

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

=====
Université de Batna

Faculté des Sciences de l'Ingénieur

=====
MEMOIRE

Département d'Electrotechnique

=====
Pour l'Obtention du Titre de

Magister en Electrotechnique

Option : Commande

Présenté par :

Zekkour Abdelhamid

Ingénieur d'État en Électrotechnique de l'Université de Batna

Thème

=====
**Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction
Sans Capteur de Vitesse
Associé à un Observateur Adaptatif**
=====

Soutenu le, 11 /07/ 2010

Devant le Jury

RACHID ABDESSEMED	Prof	Université de Batna	Président
FARID NACERI	Prof	Université de Batna	Rapporteur
SAID SELLAMI	M.C	Université de Batna	Examineur
ABDELHAMID BENAOKCHA	M.C	Université de Biskra	Examineur

REMERCIEMENT

Ce mémoire a été préparé au sein du Laboratoire de recherche d'électrotechnique de l'Université de Batna (LEB).

A cette occasion, je tiens à témoigner ma reconnaissance à toute personne ayant aidé, de près ou de loin, à l'aboutissement de ce travail.

Mes remerciements vont au Dr. **F. Nacéri**, Professeur de l'enseignement supérieure de l'Université de Batna, pour m'avoir encadré et en particulier pour son aide, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la réalisation de ce mémoire.

Je tiens à remercier également :

Monsieur : **R. Abdessamed**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Batna qui me fait l'honneur de présider le jury de soutenance du présent mémoire.

Monsieur : **S. Sellami**, Maître de Conférences au département d'électrotechnique de l'Université de Batna, d'avoir accepté d'évaluer ce travail, en tant que membres de Jury.

Monsieur : **A. Benakcha**, Professeur de l'enseignement supérieur de l'Université de Biskra, d'avoir accepté d'évaluer ce travail, en tant que membres de Jury.

TABLE DES MATIERES

Remerciement	
Table des matières	
Introduction générale	01

Chapitre I

Modélisation de la MAS associée au convertisseur statique

I.1	Introduction	03
I.2	Modélisation de la MAS	03
I.2.1	Hypothèses simplificatrices	03
I.2.2	Equations électriques	04
I.2.3	Equations magnétiques	04
I.2.4	Transformation de PARK	05
I.2.5	Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée	07
I.2.5.1	Equations électriques	07
I.2.5.2	Equations magnétiques	08
I.2.5.3	Choix du repère de référence	08
I.2.6	Equation mécanique	08
I.2.6	Mise en équation d'état	09
I.3	Résultats de simulation	10
I.4	Modélisation de l'association MAS-convertisseur statique	12
I.4.1	Introduction	12
I.4.2	Modélisation de l'onduleur de tension	12
I.4.3	Commande de l'onduleur de tension	15
I.4.3.1	Contrôle des courants par des régulateurs à hystérésis:	15
I.4.3.2	Contrôle des tensions par MLI	16
I.4.4	Simulation de l'association MAS-onduleur de tension	18
I.4.5	Conclusion	18

Chapitre II

Commande par DTC de la MAS

II. 1	Introduction	20
II. 2	Principe du contrôle direct de couple	20
II. 3	Contrôle de flux et de couple électromagnétique	21
II. 3.1	Contrôle du flux statorique	21
II. 3.2	Contrôle du couple électromagnétique	22
II. 3.3	Le fonctionnement et le choix de la séquence de commande	23
II .4	Les estimateurs	24
II. 4.1	Estimation du flux statorique	24
II. 4.2	Estimation du couple électromagnétique	25

II. 5	Elaboration du vecteur de commande	25
II. 5.1	Contrôleur de flux	25
II. 5.2	Contrôleur de couple	26
II. 5.2.1	Contrôleur de couple à deux niveaux	26
II. 5.2.1	Contrôleur de couple à trois niveaux	26
II. 6	Elaboration de la table de commutation	27
II. 7	Structure générale du contrôle direct de couple	28
II. 8	Résultats de simulation et interprétation	28
II. 8.1	Démarrage à vide	29
II. 8.2	Démarrage en charge	31
II. 8.3	Test avec couple de charge variable	33
II. 8.4	Test avec inversion de sens de rotation	35
II. 8.5	Test pour les faibles vitesses de rotation	37
II. 8.6	Test avec variation de la résistance statorique	39
II. 9	II. 9 Conclusion	39

Chapitre III

Commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse (Filtre de Kalman)

III.1	Introduction	40
III. 1.1	Principe des observateurs	41
III. 1.2	Observateurs déterministes	42
III. 1.2.1	Observateur de Luenberger (ou d'ordre complet)	42
III. 1.2.2	Observateur d'ordre réduit	43
III. 1.2.3	Observateur généralisé	43
III. 1.3	Observateurs stochastiques	43
III.2	Filtre de Kalman	44
III. 2.1.1	Filtrage linéaire optimale	44
III. 2.1.2	Discretisation d'un système d'état continu	44
III. 2.2	Filtre de Kalman standard	45
III. 2.3	Filtre de Kalman Étendu	48
III. 2.4	Estimation des paramètres	49
III. 3.1	Application à l'estimation de la vitesse de rotation de la MAS	51
III.3.2	Structure de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur de Kalman étendu	53
III.4	Résultats de simulation	54
III. 4.1	Test en charge nominale	54
III. 4.2	Test en charge variable	56
III. 4.3	Test avec inversion de sens de rotation	58
III. 4.4	Test à faibles vitesses	60
III. 4.5	Test avec variation de la résistance statorique	62
III.5	Conclusion	63

Chapitre IV

Commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse

associée à un observateur adaptatif

V. 1	Introduction	64
V. 2	Synthèse de l'Observateur d'Etat Adaptatif	65
V. 2.1	Structure et choix des grandeurs	65
V. 2.2	Modélisation de l'observateur	65
V. 2.2.1	Observateur de flux	65
V. 2.2.2	Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de vitesse	67
V. 2.2.3	Structure de l'association DTC-Observateur Adaptatif d'une MAS sans capteurs	69
V. 3	Résultats de simulation	70
V. 3.1	Test en charge nominale	70
V. 3.2	Test en charge variable	72
V. 3.3	Test avec inversion de sens de rotation	73
V. 3.4	Test avec charge variable et vitesse variable	74
V. 3.5	Test à faibles vitesses	75
V. 3.6	Test avec variation de la résistance statorique	76
V. 4	Conclusion	77
	Conclusion générale	78
	Annexe A	79
	Références bibliographiques	80

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
R_s	: Résistance statorique par phase
R_r	: Résistance rotorique par phase
p	: Nombre de paires de pôles
J	: Moment d'inertie des parties tournantes
f_r	: Coefficient de frottements visqueux
T_r	: Constante de temps rotorique (L_r/R_r)
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel ($1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$)

Repères

ra,rb,rc	: Correspondent aux trois phases du rotor
sa,sb,sc	: Correspondent aux trois phases du stator
α,β	: Axes de référentiel statorique
u,v	: Axes de référentiel biphasé
θ	: L'angle entre l'axe sa et ra
θ_r	: L'angle du rotor entre ra et u
θ_{obs}	: L'angle du stator entre sa et u

