la plus part des lois de commande, pour étudier l'effet de la variation de la résistance statorique sur les performances de l'observateur adaptatif on a effectué la simulation du système avec une variation de la résistance statorique à l'instant t = 0.25s en doublant sa valeur d'une manière linéaire.

Les résultats de simulation sont illustrés à la 3.11, on constate que le flux statorique réel est affecté par l'effet de la variation de la résistance statorique et cette variation est due aux courants statoriques (à cause du terme résistif qui est apparu dans les équations des courants statoriques), et le flux estimé suit la référence propose (1wb) , signifie que l'observateur corrige bien le flux statorique (a).Lors de variation de la résistance estimé, la vitesse présente des ondulations autour de sa référence ce que un inconvénient ; c'est pour ça on va aborder dans la prochaine partie qui concerne l'estimation de la résistance statorique, Le couple il a des ondulations à cause des courants statoriques.

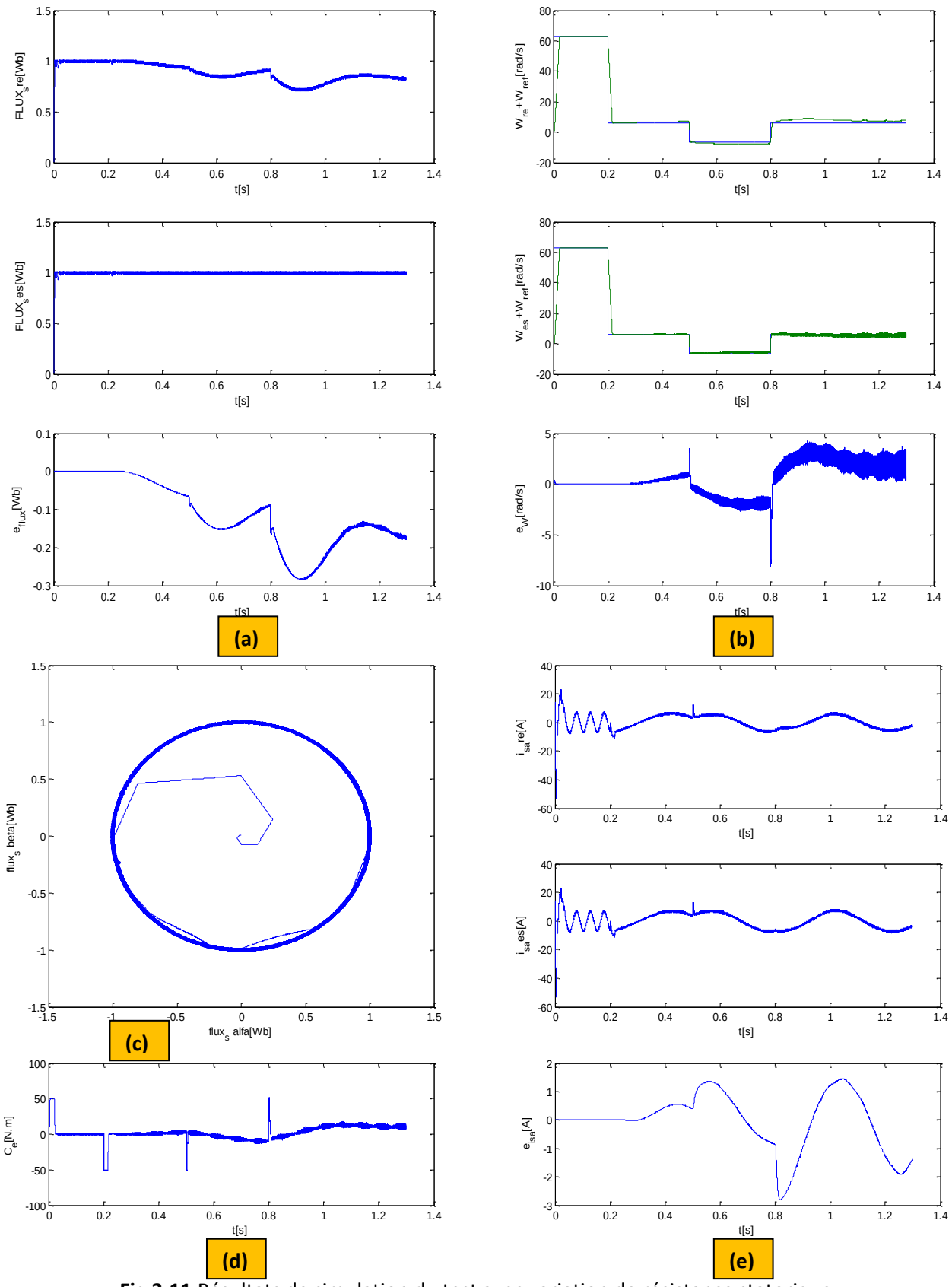


Fig.3.11.Résultats de simulation du test avec variation de résistance statorique

3.6.2 Simulation de l'ensemble commande DTC et observateur adaptatif sans capteur de vitesse avec estimation et adaptation de la résistance statorique :

3.6.2.1 Test en charge nominale

La Fig3.12présentes les résultats de simulation d'un démarrage à vide, suivi de l'application d'une charge nominale $C_r = C_{en} = 20\ Nm$ de la machine à l'instant t =0.25s

Les réponses de flux statorique réel, flux statorique estimé ainsi que l'erreur d'estimation de flux sont présentées sur la Fig3.12 (a), les réponses de vitesse de rotation réelle, la vitesse de rotation estimée ainsi que l'erreur d'estimation de la vitesse sur la Fig. 3.12(b), la réponse de l'évolution du module de flux statorique estimé sur La Fig. 3.12 (c).

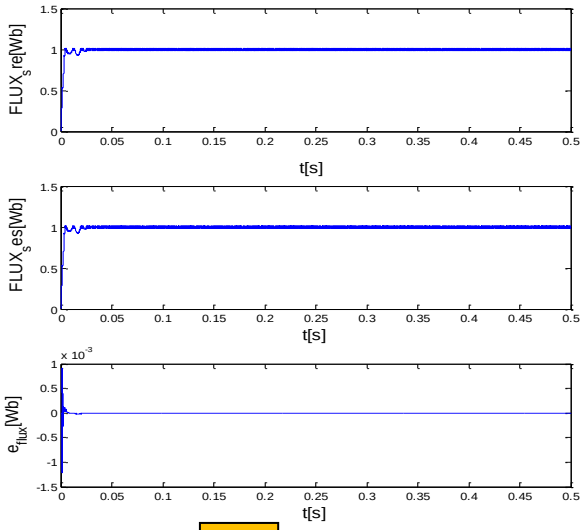
La Fig3.12 (d) présente la résistance statorique réelle et résistance estimé ainsi que l'erreur d'estimation de la résistance. Sur la Fig3.12 (e) on trouve la réponse de la tension et celle du couple estimé et sur la Fig3.12 (f) la réponse du courant statorique réel et estimé.

On examinant la réponse de flux (a) on constate que la valeur estimée et la valeur réelle dans la machine sont identiquement égales et égales à la valeur de référence (1Wb), et l'erreur d'estimation tend vers zéro, ce que donnent un couple plus stable, et la même constatation pour la vitesse réelle et la vitesse estimée, qui ont des réponses sans dépassement (b).

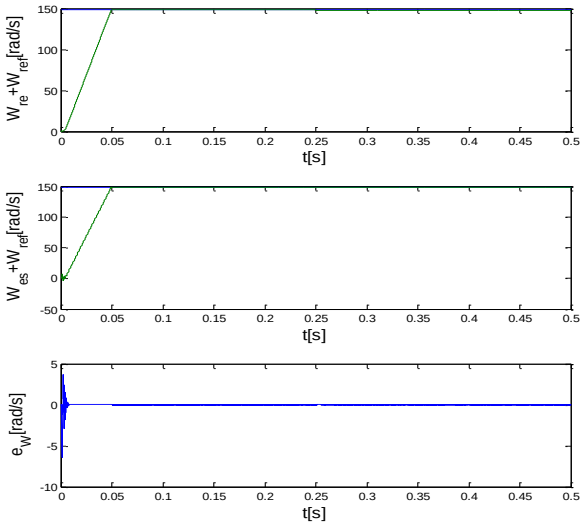
Sur la Fig3.12 (c) est présenté l'évolution du module de flux statorique, la réponse a l'allure d'un cercle indiquant la constance de son module ainsi que celles de ces composantes.

Sur la Fig3.12(d) on constate que la valeur de la résistance estimée au démarrage elle a des ondulations et après ce régime transitoire qui est très petit on remarque qu'elle va suivre la valeur de la résistance réelle et pour l'erreur d'estimation de la résistance va converger vers zéro.

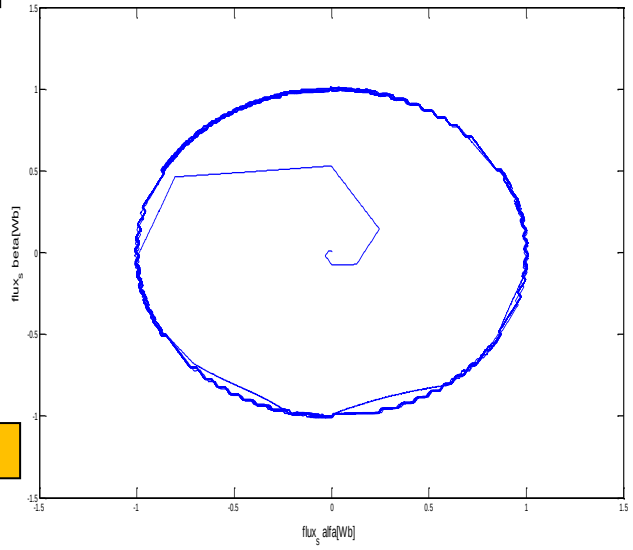
La Fig3.12 (e) montre que le couple suit la variation de la charge.


FLUX_s re[Wb]
t[s]
FLUX_s es[Wb]
t[s]
e_flux[Wb]
t[s]

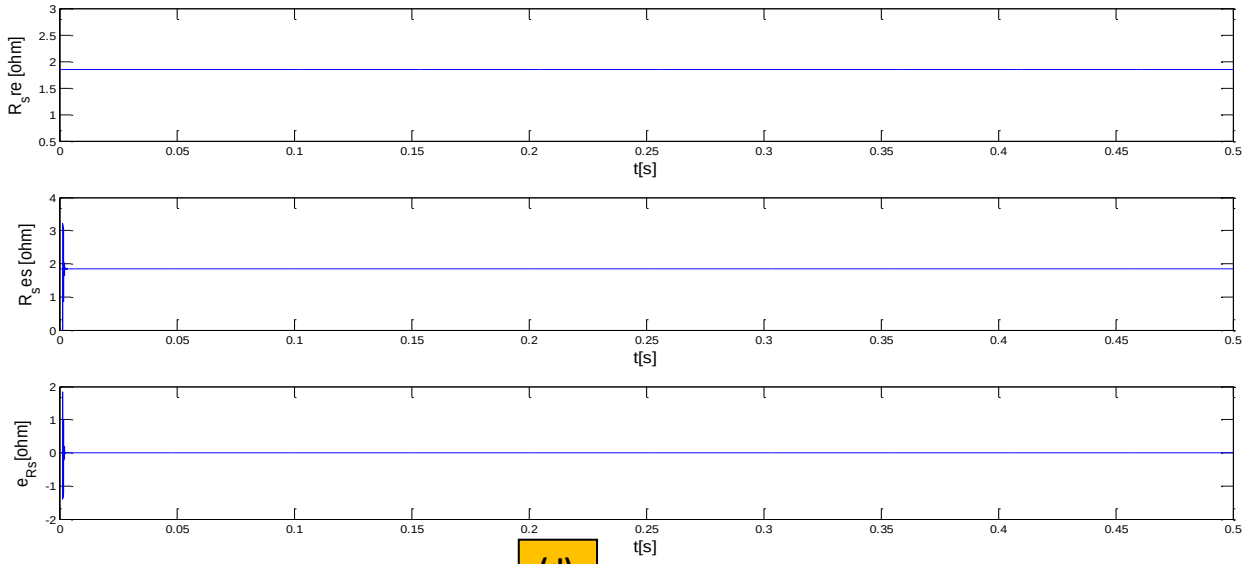
(a)


W_re+W_ref[rad/s]
t[s]
W_es+W_ref[rad/s]
t[s]
e_W[rad/s]
t[s]

(b)


flux_s beta[Wb]
flux_s alfa[Wb]

(c)


R_s re [ohm]
t[s]
R_s es [ohm]
t[s]
e_Rs[ohm]
t[s]

(d)

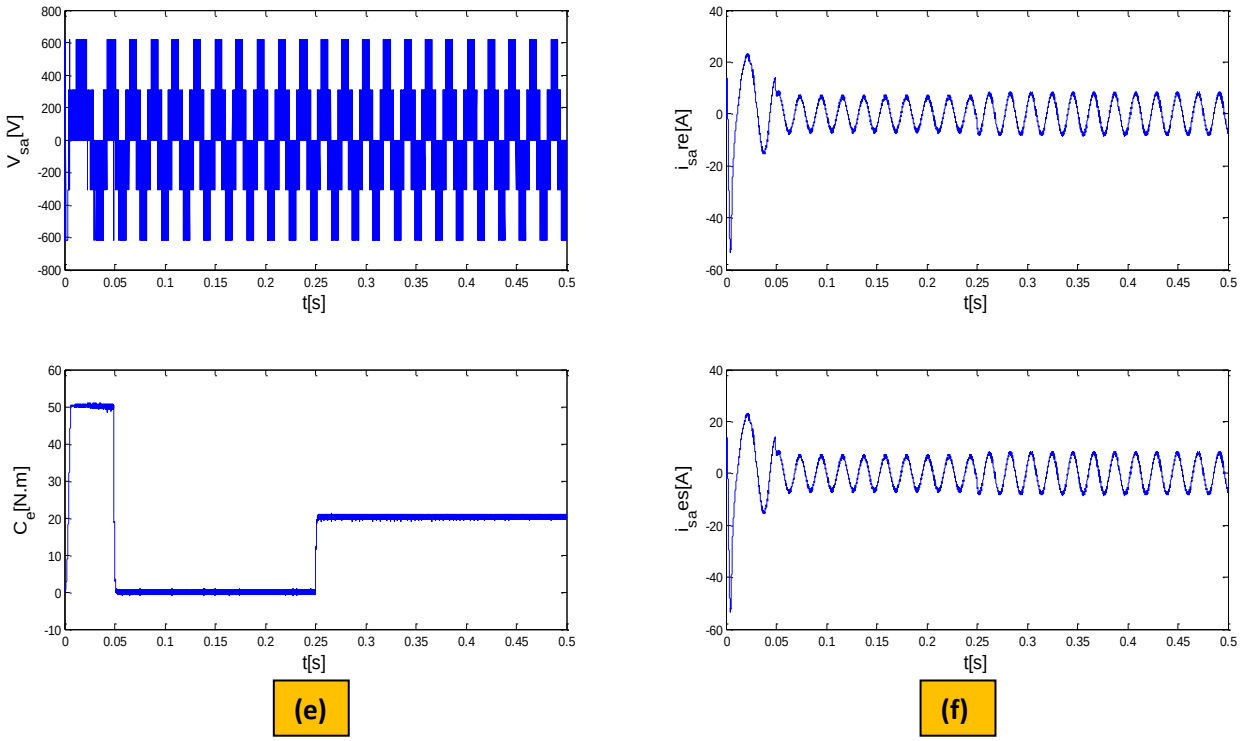
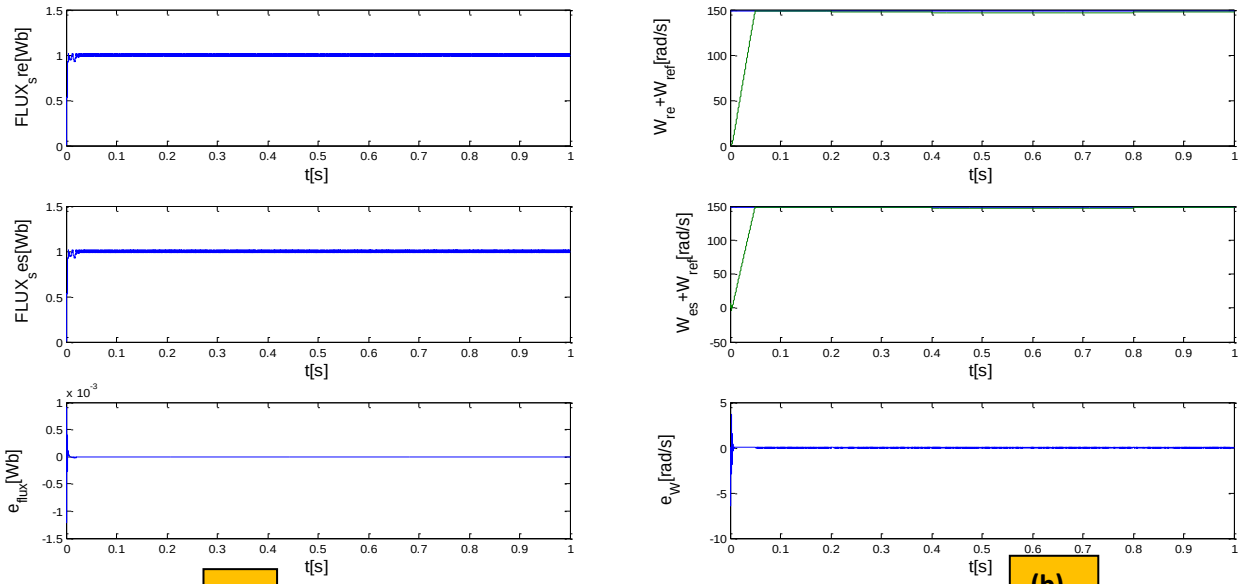


Fig3.12 Résultats de simulation avec un démarrage à vide et une application de charge nominale à l'instant t = 0.25s

3.6.2.2 Test en charge variable

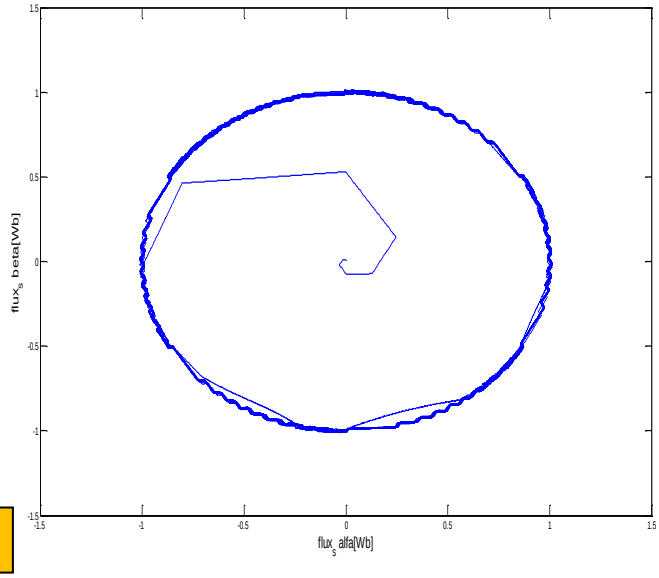
Les résultats de simulation pour des charges différentes, de$20\ Nm$, puis une surcharge de $40\ Nm$ et finalement une faible charge de$5\ Nm$, respectivement aux instants 0.2s, 0.4s et 0.8s sont illustrés à la Fig3.13. L'analyse des réponses pour des différentes charges est rassurante plus encore, on constate l'erreur d'estimation de flux pratiquement tend vers zéro (a), la vitesse réelle et estimé reste insensible aux variations de la charge et l'erreur de la vitesse tend vers zéro (b), de ce fait, la loi d'estimation de la vitesse est qualifiée d'excellente, la réponse de l'évolution du module de flux statorique estimé sur La Fig3.13 (c). Sur la Fig3.13(d) on constate que la valeur de la résistance estimée au démarrage elle a des ondulations ; et après ce régime transitoire qui est très petit ; on remarque qu'elle va suivre la valeur de la résistance réelle et pour l'erreur d'estimation de la résistance, elle va converger vers zéro, on peut dire que, la loi d'estimation de la résistance statorique est qualifiée d'une qualité meilleur. Le couple suit les variations de la charge (e) ; la réponse de la tension est présentée en (e) ainsi que celles des courants en (f).


FLUX_s re[Wb]
FLUX_s es[Wb]
e_flux[Wb]
x 10^-3
t[s]

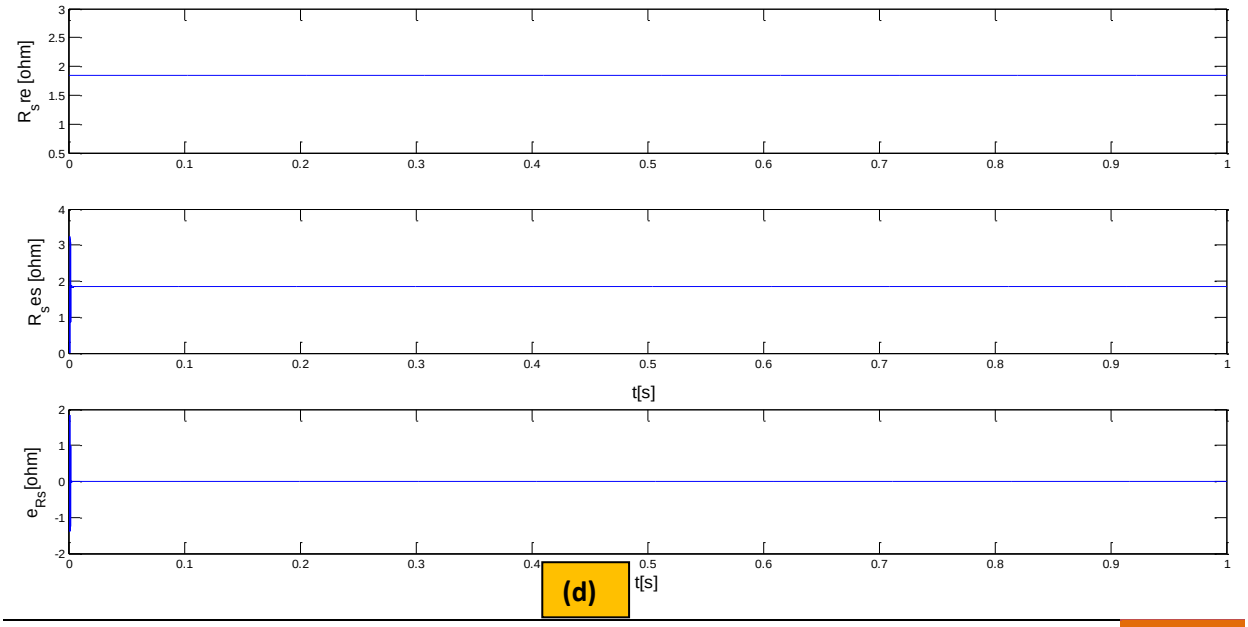
(a)

W_re+W_ref[rad/s]
W_es+W_ref[rad/s]
e_W[rad/s]
t[s]

(b)


flux_s beta[Wb]
flux_s alfa[Wb]

(c)


R_s re [ohm]
R_s es [ohm]
e_Rs[ohm]
t[s]

(d)