Grandeurs électriques au stator

$V_{s\ abc}$: Tension statorique phase a, b, ou c
V_{su}	: Tension statorique sur l'axe u
V_{sv}	: Tension statorique sur l'axe v
$i_{s\ abc}$: Courant statorique phase a, b, ou c
i_{su}	: Courant statorique sur l'axe u
i_{sv}	: Courant statorique sur l'axe v

Grandeurs magnétiques au stator

- $\phi_{s\ abc}$: Flux statorique phase a, b, ou c
 ϕ_{su} : Flux statorique sur l'axe u
 ϕ_{sv} : Flux statorique sur l'axe v

Grandeurs électriques au rotor

- $V_{r\ abc}$: Tension rotorique phase a, b, ou c
 $i_{r\ abc}$: Courant rotorique phase a, b, ou c
 V_{ru} : Tension rotorique sur l'axe u
 V_{rv} : Tension rotorique sur l'axe v
 i_{ru} : Courant rotorique sur l'axe u
 i_{rv} : Courant rotorique sur l'axe v

Grandeurs magnétiques au rotor

- $\phi_{r\ abc}$: Flux rotorique phase a, b, ou c
 ϕ_{ru} : Flux rotorique sur l'axe u
 ϕ_{rv} : Flux rotorique sur l'axe v

Sigles utilisés

- MAS : Machine Asynchrone
DTC : Direct Torque Control
MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM : Pulse Width Modulation

INTRODUCTION GENERALE

La vitesse variable est devenue une nécessité recherchée dans tous les domaines, industriel, transport et domotique. L'évolution récente des entraînements à vitesse variable conduit à remplacer petit à petit les machines à courant continu par des machines à courant alternatif associées à des convertisseurs statiques [CAR 95], [CAR 00].

Pendant plusieurs décennies, la machine à courant continu était la machine incontournable dans le domaine d'entraînement à vitesse variable, dans la majorité des installations industrielles, en raison de sa facilité de commande, ceci vient du fait que la machine possède un découplage naturel entre ces grandeurs de commande (flux, couple). Cependant, la présence du commutateur mécanique constitue son point faible principal, et il est à l'origine des limitations d'emploi de cette machine. Les contraintes rencontrées dans la machine à courant continu ont conduit à la recherche d'autres solutions avec les machines à courant alternatif [CAR 95], [CAR 00], [GRE 91].

La façon la plus souple d'assurer la variation de vitesse des moteurs à courant alternatif, c'est d'avoir leur alimentation par des générateurs de puissance triphasés à amplitude et fréquence réglables, ce sont les onduleurs qui assurent cette fonction.

Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique ont considérablement favorisé la recherche industrielle de la commande des machines à courant alternatif :

- L'évolution technologique en matière de semi-conducteurs permet maintenant de construire des convertisseurs statiques de puissance élevée, capables de délivrer des tensions (et courants) d'amplitude et de fréquence réglables.
- Les progrès de la micro-informatique permettent d'implanter des commandes numériques assurant le contrôle des phénomènes plus complexes mis en jeu dans les machines à courant alternatif.

Les considérations économiques sur la longévité et la maintenance des équipements parmi les raisons principales qui ont élargi le domaine d'application des machines synchrones et asynchrones. Dans certains domaines d'application de vitesse variable le moteur synchrone est dominant déjà. Et la recherche des mêmes performances avec le moteur asynchrone à cage, le plus robuste et le moins coûteux est devenu possible, en revanche le moteur asynchrone est celui dont la commande est la plus compliquée, elle nécessite un onduleur performant et des algorithmes de calcul importants.

La première utilisation de la fréquence variable de la machine asynchrone associée à un convertisseur statique, c'était par l'exploitation de la loi $(v/f) = \text{Const}$, cette commande est très simple, mais ne contrôle pas les régimes transitoires, des améliorations de cette loi de commande ont été proposées sous le nom de commande scalaire.

La commande vectorielle (CV) dite par le flux orienté de la machine asynchrone, cette approche introduite par Blashke [BLA 72], constitue ces dernières années un domaine important de la recherche industrielle. De nombreuses études ont été menées autour de cet axe pour mieux répondre aux évolutions et exigences du marché. Cependant, cette commande nécessite la présence des capteurs, et elle est très sensible aux variations des paramètres de la machine.

Pour pallier ces problèmes de sensibilité, les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone, ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple (DTC). Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, introduites par

I. *TAKAHASHI* [TAK 86] et M. *DEPENBROCK* [DEP 88], comme concurrentielles des méthodes classiques. Ensuite plusieurs travaux sont multipliés sur ce sujet faisant développer diverses stratégies de commandes. Cette loi de commande s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique, cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux stator et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs [CAR 00].

Plusieurs études s'appuient sur des techniques différentes, ont été menées pour le développement de la commande du moteur asynchrone, et qui visent l'amélioration des performances statiques et dynamiques. Malgré l'identification de quelques grandes tendances du domaine de la recherche industrielle concernant la commande du moteur asynchrone, il est toujours temps de discuter chaque thématique en vue de mettre en relief la pertinence des travaux en cours et de motiver des nouvelles recherches.

L'objectif principal de ce mémoire 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.

Ce mémoire est subdivisé en quatre 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 sa commande.

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 troisième 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. Parmi ces différents reconstruteurs d'état, Le filtre de Kalman, il est souvent exploité pour estimer le flux, la vitesse ou les paramètres rotoriques utilisés pour l'élaboration de la commande des machines à induction.

Le dernier chapitre sera consacré à la commande directe du couple sans capteur de vitesse associée à un observateur adaptatif afin d'améliorer la robustesse et assurer la stabilité de la commande par *DTC* contre la variation de la résistance statorique.

CHAPITRE I

Modélisation de la MAS associée au convertisseur statique

I.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 [CAR 95], [BEL 05]:

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.

I.2 Modélisation de la MAS

I.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 [CAR 95], [GRE 97] [BAG 99] :

- 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 I.1, et son comportement se traduit par les trois types d'équations [CAR 00], [BEL 05]:

- ⊗ équations électriques
- ⊗ équations magnétiques
- ⊗ équations mécaniques

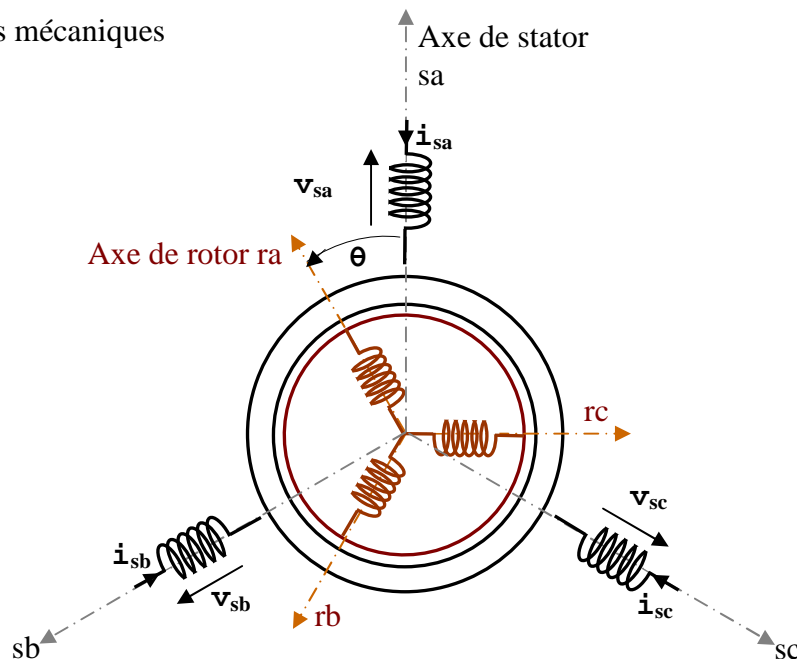


Fig. I.1 Représentation schématique de la MAS

I.2.2 Equations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure I.1 donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit [CAR 95]:

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

$$[v_r] = R_r [i_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (I.2)$$

Avec:

R_s , 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

$\phi_s = [\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}]^T$ 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

$\phi_r = [\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}]^T$ est le vecteur flux rotorique

I.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:

$$[\phi_s] = [L_{ss}] [i_s] + [M_{sr}] [i_r] \quad (I.3)$$

$$[\phi_r] = [L_{rr}] [i_r] + [M_{rs}] [i_s] \quad (I.4)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

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 (I.3) et (I.4) dans (I.1) et (I.2) on obtient les équations de tensions:

$$[v_s] = R_s [i_s] + \frac{d}{dt} [[L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r]] \quad (I.8)$$

$$[v_r] = R_s [i_r] + \frac{d}{dt} [[L_{rr}][i_r] + [M_{rs}][i_s]] \quad (I.9)$$

La résolution du système d'équations (I.8; I.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.

I.2.4 Transformation de PARK

La transformation de PARK consiste à remplacer les enroulements triphasés (réels) par des enroulements biphasés équivalents (fictifs) [CAR 95], [GRE 97] [BAG 99].

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

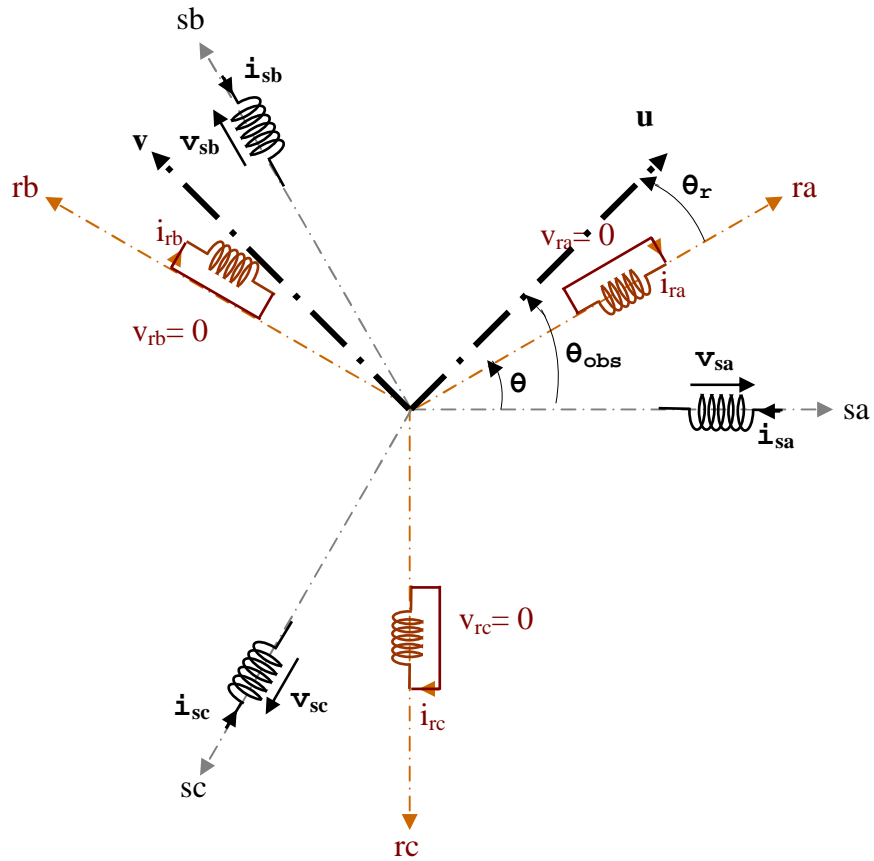


Fig. I.2 Représentation des axes triphasés réels et les axes biphasés de la MAS

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

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Et le passage inverse selon:

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P]^{-1} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec

X: représente la grandeur tension, courant ou flux,

u, v, 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:

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

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

I.2.5 Transformation de PARK appliquée à la machine asynchrone triphasée

En appliquant la transformation de PARK sur les équations (I.1), (I.2) et (I.3), (I.4) en remplaçant θ_{obs} par θ_r dans la matrice (I.12) pour le rotor.

Après simplification on obtient les équations électriques et magnétiques de la machine dans le repère (u, v, o):

I.2.5.1 Equations électriques

$$\begin{bmatrix} v_{\text{su}} \\ v_{\text{sv}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{su}} \\ i_{\text{sv}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\text{su}} \\ \phi_{\text{sv}} \end{bmatrix} + \omega_{\text{obs}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\text{su}} \\ \phi_{\text{sv}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$\begin{bmatrix} v_{\text{ru}} \\ v_{\text{rv}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\text{ru}} \\ i_{\text{rv}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{\text{ru}} \\ \phi_{\text{rv}} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{\text{ru}} \\ \phi_{\text{rv}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

Avec

$\omega_{\text{obs}} = \frac{d\theta_{\text{obs}}}{dt}$: représente la vitesse angulaire du repère (u, v, o) dans le repère du stator.

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

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

I.2.5.2 Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

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

I.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 ($\omega_{obs} = 0$) : Pour l'étude des grandeurs rotoriques.
- Repère d'axes (X, Y) lié au rotor ($\omega_{obs} = \omega$) : Pour l'étude des grandeurs statoriques.
- Repère d'axes (d, q) lié au champ tournant ($\omega_{obs} = \omega_s$) : Pour l'étude de la commande.

I.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 $J(d\omega / dt)$.
- D'où l'équation dynamique du mouvement :

$$C_e = C_r + f_r \Omega + J(d\omega / dt) \quad (1.18)$$

$\Omega = p\omega$: 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 :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{M}{L_r} (\phi_{ru} i_{sv} - \phi_{rv} i_{su}) \quad (1.19)$$

I.2.6 Mise en équation d'état

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

$(i_{su}, i_{sv}, i_{ru}, i_{rv}, \Omega)$ ou $(\phi_{su}, \phi_{sv}, \phi_{ru}, \phi_{rv}, \Omega)$ ou $(\phi_{su}, \phi_{sv}, i_{su}, i_{sv}, \Omega)$ ou $(i_{su}, i_{sv}, \phi_{ru}, \phi_{rv}, \Omega)$ 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.

Les deux équations (1.14) et (1.15) nous donnent le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \\ v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega \phi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega \phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (1.20)$$

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 :

$$\left[\frac{dX}{dt} \right] = [A][X] + [B][U]$$

Soit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{\omega_r M}{\sigma L_s L_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{ru} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

Avec

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} : \text{Coefficient de dispersion ;}$$

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

I.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 4Kw, dont les paramètres sont donnés en annexe A.