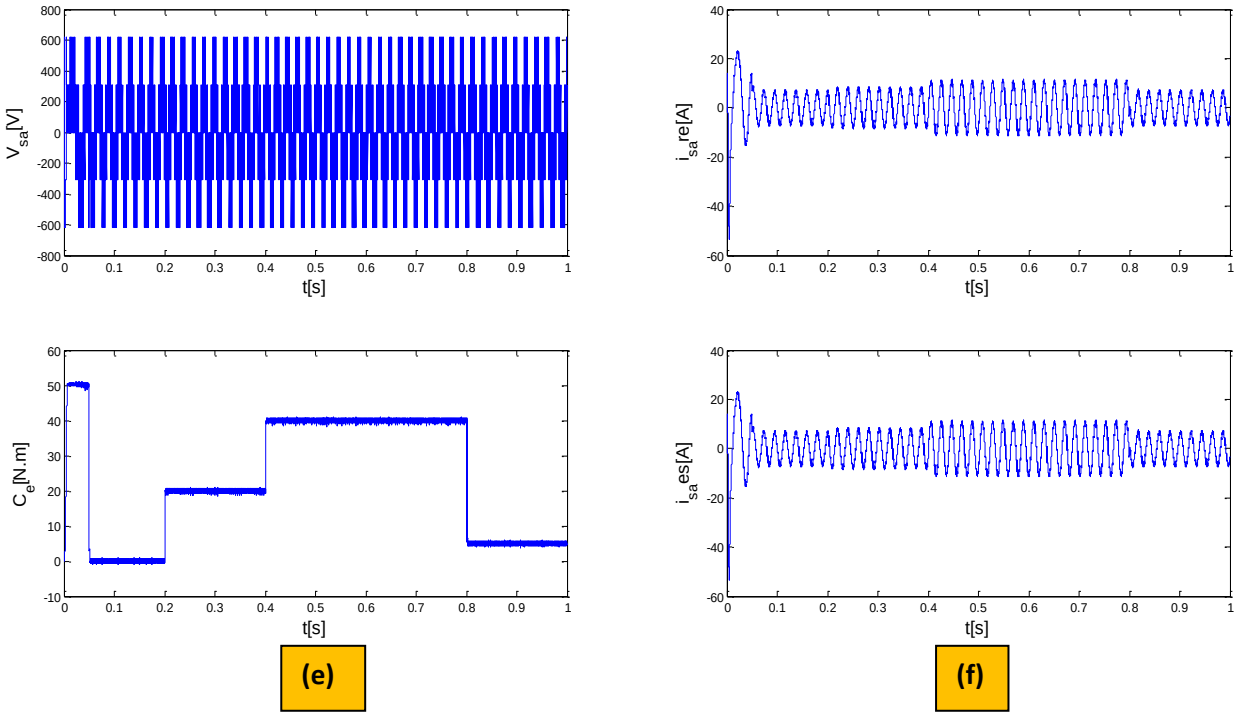


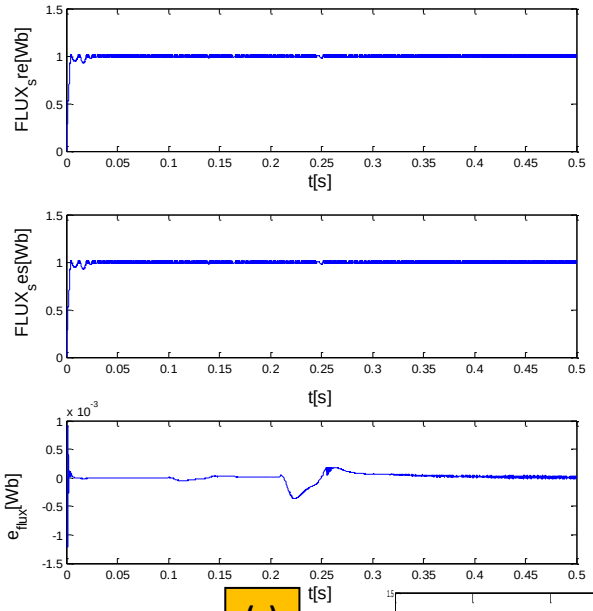
Fig. 3.13 Résultats de simulation pour une charge de 20 Nm à t = 0.2s, 40 Nm à t = 0.4s et de 5 Nm à t = 0.8s.

3.6.2.3 Test avec inversion de sens de rotation

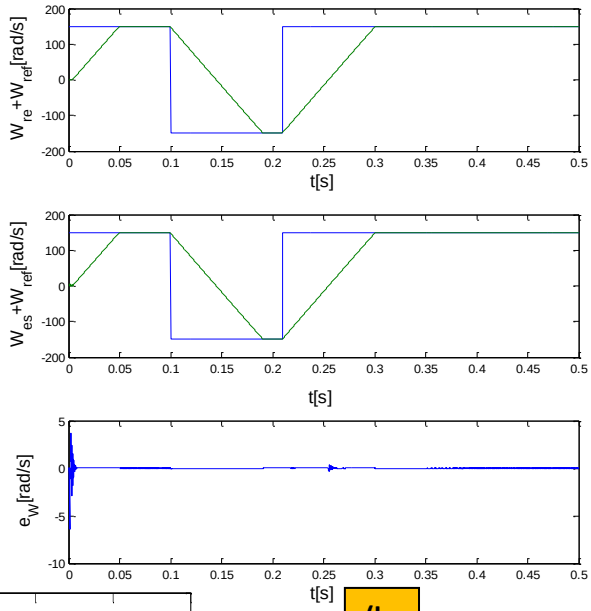
Parmi les tests les plus sévères pour l'évaluation de la robustesse des systèmes d'entrainement à vitesses variables, l'inversion de sens de rotation de la machine. Dans ce test, après un démarrage normal on inverse le sens de la vitesse à l'instant t=0.1s en appliquant un changement de consigne de vitesse de$(+157\ rad/s)$à $(-\ 157\ rad/s)$, puis à l'instant t = 0.23s on applique un autre changement de$(-\ 157\ rad/s)$ à $(+157\ rad/s)$.

On constate que la vitesse estimée suit les variations de la vitesse réelle et pratiquement l'erreur d'estimation est nulle Fig.3.14 (b), et par conséquent la loi d'estimation de vitesse peut être qualifiée de robuste vis-à-vis les variations importantes de la vitesse. Le flux estimé et le flux réel ainsi que l'erreur d'estimation sont affectés d'une légère variation aux instants sévères de fonctionnement (de l'ordre de milli wéber)Fig. 3.14 (a).

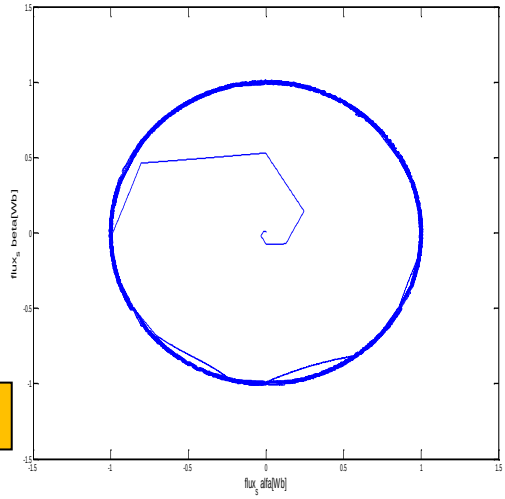
Sur la Fig3.14(d) on constate que la valeur de la résistance estimée, elle a des ondulations lorsque on a inversé la vitesse de$(-\ 157\ rad/s)$ à $(+157\ rad/s)$. La réponse de couple et celle de la tension statorique sont illustrées en Fig3.14(e)ainsi que celles des courants en (f).


FLUX_s_re[Wb]
t[s]
FLUX_s_es[Wb]
t[s]
e_flux[Wb]
x 10^-3
t[s]

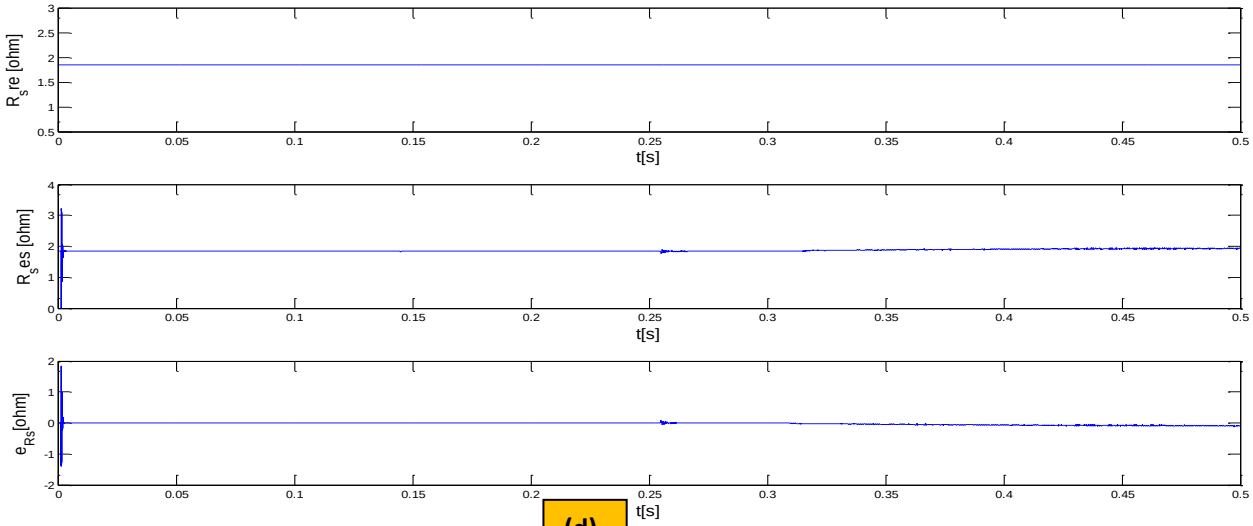
(a)


W_re +W_ref[rad/s]
t[s]
W_es +W_ref[rad/s]
t[s]
e_W[rad/s]
t[s]

(b


flux_s_beta[Wb]
flux_s_alfa[Wb]

(c)


R_s_re [ohm]
t[s]
R_s_es [ohm]
t[s]
e_Rs[ohm]
t[s]

(d)

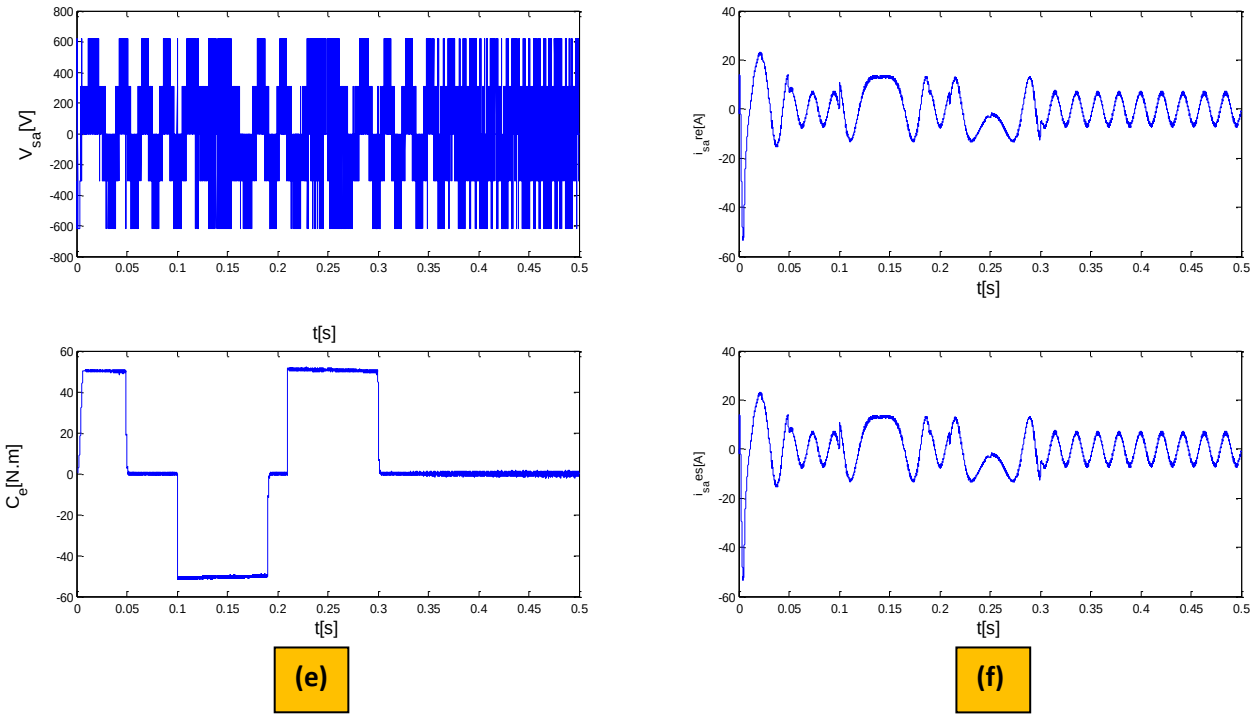
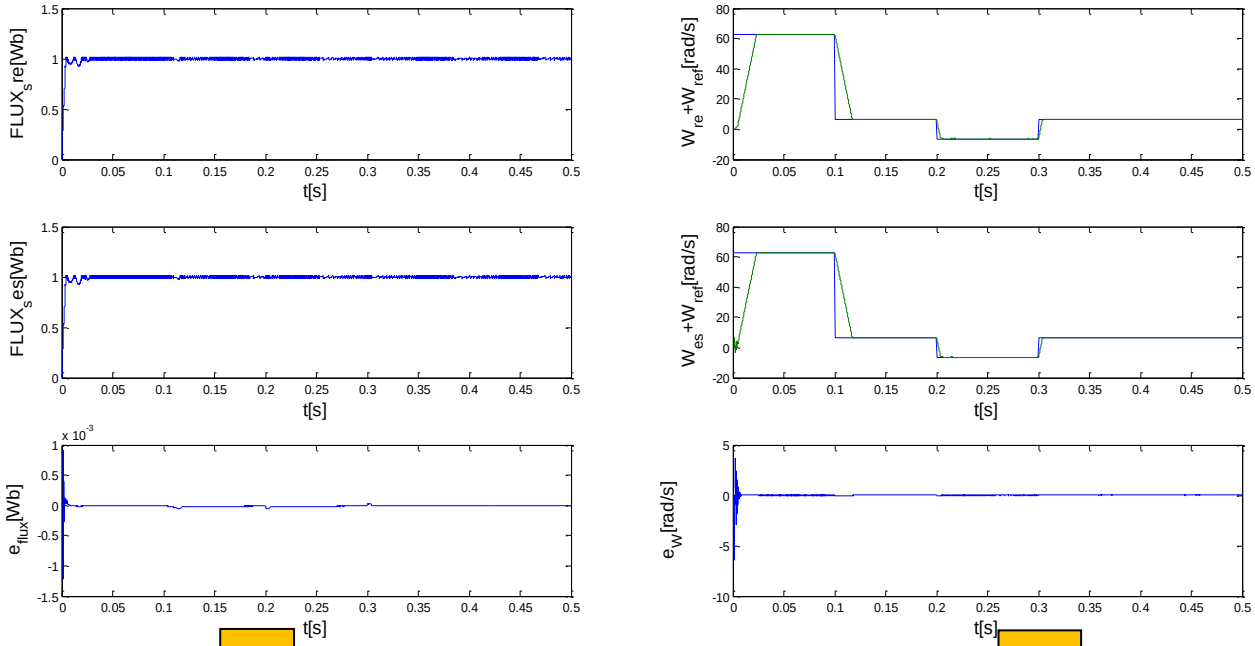