La Fig. I.3 illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide ($C_r = 0$) en (a), et pour un démarrage en charge ($C_r = 25 \text{ Nm}$) en (b).

On constate que les courbes des grandeurs de la machine ont le même temps d'établissement presque égal à 0.20s.

On remarque un appel fort de courant au démarrage, environ cinq 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, et il est environ de six fois le couple nominal.

La vitesse de rotation subie une légère diminution lors de l'application d'une charge (l'application de la charge de $C_r = 25 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 0.25\text{s}$).

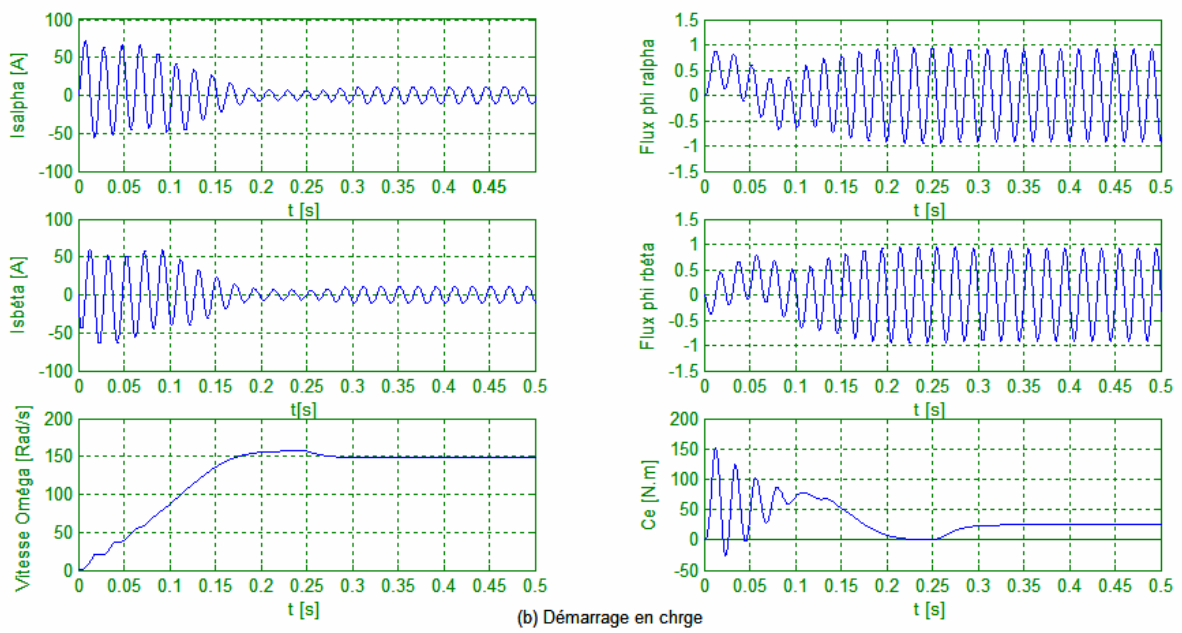
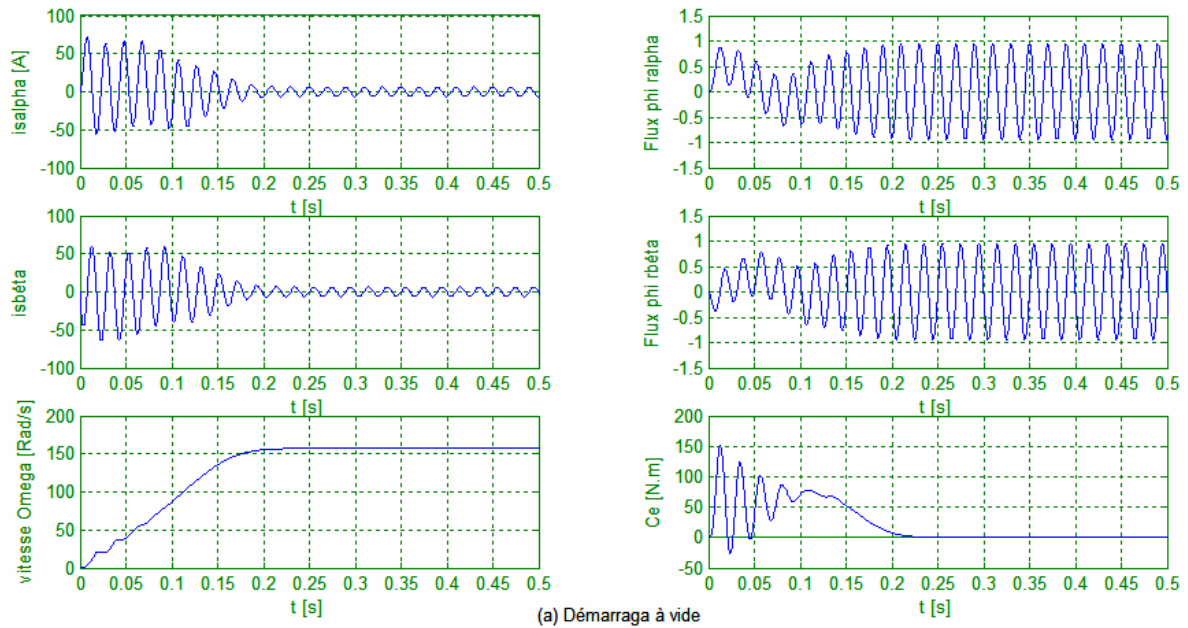


Fig. I.3 Résultats de simulation de la MAS alimentée par un réseau triphasé équilibré dans un référentiel (α, β) lié au stator.

I.4 Modélisation de l'association MAS-convertisseur statique

I.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.

L'onduleur de tension est un convertisseur statique permettant la transformation d'une tension continue en une ou des tensions alternatives, 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.

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

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. I.4.

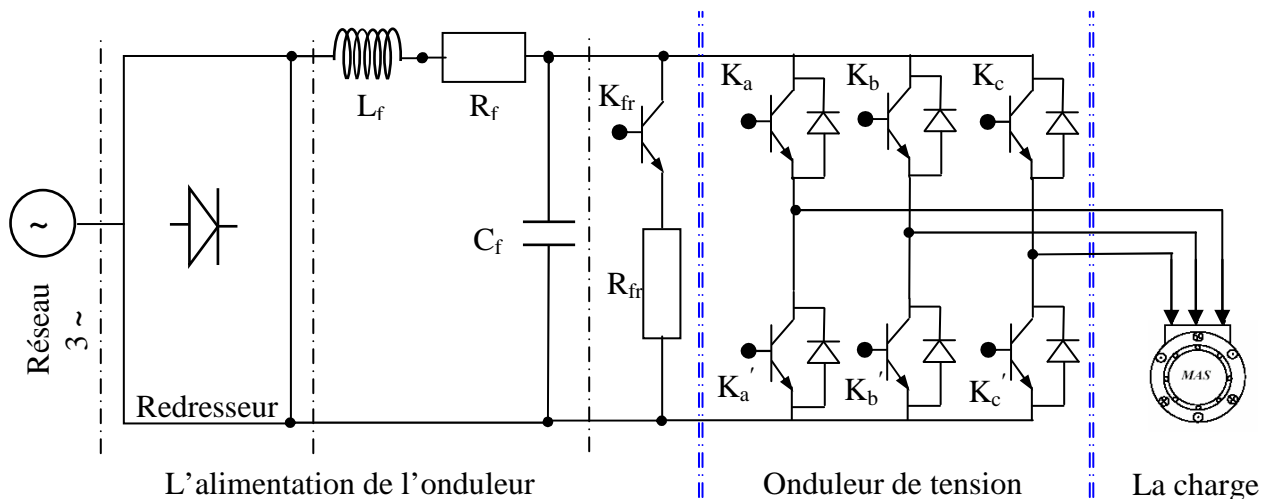


Fig. I.4. Association MAS-onduleur de tension

I.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 [SEG 98], comme l'illustre la Fig. I.5