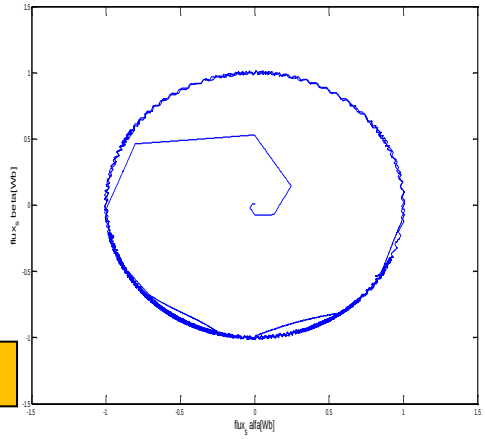
Fig. 3.14 Résultats de simulation du test de l'inversion de sens de rotation

3.6.2.4 Test à moyenne et faible vitesse :

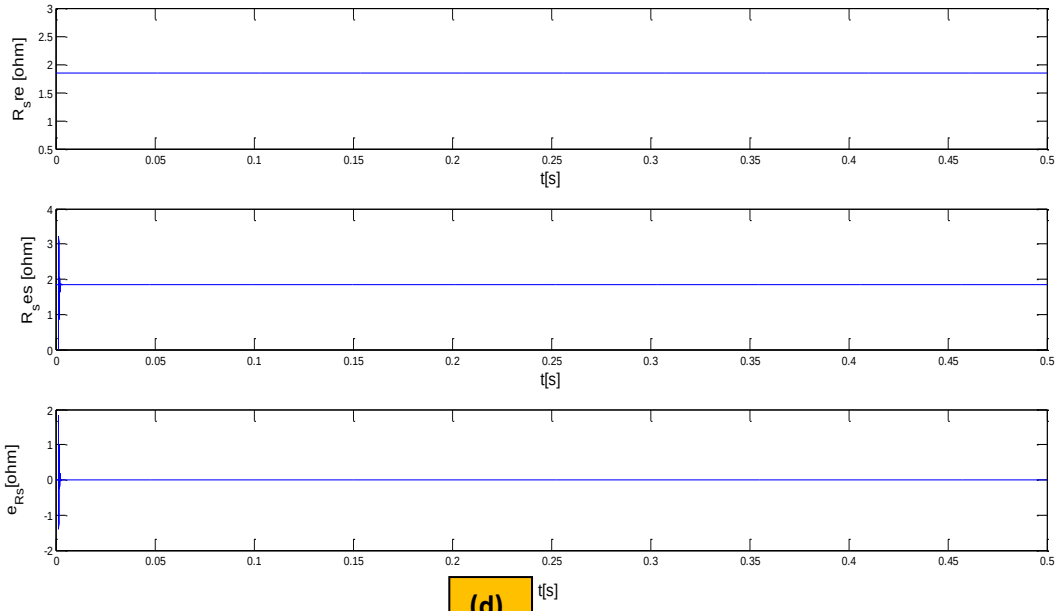
Le test à faibles vitesses est l'un des tests importants pour la validation de l'estimation de la vitesse par l'observateur adaptatif, pour cet objectif on a effectué des simulations à faible et moyenne vitesse, lors d'une variation de $(62.83\,rad/s)$ à $(6.28\,rad/s)$ à l'instant 0.1s et une autre variation de$(6.28\,rad/s)$ à $(-6.28\,rad/s)$à l'instant 0.2s.et la dernière variation de $(-6.28\,rad/s)$ à$(6.28\,rad/s)$ à l'instant 0.3s. Les résultats de simulation illustrés à Fig3.15 montrent que le flux est estimé convenablement et l'erreur d'estimation tend vers zéro (a), la variation de vitesse n'a pas infecté le flux estimé, et la vitesse estimée suit sa consigne toujours d'une façon précise (b). La trajectoire d'évolution du module de flux est présentée en (c) .la résistance estimée suit la valeur réelle et l'erreur d'estimation converge vers zéro en (d) et dans (e) figure les réponses de couple et celle de tension statorique.et (f) le courant suit la variation de vitesse, et clairement influé en fréquence (va diminuer).


FLUX$_s$re[Wb]
FLUX$_s$es[Wb]
e$_{flux}$[Wb]
x 10^{-3}
t[s]
W$_{re}$+W$_{ref}$[rad/s]
W$_{es}$+W$_{ref}$[rad/s]
e$_W$[rad/s]

(a) (b)



(c)


R$_s$re [ohm]
R$_s$es [ohm]
e$_{Rs}$[ohm]
t[s]

(d)

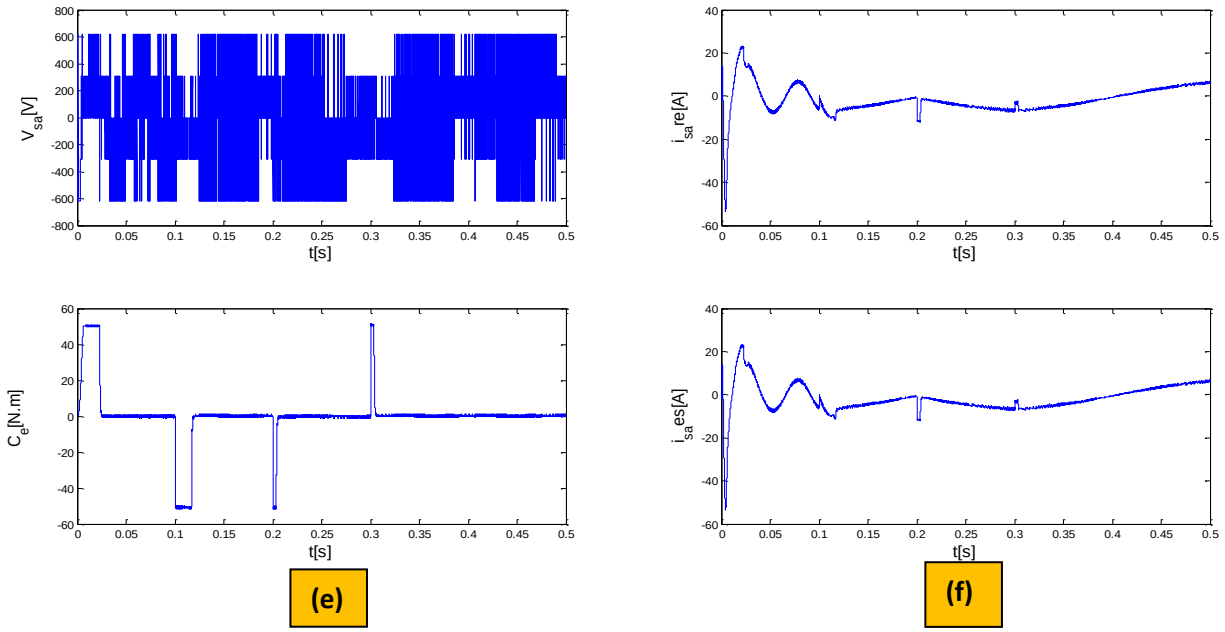
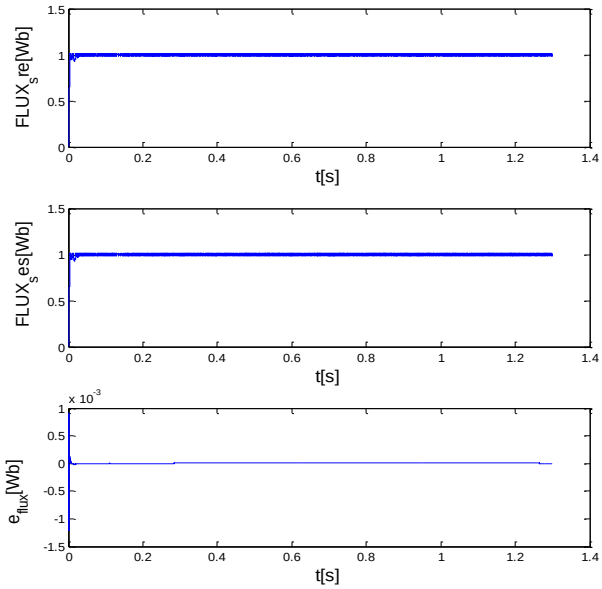


Fig. 3.15 Résultats de simulation du test moyenne et faible vitesse

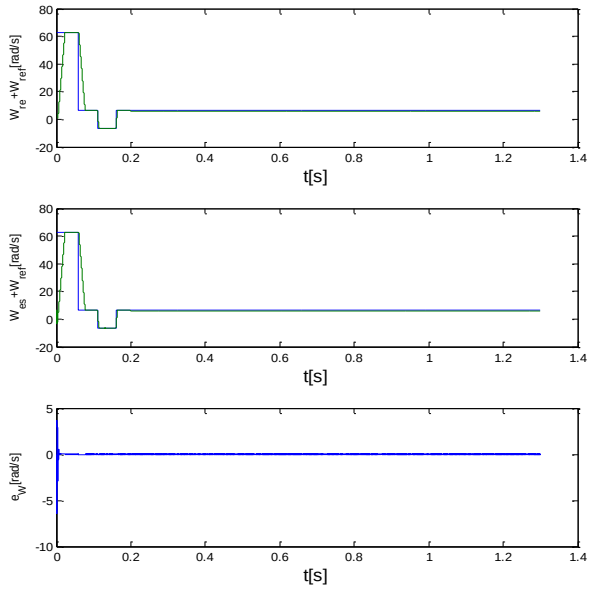
3.6.2.5 Test à moyenne et faible vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif :

Pour pouvoir conclure la robustesse de la commande à faible et a moyenne vitesse, on a effectué des simulations lors d'une variation de $(62.83\,rad/s)$ à $(6.28\,rad/s)$ à l'instant 0.06s et une autre variation de$(6.28\,rad/s)$ à $(-6.28\,rad/s)$à l'instant 0.11s.et la dernière variation de $(-6.28\,rad/s)$ à$(6.28\,rad/s)$ à l'instant 0.16s .et l'application de la charge $C_r = C_{en} = 20\ Nm$ sera à l'instant 0.2s,et finalement on a modifier la résistance statorique d'une manière linéaire dans un intervalle de temps de[0.25s ,1.25s] avec une variation de $R_s = 1.84$ en augmentant au double sa valeur à l'instant t = 1.25s.et cette variation dans la pratique due à l'échauffement de la machine.

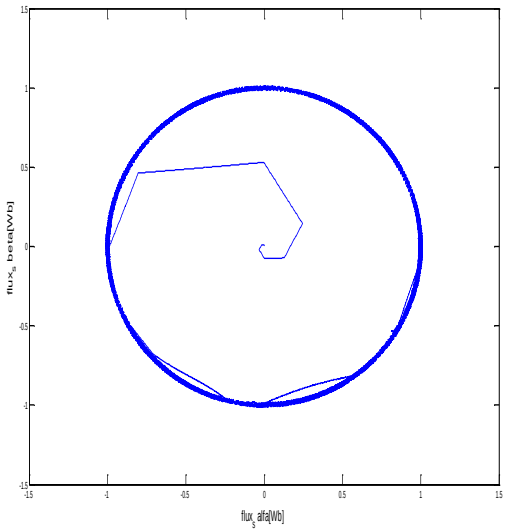
Les résultats de simulation sont illustrés à la Fig.3.16, on constate que le flux statorique estimé suit l'évolution du flux réel statorique, avec une erreur tend vers zéro(a), signifie que l'observateur corrige bien le flux statorique. Le couple reste très près de la valeur de consigne(e).la vitesse estimée poursuit sa valeur de référence(b), et le résultat la plus importante lors de variation de la résistance statorique on remarque que la résistance estimée suit sa valeur de référence(d), et par conséquent l'erreur de la résistance va converger vers zéro.


FLUX_s re[Wb]
t[s]
FLUX_s es[Wb]
t[s]
e_flux[Wb]
x 10^-3
t[s]

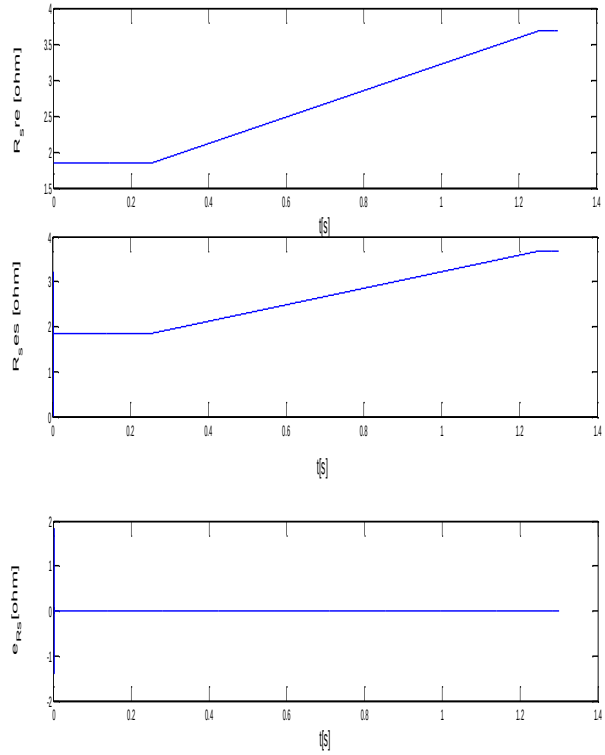
(a)


W_re+W_ref[rad/s]
t[s]
W_es+W_ref[rad/s]
t[s]
e_W[rad/s]
t[s]

(b)


flux_s beta[Wb]
flux_s alfa[Wb]

(c)


R_s re [ohm]
t[s]
R_s es [ohm]
t[s]
e_Rs[ohm]
t[s]

(d)

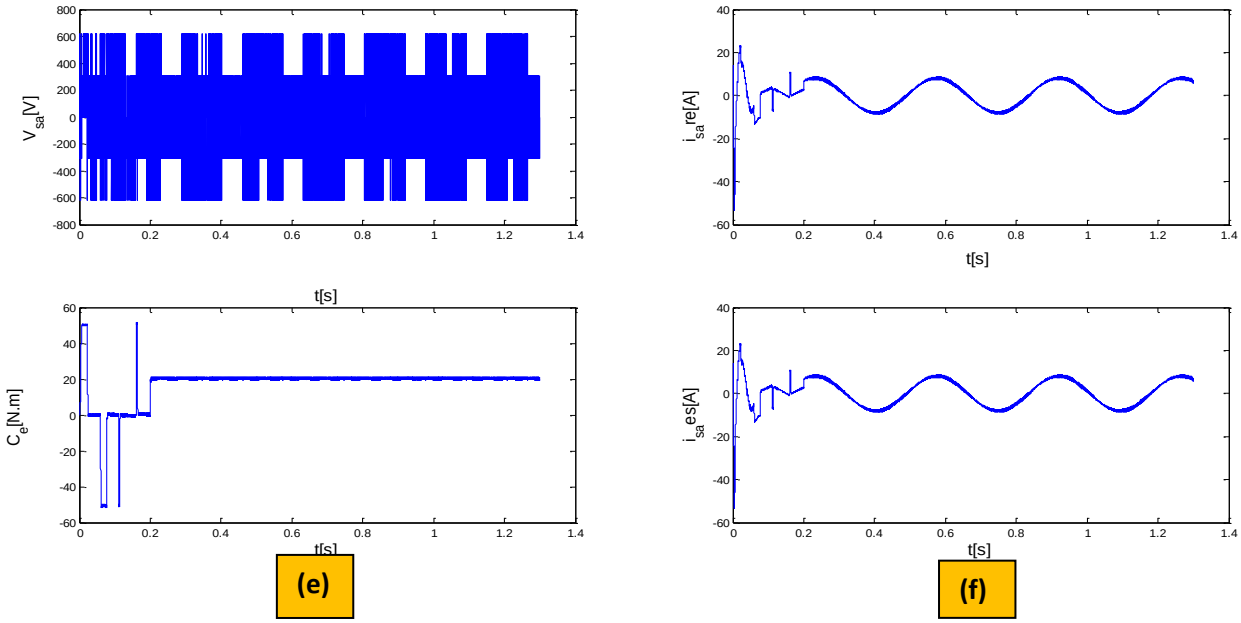


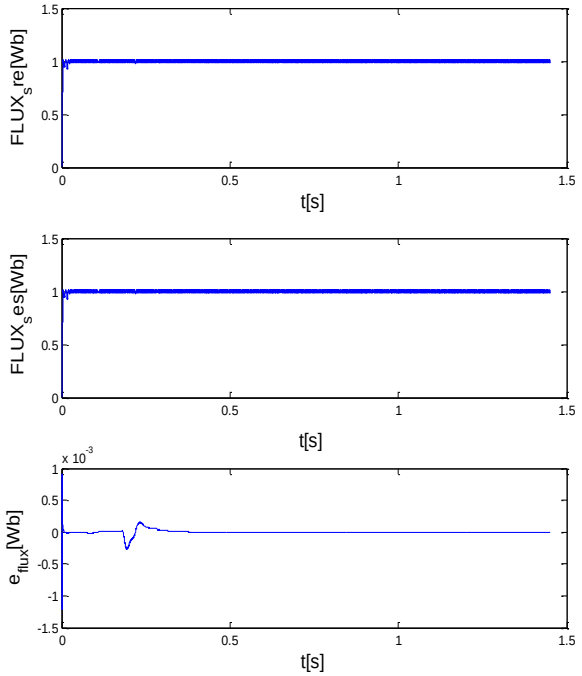
Fig. 3.16 Résultats de simulation du test moyenne et faible vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif

3.6.2.6 Test à forte vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif :

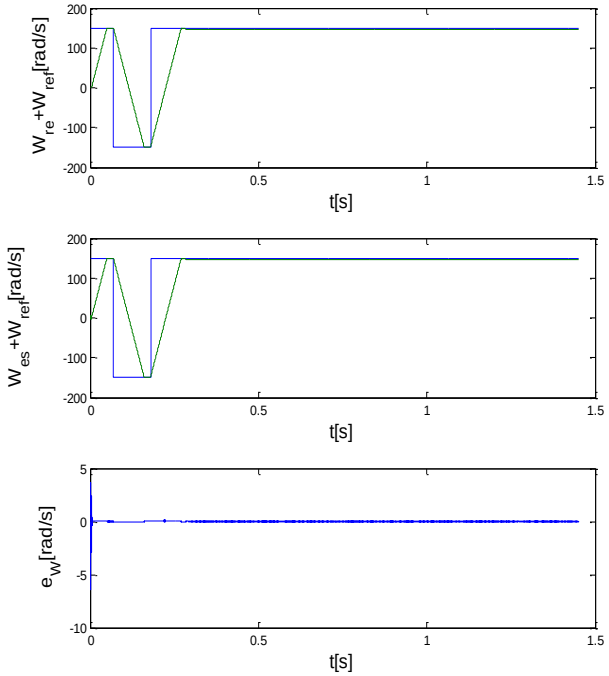
Les variations paramétriques ont un effet gênant dans la plus part des lois de commande, pour étudier l'effet de la variation de la résistance statorique sur les performances de l'observateur adaptatif on a effectué la simulation du système avec une variation de la résistance statorique en augmentant au double sa valeur comme le test précèdent. l'application de la charge nominale sera à l'instant t=0.3s, et l'inversion de la vitesse est $(+157\ rad/s)$à $(-157\ rad/s)$, puis un autre changement de $(-157\ rad/s)$ à $(+157\ rad/s)$.

Les résultats de simulation sont illustrés à la Fig.3.17, on constate que le flux statorique estimé suit l'évolution du flux réel ,l'effet de la variation de la résistance statorique n'affecte pas le module de flux , la résistance estimé suit la référence avec une erreur tend vers zéro, alors l'amélioration est fait dans le cas de variation de la résistance statorique ;ce que signifie que l'observateur est robuste avec la variation paramétrique .

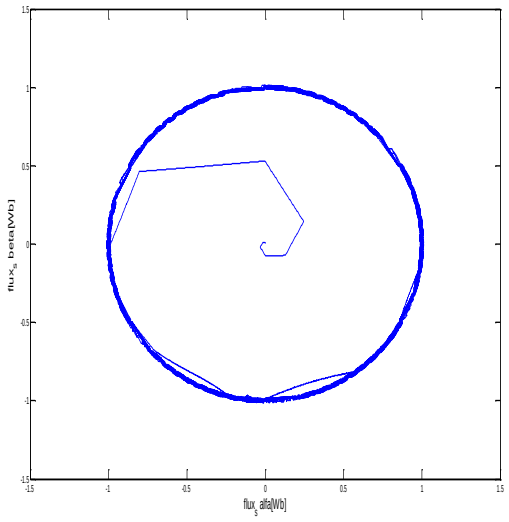
Le couple reste très près de la valeur de consigne.


FLUX_S re[Wb]
t[s]
FLUX_S es[Wb]
t[s]
x 10^-3
e_flux[Wb]
t[s]

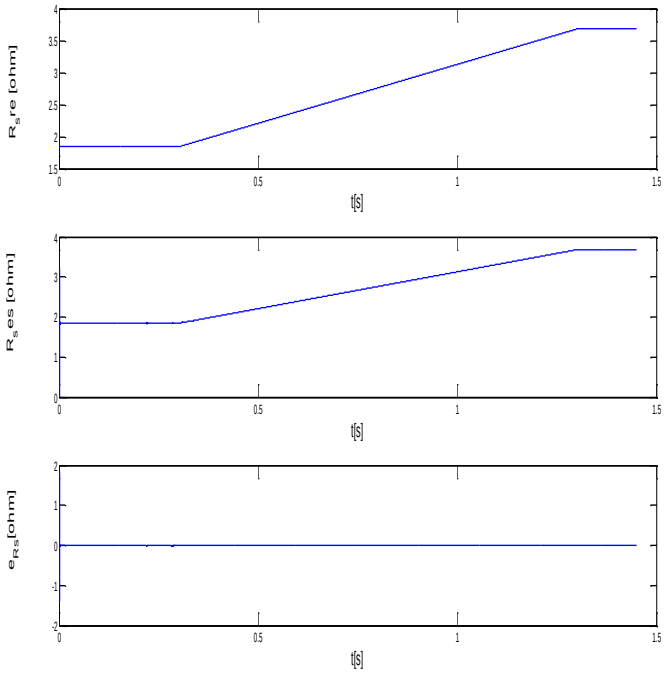
(a)


W_re+W_ref[rad/s]
t[s]
W_es +W_ref[rad/s]
t[s]
e_W[rad/s]
t[s]

(b)


flux_s beta[Wb]
flux_s alfa[Wb]

(c)


R_s re [ohm]
t[s]
R_s es [ohm]
t[s]
e_Rs[ohm]
t[s]

(d)

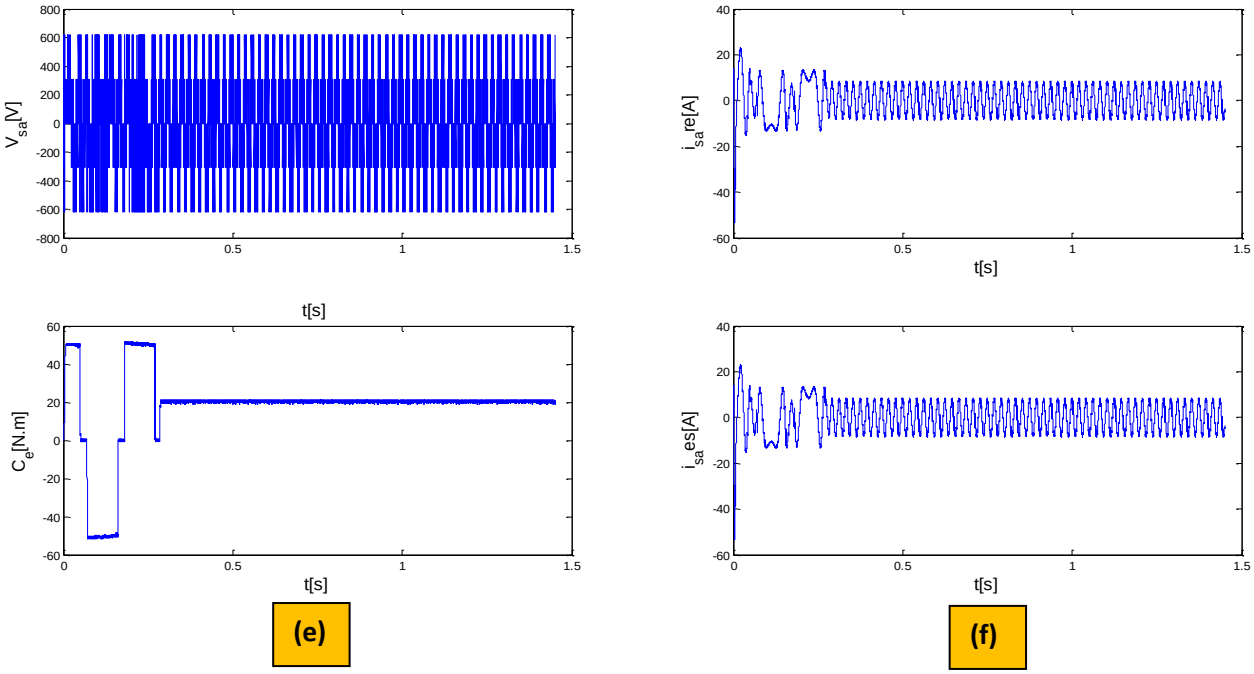


Fig. 3.17 Résultats de simulation du Test à forte vitesse avec la variation de la résistance statorique et application d'un couple résistif

3. 7 Conclusion :

Dans ce chapitre traitant l'étude de la commande par DTC de MAS associé à un observateur adaptatif pour l'estimation de la vitesse de rotation et la résistance statorique en temps réel, on a présenté à travers la synthèse d'un observateur adaptatif un algorithme d'estimation de flux de des courants de vitesse et estimation paramétrique de la résistance statorique de la MAS. Pour évaluer la robustesse de l'algorithme d'estimation on a effectué la simulation du système avec différents cas de perturbations pouvant affecter le fonctionnement du système.