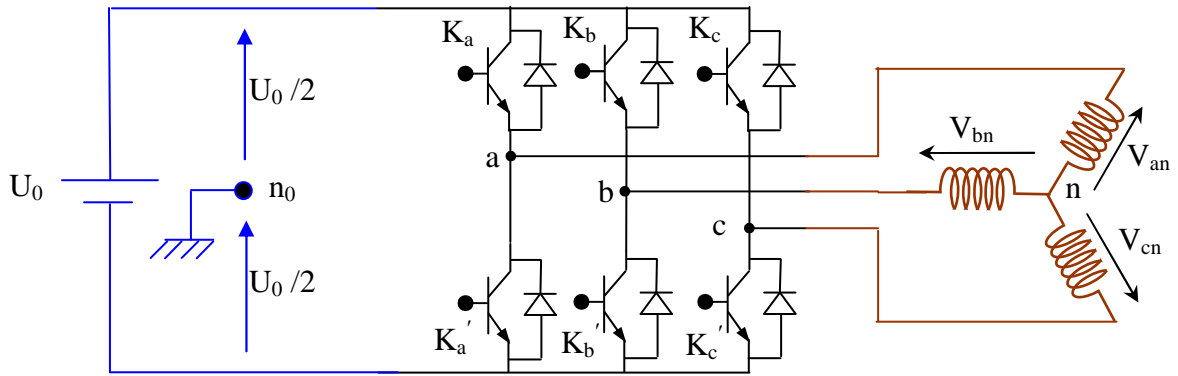


Fig. I.5. Onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Les interrupteurs K_a et K'_a ; K_b et K'_b ; K_c et K'_c doivent être contrôlés 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_0 de la source continue sont :

$$V_{an_0} = V_n - V_{n_0} \quad (I.22)$$

$$V_{bn_0} = V_b - V_{n_0} \quad (I.23)$$

$$V_{cn_0} = V_c - V_{n_0} \quad (I.24)$$

Soient

$$V_{jn_0} = V_j - V_{n_0} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & \text{si } K_j \text{ est fermé} \\ -\frac{U_0}{2} & \text{si } K'_j \text{ est fermé} \end{cases} \quad (I.25)$$

$j = a; b; c$

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 :

$$v_{jn_0} = s_j U_0 - \left(\frac{U_0}{2} \right) \quad (I.26)$$

*Les tensions composées ont les expressions suivantes :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{an_0} - V_{bn_0} \\ &= V_{an} - V_{bn} \end{aligned} \quad (I.27)$$

$$\begin{aligned} V_{bc} &= V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ &= V_{bn} - V_{cn} \end{aligned} \quad (I.28)$$

$$\begin{aligned} V_{ca} &= V_{cn_0} - V_{an_0} \\ &= V_{cn} - V_{an} \end{aligned} \quad (I.29)$$

*Les tensions de sortie de l'onduleur : sont aussi les tensions de la charge de (I.27) – (I.29) on déduit :

$$2v_{an_0} - v_{bn_0} - v_{cn_0} = 2v_{an_0} - (v_{bn} + v_{cn}) \quad (I.30)$$

La charge est équilibrée, donc

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (I.31)$$

Des équations (I.30) et (I.31) on déduit la tension de sortie v_{an} de l'onduleur

$$v_{an} = \frac{1}{3}(2v_{an_0} - v_{bn_0} - v_{cn_0}) \quad (I.32)$$

De même pour

$$v_{bn} = \frac{1}{3}(-v_{an_0} + 2v_{bn_0} - v_{cn_0}) \quad (I.33)$$

$$v_{cn} = \frac{1}{3}(-v_{an_0} - v_{bn_0} + 2v_{cn_0}) \quad (I.34)$$

Soit aussi sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & +\frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an_0} \\ v_{bn_0} \\ v_{cn_0} \end{bmatrix} \quad \text{Soit } \begin{bmatrix} v_{jn} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} v_{jn_0} \end{bmatrix} \quad (I.35)$$

Nous avons exprimés V_{an} , V_{bn} , et V_{cn} considérées comme des tensions de sortie de l'onduleur en fonction de V_{an_0} , V_{bn_0} , V_{cn_0} comme tensions d'entrée, et par conséquent la modélisation de l'onduleur par la matrice [T].

En substituant les valeurs de v_{jn_0} de (I.26) dans les équations (I.32) ;(I.33) et (I.34) on obtient les tensions aux bornes de la charge en fonction des valeurs booléennes des états des interrupteurs :

$$\begin{aligned} v_{an_0} &= \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ v_{bn_0} &= \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ v_{cn_0} &= \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{aligned} \quad (I.36)$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix}$$

Soit $\begin{bmatrix} v_{jn} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} [T] \begin{bmatrix} S_j \end{bmatrix} \quad (I.37)$

I.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 [SEG 95], [SEG 98], [DAM 04], [BEL 05]

I. 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 [GOL 03].

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. I.6.

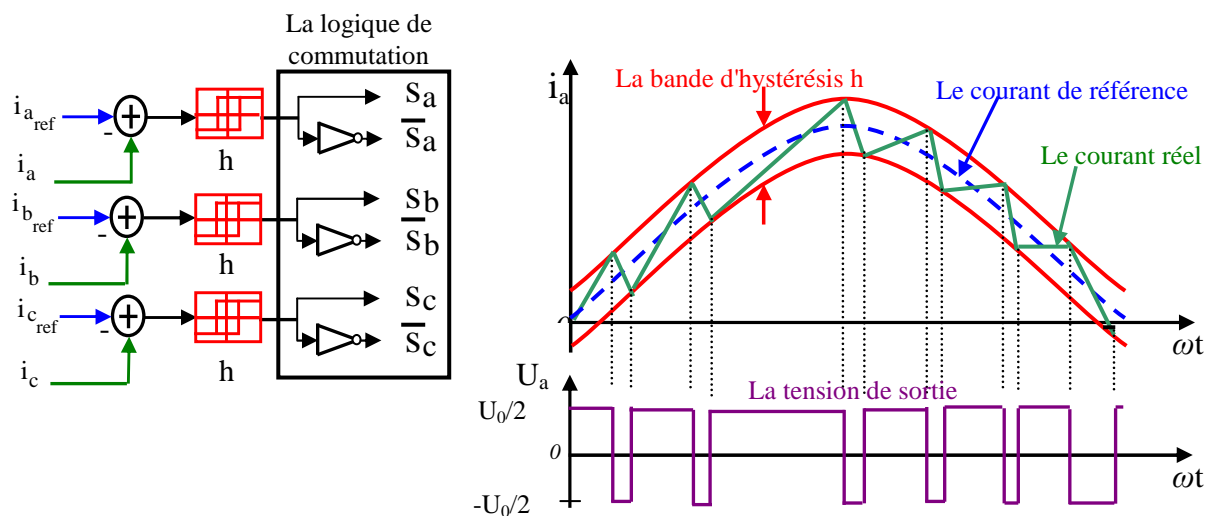


Fig. I.6 La bande de courant à hystérésis

Le courant de référence est comparé avec celui de phase de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence $i_{j\text{ ref}}$ 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.