Les résultats de simulation ont montré la capacité de l'observateur de compenser les variations paramétriques et sa robustesse pour des perturbations de différentes natures.

Les résultats de la mise à l'épreuve de l'algorithme d'estimation de flux et de vitesse des courants et même de résistance sont satisfaisants et l'observateur adaptatif associé à la commande par DTC de la MAS peut être jugé robuste vis-à-vis les variations paramétriques, et qualifie la MAS d'être stable et robuste.

Conclusion générale

Nous avons présenté dans cette thèse l'étude de la commande directe de couple de la MAS sans capteur de vitesse ; d'une manière progressive, allons à l'association d'un observateur adaptatif à la DTC de la MAS. Nous avons entamé notre étude par la modélisation de l'association MAS-Convertisseur Statique à MLI, puis une étude de la DTC de la MAS par la structure de base, et finalement nous avons étudié l'association d'un observateur adaptatif à la DTC de la machine pour l'estimation de vitesse et l'estimation de résistance statorique.

La DTC été présentée comme alternative aux commandes classiques caractérisées par leur sensibilité aux variations paramétriques, elle est caractérisée par une simple structure et un simple algorithme de calcul lié au modèle de la machine et qui ne peut dépendre que de la variation de la résistance statorique.

Dans cette commande dont l'alimentation de la machine est assurée par un onduleur de tension, la commande du convertisseur par MLI est éliminée par une table de commutation.

L'étude de cette commande montre que ces performances sont liées aux paramètres de réglage, le contrôle de flux et de couple se fait à l'aide des régulateurs à hystérésis, qui sont en partie à l'origine des ondulations du couple, et une nette amélioration s'apercevait par un réglage adéquat des bandes d'hystérésis et la période d'échantillonnage ; La simulation du système montre des résultats satisfaisants des performances statiques et dynamique, et l'influence de la résistance statorique.

La simulation du système avec une structure de commande comprenant un observateur adaptatif permettant d'estimer la vitesse de rotation et les composantes de flux statorique par un choix adéquat d'une fonction de LYAPUNOV, montre que le système est plus robuste et les performances statiques et dynamiques de cet observateur sont illustrées par des résultats de simulation. A partir des erreurs d'observation, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi que la bonne poursuite des consignes de cet observateur .pour une meilleure estimation de vitesse et des flux et de résistance statorique, on remarque les bons résultats d'estimation des grandeurs de commande à travers les erreurs d'estimations.

Finalement nous recommandons la poursuite de la recherche sur ce thème en utilisant d'autres techniques et d'autres moyens comme les onduleurs multi niveaux pour objectif de réduire les fluctuations de couple et l'optimisation de la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur.

Annexe A : PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEES

Symboles	Description	Valeur	Unité
Puissance nominale	P_n	3000	w
Tension d'alimentation	V	220/380	V
Vitesse nominale	N	1415	tr/mn
Courant nominale	I_n	6.9	A
Résistance statorique	R_s	1.84	Ω
Résistance rotorique	R_r	1.84	Ω
Inductance cyclique statorique	L_s	0.17	H
Inductance cyclique rotorique	L_r	0.17	H
Inductance mutuelle	L_m	0.16	H
Nombre de paires de pôles	P	2	
Moment d'inertie	J	0.0154	$Kg.m^2$
Flux statorique nominale	φ_s	1	wb

Tableau (A.1) : Paramètres du moteur asynchrone.

Annexe B :

B.1 Régulateur de vitesse

B.1.1 Régulateur PI

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale PI sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle P assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent.

Les paramètres du régulateur PI sont définis à partir du schéma illustré dans la figure.B.1. La Fonction de transfert du régulateur PI de vitesse est donnée par:

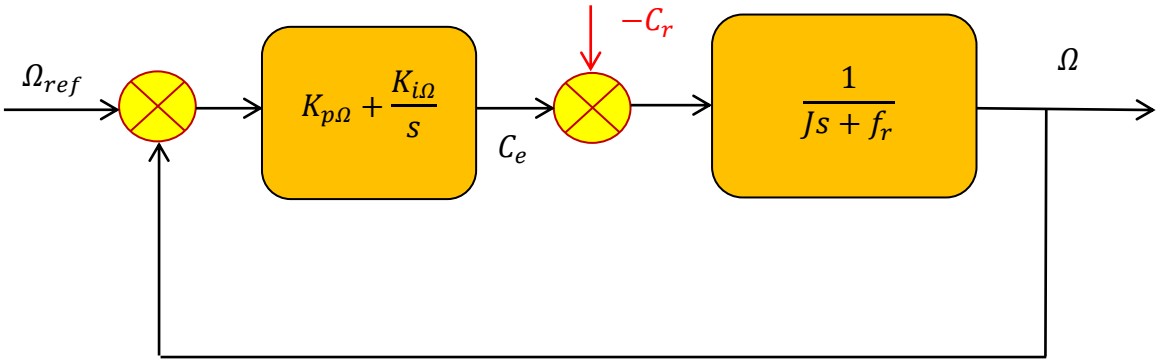


Fig.B.1. Boucle de régulation de vitesse.

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_r}(C_e - C_r) \qquad \text{B.1}$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrire alors :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v}\left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)(\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{Js + f_r}C_r \qquad \text{B.2}$$

$$\Omega + \frac{1}{Js + f_r}\left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)\Omega = \frac{1}{Js + f_r}\left(K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s}\right)\Omega_{ref} - \frac{1}{Js + f_r}C_r \qquad \text{B.3}$$

$$\Omega\left(\frac{Js^2+(K_{p\Omega}+f_r)s+K_{i\Omega}}{s(Js+f_r)}\right)=\frac{K_{p\Omega}s+K_{i\Omega}}{s(Js+f_r)}\Omega_{ref}-\frac{1}{Js+f_r}C_r \qquad \text{B.4}$$

$$\Omega=\frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s+1}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega}}\right)s^2+\frac{(K_{p\Omega}+f_r)}{K_{i\Omega}}s+1}\Omega_{ref}-\frac{s}{Js^2+(K_{p\Omega}+f_r)s+K_{i\Omega}}C_r \qquad \text{B.5}$$

En considérant le couple de charge comme perturbation (C_r= 0), la relation (B. 5) devient:

$$\Omega=\frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s+1}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega}}\right)s^2+\frac{(K_{p\Omega}+f_r)}{K_{i\Omega}}s+1}\Omega_{ref} \qquad \text{B.6}$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équations (B. 6) à la forme canonique:

$$G(S)=\frac{1}{\frac{1}{{\omega_n}^2}s^2+\frac{2\varepsilon}{\omega_n}s+1} \qquad \text{B.7}$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\begin{cases}\left(\frac{J}{K_{i\Omega}}\right)=\frac{1}{{\omega_n}^2}\\ \frac{(K_{p\Omega}+f_r)}{K_{i\Omega}}=\frac{2\varepsilon}{\omega_n}\end{cases} \qquad \text{B.8}$$

Pour un coefficient d'amortissement ε de 0.7, nous avons $t_{rep1(5\%)}=0.5$ avec $t_{rep1(5\%)}$ représentant le temps de réponse de la vitesse du système.

Annexe C

C.1 Les observateurs linéaires :

En général, les observateurs peuvent être classés, en fonction de la dimension du vecteur d'état, en deux familles :

- La première famille regroupe des observateurs d'ordre complet qui donnent les informations sur les quatre variables d'état de la machine. Ces variables sont définies, soit comme quatre composantes du flux statorique et rotorique, 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 réactualiser en introduisant la mesure de la vitesse
- La deuxième famille concerne des observateurs d'ordre réduit obtenue en utilisant la méthode de la << perturbation singulière >>. ils donnent les informations sur les variables d'états non mesurables (flux). Ces observateurs nécessitent moins temps de calcul que ceux d'ordre complet.

B.1.1 Les observateurs d'ordre complets :

Considérons un système continue linéaire, ou sa dynamique est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \qquad C.1$$

L'observateur du système linéaire est définit par l'équation (C.1) à la forme générique suivante :

$$\frac{d}{dt}\hat{X} = \hat{A}.\hat{X} + H.U + G.Y \qquad C.2$$

Ou l'état $\hat{X}$ de l'observateur à la même forme dimension que l'état X du processus.

Les matrices $\hat{A}$, H et G de l'équation (C.2) doivent être choisies de façon à se conformer avec la propriété exigée d'un observateur : l'état de l'observateur doit converger vers l'état du processus indépendamment de l'état X et l'entrée U. pour déterminer ces matrices l'erreur d'estimation est donnée par :

$$e = X - \hat{X} \qquad C.3$$

A partir des équations (C.1) et (C.2) on obtient :

$$\dot{e} = A.X + B.U - \hat{A}.(X - e) - G.C.X - H.U$$

$$= \hat{A}.e + \left(-\hat{A} + A - G.C\right).X + (B - H).U \qquad C.4$$

D'après l'équation (C.3), pour que l'erreur converge vers zéro, indépendant de X et de$U$, Les conditions suivantes doivent être satisfaites :

$$\hat{A} = \mathrm{A} - \mathrm{G.C} \qquad \text{C.5}$$

$$H = \mathrm{B} \qquad \text{C.6}$$

Quand ces conditions sont satisfaites, l'erreur d'estimation est gouvernée par :

$$\dot{e} = \hat{A}.\mathrm{e} \qquad \text{C.7}$$

et qui converge vers zéro si $\hat{A}$ est une matrice stable. Cela veut dire que ces poles doivent se trouver dans les demi-plans gauches figure (C.1).

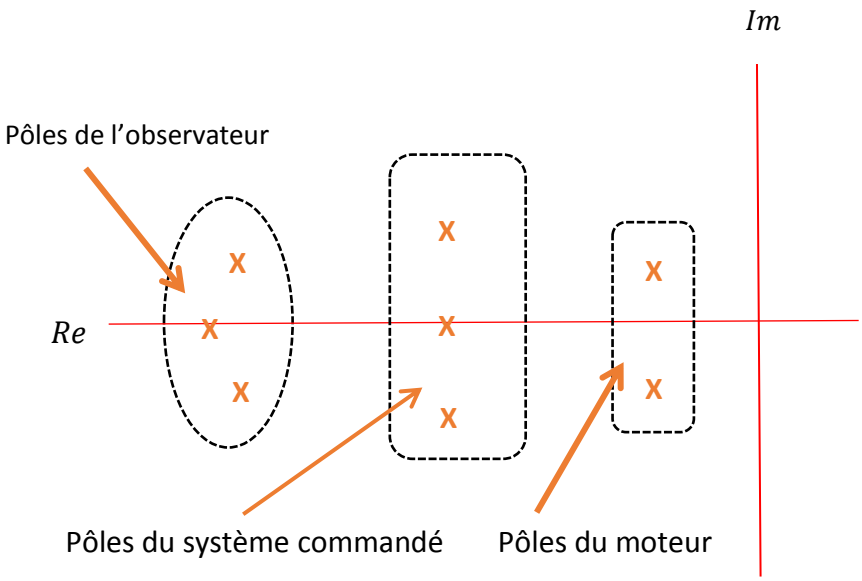


Fig. C.1 : Assignement des pôles du système contrôlé et de l'observateur

La conception de l'observateur est obtenue par la sélection de la matrice de gain G,

Puisque les matrices $A, B\ et\ C$ sont définies par le processus. En choisissant de façon judicieuse Les gains de la matrice G, on fixe la dynamique de la convergence de l'écart de l'observateur. Plusieurs méthodes sont proposées pour déterminer la matrice$G$.

Pour mettre en valeur le rôle de la matrice de gain de l'observateur, et expliquer les exigences des conditions données par (C.5) et (C.6), l'observateur peut être écrit comme suit :

$$\frac{d\hat{X}}{dt} = \mathrm{A}.\hat{X} + \mathrm{B}.\mathrm{U} + \mathrm{L}.\left(\mathrm{Y} - C.\hat{X}\right) \qquad \text{C.8}$$

Cette équation peut être représentée par le schéma bloc suivant :

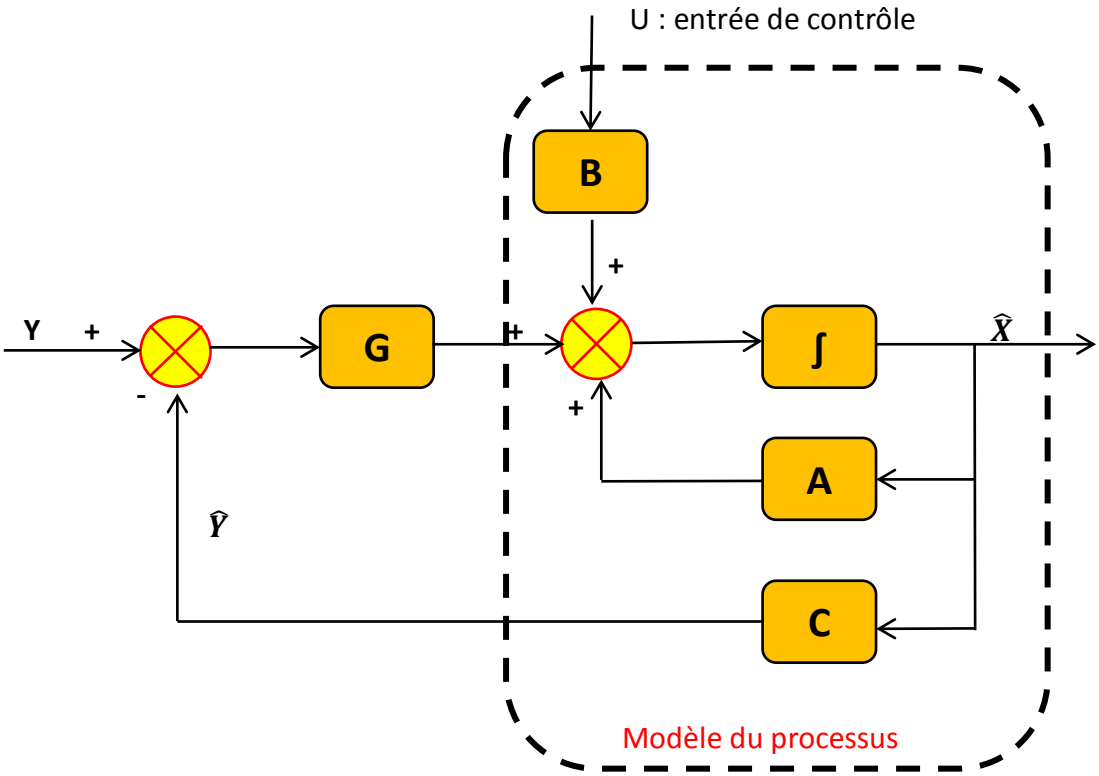


Fig. C.2 : structure d'un observateur d'ordre complet pour un system linéaire

B.1.2 Les observateurs linéaires d'ordre réduit :

L'observateur d'ordre complet décrit dans la section précédente a le même ordre que le processus. Si le système à n états et m sorties mesurables, il parait redondant d'estimer les états connus. Théoriquement, tout ce que nous avons besoin est l'estimation des états inconnus, cela résulte dans un observateur de dimension $(n.m)$, ou n présente la dimension du vecteur d'état et m le nombre des d'observations. Quand le nombre des observations est comparable à la dimension du vecteur d'état, un observateur d'ordre réduit est simplifié si le vecteur d'état peut être segmenté en deux vecteurs :

$$\mathrm{X} = \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_2 \end{bmatrix} \qquad \text{C.9}$$

Tel que :

$$x_1 = \mathrm{Y} = \mathrm{C}.\mathrm{X} \qquad \text{C.10}$$

est le vecteur d'observation (de dimension$m$) et x_2 (de dimension$m.n$) contient les composante du vecteur d'état qui ne peut être mesuré directement.

La dynamique du processus est donnée, en fonction de $x_1 et\ x_2$ par :

$$\dot{X}_1 = A_{11}.X_1 + A_{12}.X_2 + B_1.U \qquad C.11$$

$$\dot{X}_2 = A_{21}.X_1 + A_{22}.X_2 + B_2.U \qquad C.12$$

Puisque X_1 est mesuré directement, aucun observateur n'est nécessaire pour ce vecteur

$$\hat{X}_1 = X_1 = \mathrm{Y} \qquad \text{C.13}$$

Pour le vecteur restant, nous définissons l'observateur d'ordre réduit par :

$$\hat{X}_2 = G.Y + \mathrm{Z} \qquad \text{C.14}$$

Ou Z est l'état d'un système d'ordre $(n.m)$:

$$\dot{Z} = \hat{A}.Z + \mathrm{K.Y} + \mathrm{H.U} \qquad \text{C.15}$$

Un schéma bloc de l'observateur d'ordre réduit est représenté par la figure C.3

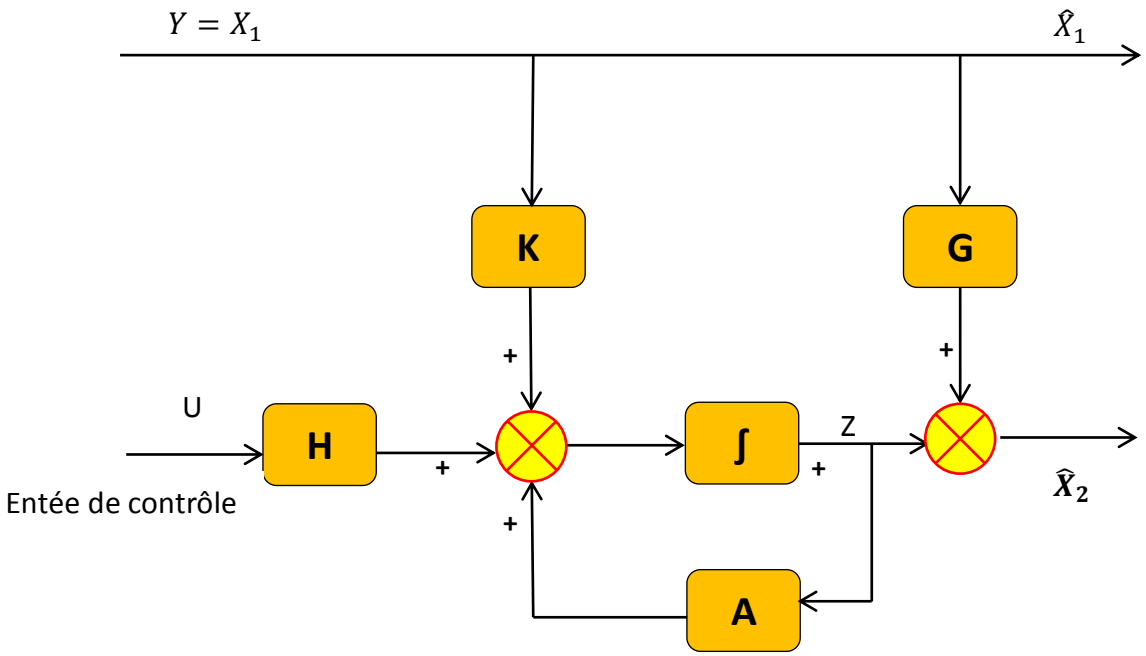


Fig.C.3 : structure d'un observateur d'ordre réduit pour un système linéaire

Les matrices $\hat{A}$, $K, H\ et\ G$ sont choisies, comme dans le cas de l'observateur d'ordre complet, pour assurer que l'erreur dans l'estimation d'état converge vers zéro, indépendamment de$X, Y\ et\ U$.

Comme il n'est y a aucune erreur dans l'estimation deX_1, alors :

$$e_1 = X_1 - \hat{X}_1 = 0 \qquad C.16$$

En raison de l'équation (3.4.13) , il est nécessaire d'assurer seulement la convergence de

$$e_2 = X_2 - \hat{X}_2 \qquad C.17$$

Vers Zéro.

A partir des équations (3.4.12) et (3.4.14), on a :

$$\dot{e}_2 = (A_{21} - GA_{11} + \hat{A}G - K)X_1 + (A_{22} - GA_{12} + \hat{A})\, X_2 + \hat{A}\, e_2 + (B_2 - GB_1 - H)U \qquad C.18$$

Comme dans le cas d'un observateur d'ordre complet, et pour faire disparaitre les coefficients de X_1 et X_2 et U il est indispensable d'assurer les conditions suivantes :

$$\hat{\mathrm{A}} = A_{22} - GA_{12} \qquad C.19$$

$$\mathrm{K} = A_{21} - GA_{11} + AG \qquad C.20$$

$$\mathrm{H} = B_2 - GB_1 \qquad C.21$$

Les deux conditions (équations C.18 et C.18) sont analogue aux équations (C.5) et (C.6) concernant l'observateur d'ordre complet, l'équation (C.19) est une nouvelle exigence pour la matrice additionnelle G, supplier par l'observateur d'état réduit.

Quand ces sont satisfaites, l'erreur de l'estimation est donnée par :

$$e_2 = \mathrm{A}e_2 \qquad C.22$$

Donc, La matrice de gain G doit être choisie de telle sorte que les pôles de $\mathrm{A} = A_{22}. -GA_{12}$

Doivent se trouver dans le demi - plans gauche ; A_{22} et A_{12} dans l'observateur d'ordre réduit amènent le rôle des matrices A et C dans l'observateur d'ordre complet.

Bibliographie

[1] T.C.MINTH, « Commande Numérique De Machines Asynchrones Par Logique Floue » THESE DE DOCTORAT, UNIVERSITE LAVAL, QUEBEC, DECEMBRE 1997.

[2] J.-P. CARON ET J.-P. HATIER, « Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone » VOLUME 7 DE METHODES PRATIQUES DE L'INGENIEUR, COLLECTION DIRIGEE PAR P. BORNE. ELECTROTECHNIQUE – EDITION TECHNIP, 1995

[3] S. BELKACEM, « Etude Comparative Des Performances Statiques Et Dynamiques D'un Contrôle De Couplage Et D'un DTC D'un Moteur A Induction Alimente Par Un Convertisseur Statique », THESE DE MAGISTER, UNIVERSITE DE BATNA, 2005

[4] NEDJARI BOUMEDYEN, « Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile », ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE.

[5] L. BAGHLI, « Contribution A La Commande De La Machine Asynchrone, Utilisation De La Logique Floue, Des Réseaux De Neurones Et Des Algorithmes Génétiques », THESE DE DOCTORAT, UNIVERSITE HENRI POINCARE, FRANCE, 1999.

[6] C. CARLOS DE WIT, « Optimisation, Discrétisation Et Observateurs, Commande Des Moteurs Asynchrones 2 », EDITION HERMES SCIENCE EUROPE, 2000.

[7] G. SEGUIER, ET F. LABRIQUE, « Les Convertisseurs De L'électronique De Puissance, Vol. 5, Commande Et Comportement Dynamique », EDITION TEC.DOC, PARIS CEDEX, 1998.

[8] F. LABRIQUE, G. SEGUIER, ET R. BAUSIERE, « Les Convertisseurs De L'électronique De Puissance, Vol. 4, Convertisseur Continu-Alternatif », EDITION TEC.DOC, PARIS CEDEX, 1998.

[9] S. DAMKHI, « Commande Sans Capteur De Vitesse D'un Moteur Asynchrone Par La Sfg De Holtz », THESE DE MAGISTER, UNIVERSITE DE BATNA,2004.

[10] H. BUHLER, « Electronique De Réglage Et De Commande », DUNOD, 1987

[11] L. HOANG, « Comparison Of Field-Oriented Control And Direct Torque Control », IEEE, 1999.

[12] D. CASADEI , G. SERRA, AND A. TANI, « Performance Analysis Of A Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based On A Constant-Switching-Frequency DTC Scheme », IEEE TRANS. INDUSTY APPL, VOL. 39, PP. 456–462, MARCH/APRIL 2003.

[13] I. TAKAHASHI AND T. NOGUCHI, « A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy Of An Induction Machine », IEEE TRANS. INDUSTRY APPLICATION, VOL. 22, PP. 820- 827, SEP/OCT 1986.