$$\text{si } i_e \geq + h/2 ; S = 1$$

$$\text{si } i_e \leq - h/2 ; S = 0$$

h est la bande d'hystérésis [BUH 87], Fig. I.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 [DAM 04].

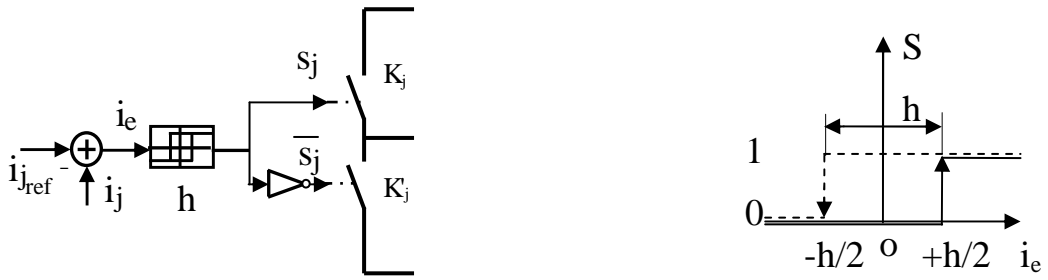


Fig. I.7 contrôle par hystérésis

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 entre les régulateurs ce que ne peut garantir que chaque courant reste en permanence dans sa fourchette d'hystérésis.

Celui-ci peut être remédié par une autre version de contrôle par l'hystérésis avec une fréquence de commutation fixe [GOL 03], [SEG 98].

I. 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 $2\pi/3$ et $4\pi/3$ à l'échelle de la pulsation des tensions de sortie [SEG 95,98]

* 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 l'écart entre le courant et sa référence, détermine 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. I.8.

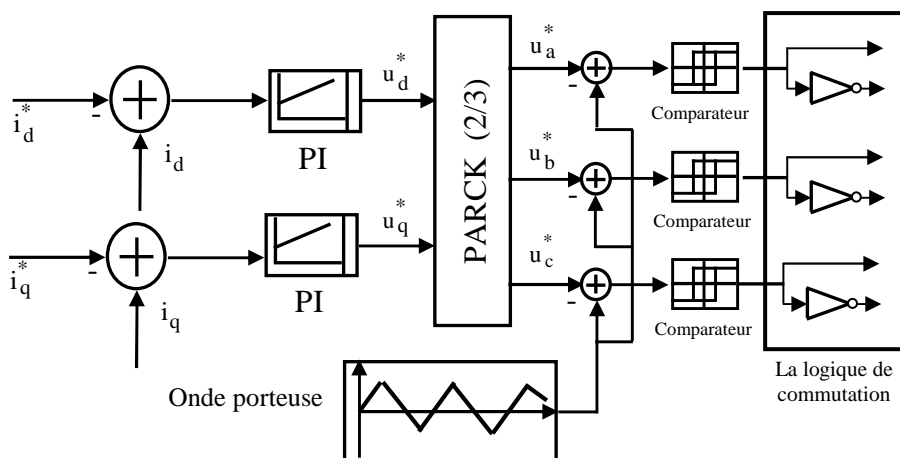


Fig. I.8 schéma de principe de la MLI sinus-triangle

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. I.9.

Le signal modulé est au niveau haut lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et est au niveau bas lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

La modulation est caractérisée par:

* L'indice de modulation $m = (f'/f)$ des fréquences de la modulation et de la référence.

** le coefficient de réglage en tension r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête ($U/2$) de l'onde de modulation.

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.

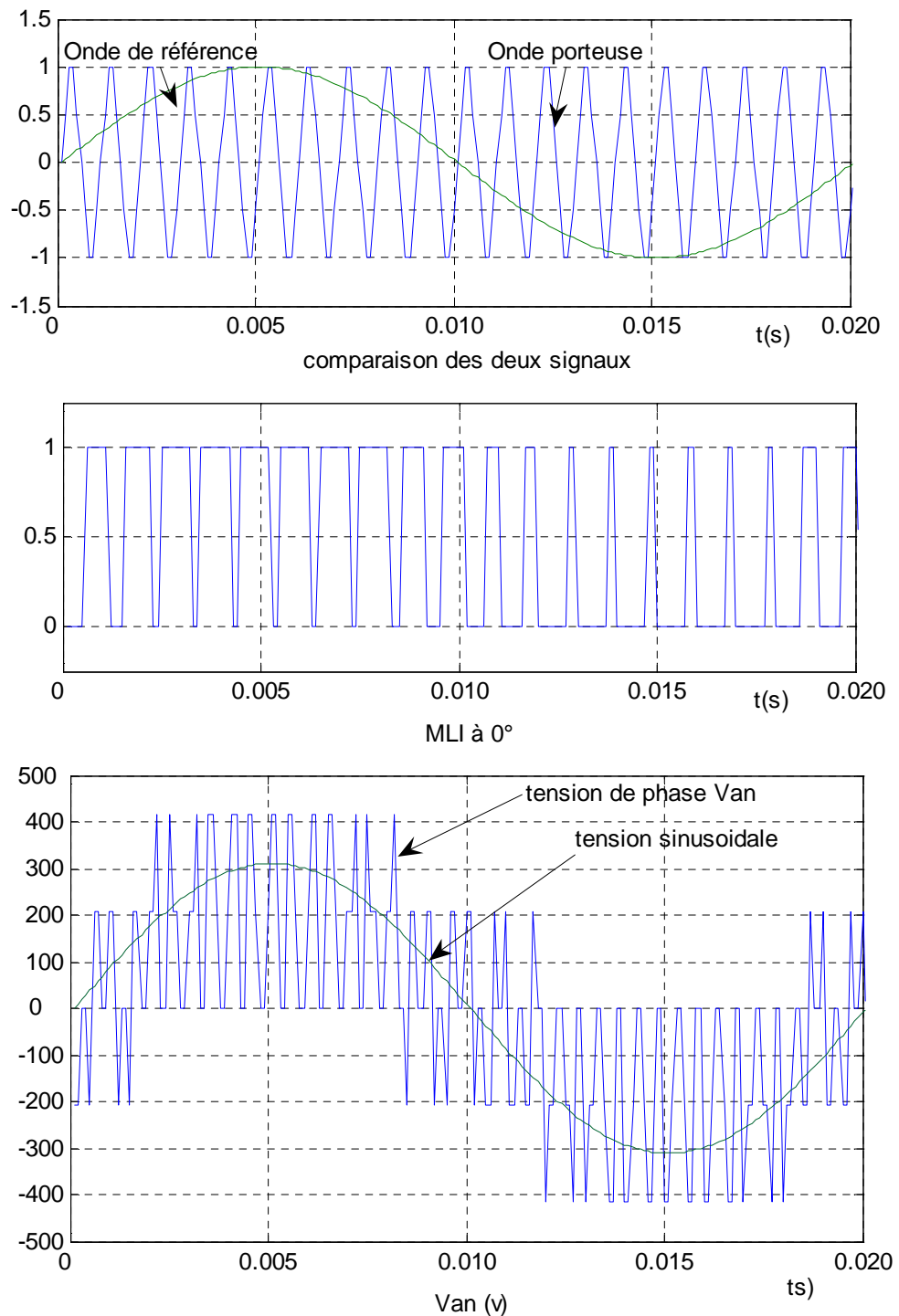


Fig. I.9 Principe de la génération de MLI sinus-triangle.

I.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 avec une fréquence de commutation de 2KHz.

La Fig. I.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 réponses des courants sont presque confondues et la même remarque pour la vitesse.

On constate que les courbes des grandeurs de la machine ont le même temps d'établissement presque égal à 0.20s dans les deux cas, et la réponse du système est sans dépassement.

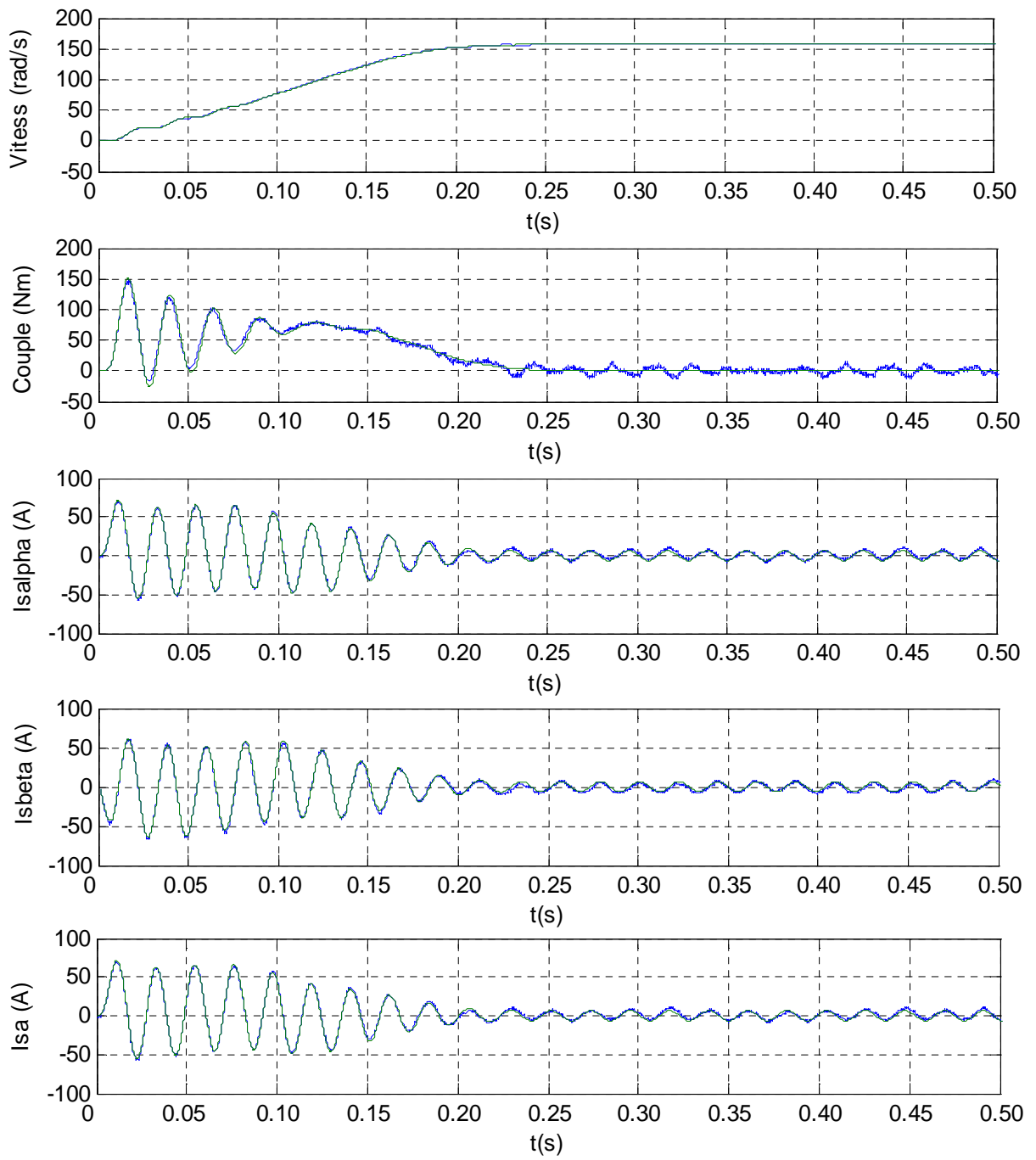
Les composantes des courants statoriques et le couple électromagnétique représente des pulsations causées par les harmoniques hautes fréquences dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension.

On constate que la MLI permet de réduire les harmoniques des courants en augmentant la fréquence de découpage, et permet aussi de faciliter le filtrage et d'augmenter le fondamental de la tension.

I.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.



(a)

Fig. I.10 Résultats de simulation de la MAS-onduleur de tension

CHAPITRE II

Commande par DTC de la MAS

II. 1 Introduction

Les méthodes de contrôle direct du couple (*DTC*) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, introduite par *I. TAKAHASHI* et *M. DEPENDROCK*, comme concurrentielles des méthodes classiques.

Ensuite plusieurs travaux sont multipliés sur ce sujet faisant développer diverses stratégies de commandes.

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux stator et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs.

Les méthodes de contrôle direct du couple (*DTC*) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine.

L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée.

Dans ce chapitre, nous présenterons les concepts de bases du contrôle direct du couple et l'application de cette méthode à la machine à induction.

II.2 Principe du contrôle direct de couple

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 [CAR 00].

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes ; 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 [CAR 00],

- 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 [HOA 99], [CAS 02], :

- 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'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore ;
- Nécessité à des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHz).

II. 3 Contrôle de flux et de couple électromagnétique

II. 3.1 Contrôle du flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique ; De l'équation (I.1) on déduit l'expression du flux statorique dans le référentiel (α, β) lié au stator de la machine asynchrone, et est donnée par l'équation suivante [CHA 96] :

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt + \bar{\phi}_{s0} \quad (\text{II.1})$$

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 ($R_s \bar{i}_s \ll v_s$) par conséquent l'équation (II.1) devient :

$$\bar{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \bar{v}_s T_e \quad (\text{II.2})$$

$$\text{Posons } \Delta \bar{\phi}_s = \bar{\phi}_s(0) - \bar{\phi}_s(t) = -\bar{v}_s T_e \quad (\text{II.3})$$

L'équation (II.3) est illustrée à la Fig. II. 1, l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué \bar{v}_s .