[14] I. EL HASSAN, X. ROBOAM, B. DE FORNEL ET E.V. WESTERHOLT, « Torque Dynamic Behavior of Induction Machine Direct Torque Control In Four Quadrant Operation », IN IEEE ISIE `97 CONFERENCE, PORTUGAL, 1997.

[15] Y. A. CHAPUIS, « Contrôle Direct Du Couple D'une Machine Asynchrone Par L'orientation De Son Flux Statorique », THESE DE DOCTORAT DE L'INPG FRANCE, 15 JAN 1996.

[16] SH. KABOLI, M. R. ZOLGHADRII, A. HOMAIFAR, « Effects Of Sampling Time On The Performance Of Direct Torque Controlled Induction Motor Drive », IEEE POWER ELECTRONICS, PP. 421-426, 2003.

[17] S. BACHIR, « Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique », THESE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE POITIERS 2002.

[18] SCHERER.C.W, « Lpv Control and Full Block Multipliers. » AUTOMATICA, 37: 361-375,2001.

[19] J. MAES, AND J. MELKEBEEK, « Speed-Sensorless Direct Torque Control Of Induction Motors Using An Adaptive Flux Observer », IEEE TRANS INDUSTRIAL APPL, VOL. 36, PP. 778-785, 2000.

[20] P.VAS, « Sensorless Vector and Direct Torque Control », OXFORD UNIVERSITY PRESS, 1998.

[21] M.P.PIETRAZAK.DAVID, X.ROBOAM, « Contraintes Spécifiques Du Contrôle Vectoriel : Description, Effets, Dégradation Des Performances. » ACTES DU GDR SUR LA CONCEPTION DE DISPOSITIFS ET SYSTEMES ELECTROTECHNIQUES, TOULOUSE, 1993.

[22] JOOHO, SONG KYO-BEUM LEE. JOUNG-HOO SONG. ICK CHOY. AND KWANG – BAE KIM.« Sensorless Vector Control of Induction Motor Using a Novel Reduced Order Extended LUENBERGER Observer »

[23] XU. AIPING, « Observateurs Adaptatifs Non-Linaires Et Diagnostic De Pannes », THESE DE DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE RENNES 1, FRANCE, SEPTEMBRE 2002.

[24] F. KHOUCHA, K. MAROUANI, K. ALIOUANE, A. KHELOUI, « Experimental Performance Analysis Of Adaptive Flux And Speed Observers For Direct Torque Control Of Sensorless Induction Motor Drives » IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE GERMANY, PP. 2678-2683, 2004.

[25] H.KUBOTA,K.MATSUSET.NAKANO, « DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer Of Induction Machine Motor. » IEEE TRANSACTIONS OF IND.APPL. , VOL .29, PP. 334-348, MAR/ APR 1993.

[26] G.GRELLET, G.CLERC, « Actionneurs Electriques, Principe, Modèles, Commande. » COLLECTION ELECTROTECHNIQUE. EDITION EYROLLES 2000.

[27] H. KUBOTA, K. MATSUSE, AND T. NAKANO, « Field Oriented Induction Motor Drives Without Speed Sensor Based On Adaptive Flux Observer And Disturbance Torque Compensation », IEEE 1991.

[28] L. TANG AND M.F. RAHMAN, « A New Direct Torque Control Strategy For Flux And Torque Ripple Reduction For Induction Motors Drive-A MATLAB/Simulink Model », SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING AND TELECOMMUNICATIONS THE UNIVERSITY OF NEW SOUTH WALES SYDNEY, AUSTRALIA, PP. 1-7, 2002.

[29] H. KUBOTA, K. MATSUSE, AND T. NAKANO, « DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer for Induction Motor Applications, » IEEE TRANS. IND APPL, VOL. 29, PP. 344-348, MAR /APR 1993.

[30] B.K. BOSE « Power Electronics and Ac Drives » PRINTICE.

[31] G.STURTZER, E.SMIGIEL « Modélisation Et Commande Des Moteur Triphasés » TECHNO SUP, EDITION ELLIPSES.

[32] BUHLER H, « Convertisseurs Statiques, Presses Polytechniques Et Universitaires », LAUSANNE.

[33] CARON J-P, HAUTLIER J-P, « Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone, TECHNIPE, 1999. »

[34] GRELLET G, CLERC G, « Actionneurs Electriques, Principes, Modèles, Commande, EYROLLE 2002 »

[35] JEAN BONAL, G SEGUIER « Entrainements Electriques A Vitesse Variable » VOLUME2 EDITION TEC DOC PARIS.

[36] JEAN BONAL, G SEGUIER « Entrainements Electriques A Vitesse Variable »VOLUME3

[37] NABIL EZZIANI « Commande Adaptative Floue BACKSTEPPING D'une Machine Asynchrone Avec Et Sans Capteur Mécanique » THESE DE DOCTORAT, GENIE INFORMATIQUE, AUTOMATIQUE ET TRAITEMENT DU SIGNAL, UNIVERSITE DE REIMS CHAMPAGNE ARDENNE, 2010.

[38] R. BENOIT, B.FRANÇOIS, PH.DEGOBERT, J-PAUL HAUTIER, « Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone » EDITION TECHNIP, FRANCE, 2007.

[39] C.CHAIGNE, E.ETIEN, S.CAUET, L.RAMBAULT, « Commande Vectorielle Sans Capteur Des Machines Asynchrones » EDITION LAVOISIER ,2005.

[40] RABAH BELHADEF & BILAL BOUTAYA « Commande Vectorielle Et Par Logique Floue De La Machine Asynchrone Sans Capteur » THESE D'INGENIEUR D'ETAT, ELECTROTECHNIQUE, ECOLE NATIONAL POLYTECHNIQUE, 2008.

[41] ACHOURI RADOUANE & HIDOUCHE MOHAMED « Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone Simulation Sur Le Logiciel Simplorer Validation Expérimentale Sur Banc D'essai » THESE D'INGENIEUR, ELECTROTECHNIQUE ECOLE NATIONAL POLYTECHNIQUE, 2007.

[42] N. J. NAGEL AND M. D. LORENZ, « Rotating Vector Methods For Smooth Torque Control Of Aswitched Reluctance Motor Drive, » IEEE TRANS. ON INDUSTRY APPL., VOL. 36, NO. 2, PP. 540–548, MARCH/APRIL 2000.

[43] A. MEROUFEL « Commande Scalaire Commande Vectorielle Commande Directe Du Couple » THESE D'INGENIEUR D'ETAT, ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DJILLALI LIABES –SIDI BEL-ABBES, 2009.

[44] BENNOUI HASSINA « Apport De La Logique Floue Et Des Réseaux De Neurones Pour La Commande Avec Minimisation Des Pertes De La Machine Asynchrone » MEMOIRE DE MAGISTER, ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA, 2009.

[45] FEZZANI AMOR « Commande Robuste De La Machine A Induction Par Adaptation Paramétrique » THESE D'INGENIEUR D'ETAT, ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA, 2009.

[46] REZGUI SALAH EDDINE « Application A La Machine Asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS » MEMOIRE DE MAGISTER, ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE CONSTANTINE, 2009.

[47] B. DEHIBA, A.MEROUFEL, M.B.BENABDELLAH ET A.BENDAOUD « Commande En Vitesse Par Mode De Glissement D'un Moteur Asynchrone Avec Limitation Du Courant Par Poursuite D'une Surface De Commutation » REVUE DE ACTA ELECTROTEHNICA VOL.6 N°3 (2007), PAGE : 194 – 200.

[48] M. LARIBI, M.S. AÏT CHEIKH, C. LARBES ET L. BARAZANE « Application De La Commande Synergétique Au Contrôle De Vitesse D'une Machine Asynchrone » REVUE DES ENERGIES RENOUVELABLES VOL. 13 N°3 (2010), PAGE : 485 – 496.

[49] CHEKROUN SOUFYANE « Commande Neuro-Floue Sans Capteur De Vitesse D'une Machine Asynchrone Triphasée » MEMOIRE DE MAGISTER,

ELECTROTECHNIQUE, ECOLE NORMALE SUPERIEURE D'ENSEIGNEMENT TECHNOLOGIQUE D'ORAN.

[50] DISSA ABDENNOUR « Contrôle Direct Du Couple Du Moteur A Induction Sans Capteur De Vitesse Associée A Un Observateur Non Linéaire » MEMOIRE DE MAGISTER, ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA, 2010.

[51] ABED KHOUDIR « Techniques De Commande Avancées Appliquées Aux Machines De Type Asynchrone » THESE DOCTORAT, ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE CONSTANTINE, 2010.

[52] BEDDIAF YASSINE « Etude Et Simulation D'estimateurs Et Observateurs Robustes De Flux Et De Vitesse Pour La Machine Asynchrone » MEMOIRE DE MAGISTER, ELECTROTECHNIQUE, UNIVERSITE DE BATNA, 2006.

[53] NAIT SLIMANI BOUKHALFA « Synthèse D'observateurs Non Linaires : Application Au Diagnostic De Défauts » THESE D'INGENIEUR D'ETAT, AUTOMATIQUE, UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU.

[54] BOURAHLA-ABDELATIF, GUERBI DJAMEL, «Diagnostic Des Défauts Statorique Dans Une Machine Asynchrone Triphasé Par La Méthode De W.S.T », THESE D'INGENIEUR D'ETAT, ELECTRONIQUE, UNIVERSITE DE BLIDA, 2006.

[55] IBTISSEM BAKHTI « Etude De Différentes Commandes Non Linaires De La Machine Asynchrone Avec Observation De Flux Et De Vitesse » MEMOIRE DE MAGISTER, ELECTROTECHNIQUE UNIVERSITE DE BATNA, 2007.

[56] Dan Xiao Gilbert Foo M. F. RAHMAN; Sensorless Direct Torque and Flux Control for Matrix Converter Ipm Synchronous Motor Drives Using Adaptive Sliding Mode Observer Combined With High Frequency Signal Injection

[57] FAHMY M. EL-KHOULY HIGH PERFORMANCE DIRECT TORQUE CONTROL OF SWITCHED RELUCTANCE MOTOR DRIVES

[58] MAHER SIDANI, FOUAD MRAD & FARID CHAABAN ADAPTIVE DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION MOTORS

[59] SENSORLESS VECTOR AND DIRECT TORQUE CONTROL PETER VAS OXFORD SCIENCE PUBLICATIONS

[60] SPEED SENSORLESS TORQUE CONTROL OF AN IPMSM DRIVE WITH ONLINE STATOR RESISTANCE ESTIMATION USING REDUCED ORDER EKFE.G. SHEHATA ELECTRICAL ENGINEERING DEPT., FACULTY OF ENGINEERING, MINIA UNIVERSITY, EGYPT

[61] IMAD AL-ROUH « Contribution A La Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone », THESE DOCTEUR DE L'UNIVERSITE HENRI POINCARE, NANCY-I, 12 JUILLET 2004

[62] K. L. SHI, T. F. CHAN, Y. K. WONG, AND S. L. HO, « Speed Estimation Of An Induction Motor Drive Using Extended KALMAN Filter », POWER ENGINEERING SOCIETY WINTER MEETING, 2000.IEEE VOL 1, ISSUE, PP.243 – 248, 2000

[63] FRANCK MORAND, « Techniques D'Observation Sans Capteur De Vitesse En Vue De La Commande Des Machines Asynchrones », THESE DE DOCTORAT DE LYON 2005 FRANCE.

[64] S. MEZIANE, R. TOUFOUTI AND H. BENALLA, « Review Of Direct Torque And Flux Control Methods For Voltage Source Inverter Fed Induction Motor », ACSE JOURNAL, VOL.6, ISSUE.3, OCT. , 2006

[65] Y. A CHAPUIS, « Contrôle Directe Du Couple D'Une Machine Asynchrone Par L'orientation De Son Flux Statorique », THESE DOCTORAT INPG, GENIE ELECTRIQUE 1996.

[66] HU JUN B.R. DUGGAL AND M. VILATHGAMUWA, « A MRAS-Based Speed Sensorless Field Oriented Control Of Induction Motor With On-Line Stator Resistance Tuning », POWER ELECTRONIC DRIVES AND ENERGY SYSTEMS FOR INDUSTRIAL GROWTH, 1998. PROCEEDINGS. INTERNATIONAL CONFERENCE ONPUBLICATION, VOL. 1, PP. 38- 43, DEC. 1998.

[67] DR A. MEROUFEL « Contrôle De La Machine Asynchrone Commande Scalaire Commande Vectorielle Commande Directe Du Couple Et Simulation Avec Le Logiciel

Matlab/Simulink » INTELLIGENT CONTROL & ELECTRICAL POWER SYSTEMS LABORATORY (ICEPS). ANNEE : 2008/2009.