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

Pour augmentation de flux, on applique un vecteur tension \bar{v}_s parallèle à $\bar{\phi}_s$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer ; Tandis que l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\bar{\phi}_s$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix de la séquence adéquate des vecteurs \bar{v}_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur $\bar{\phi}_s$ aura une trajectoire pseudo circulaire, à conditions que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique.

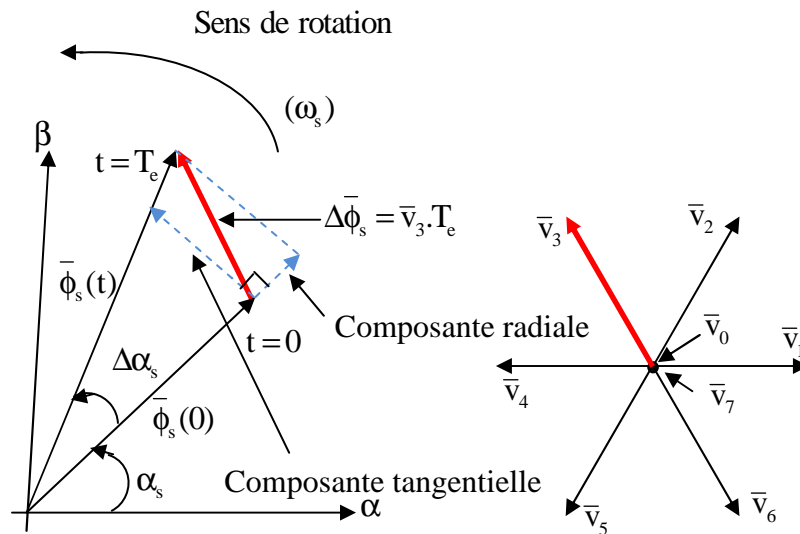


Fig. II.1 Evolution du vecteur flux stator

II. 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 I) est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{v}_r = \bar{0} = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\phi}_r \end{cases} \quad (\text{II. 4})$$

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (\text{II. 5})$$

De l'équation (I.5) on peut écrire l'expression du courant \bar{i}_r :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\phi}_s \right) \quad (\text{II.6})$$

Avec $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$ étant le coefficient de dispersion ;

De (II.6) et (II.4) on obtient :

$$\begin{cases} \bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\phi}_s \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps rotorique de la machine.

Cette dernière équation (II.7) montre que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\phi}_s$ à partir du vecteur \bar{v}_s à la chute de tension $R_s \bar{i}_s$ près ;
- Le flux $\bar{\phi}_r$ suit les variations de $\bar{\phi}_s$ avec une constante de temps σT_r qui détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique; Le rotor agit comme un filtre de constante de temps σT_r entre les flux $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$

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

$$\bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\bar{\phi}_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (\text{II.8})$$

En posant $\theta_{sr} = (\hat{\phi}_s \hat{\phi}_r)$ l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_e = p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin \theta_{sr} \quad (\text{II.9})$$

Les relations (la première équation de (II.7)), (II.8), (II.9) montrent que :

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs $\bar{\phi}_s$ et $\bar{\phi}_r$, et de leur position relative ; Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ en module et en position, on peut donc contrôler $\bar{\phi}_r$ en module et en position, et donc le couple.

Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est telle que $T_e \ll \sigma T_r$

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

Comme il a été déjà mentionné au (II.3), le choix de \bar{v}_s dépend de la position du flux $\bar{\phi}_s$, 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 $\bar{\phi}_s$ dans le référentiel (α, β) lié au stator est divisé en six secteurs angulaires de $(\pi/3)$, ce partage permet de déterminer pour chaque secteur, la séquence de contrôle adéquate pour les états des grandeurs de contrôle.

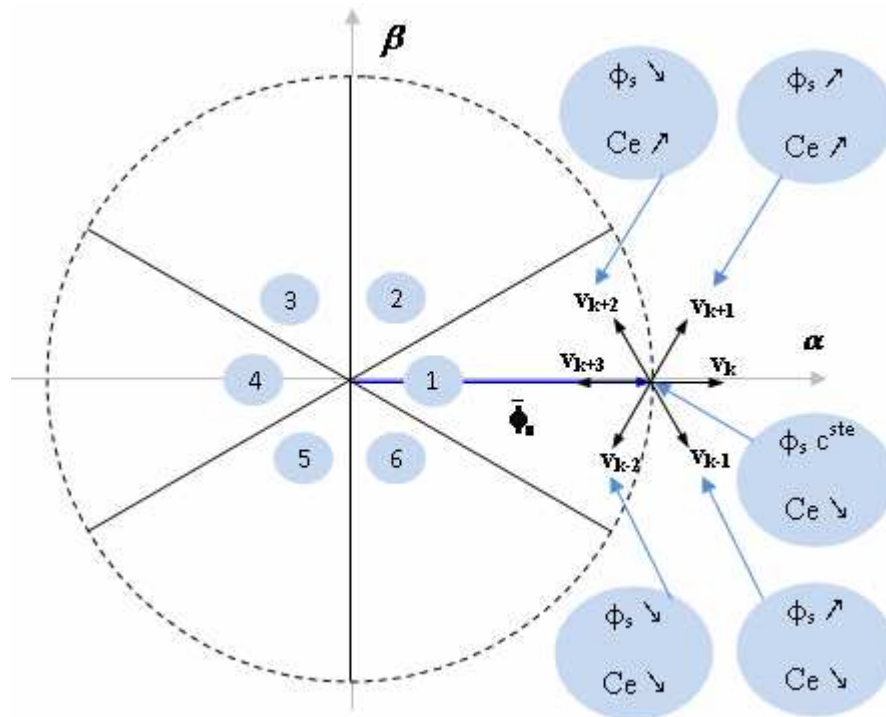


Fig. II. 2 Choix du vecteur tension.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone k (Fig. II. 2), les deux vecteurs \bar{v}_k et \bar{v}_{k+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale sur la Fig. II. 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 $\bar{\phi}_s$.

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

Explicitement, lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans le secteur k [HAQ 03] :

- Si \bar{v}_{k+1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e croît ;
- Si \bar{v}_{k-1} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et C_e décroît ;
- Si \bar{v}_{k+2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e croît ;
- Si \bar{v}_{k-2} est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et C_e décroît.
- La sélection des vecteurs tension nuls, permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur [CAR 00], une séquence nulle est systématiquement appliquée lorsque on emploie des régulateur à trois niveaux pour le couple [CAR 00], [TAK 86] ;
- 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 [CAR 00], [HAS. 97].

II.4 Les estimateurs

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique [CAR 00].

II.4.1 Estimation du flux statorique

L'expression du flux statorique s'écrit [HOA-99], [CAR-00] :

$$\bar{\phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II.10})$$

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

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{II.11})$$

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

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II.12})$$

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 :

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (\text{II.13})$$

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

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 :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

Le secteur dans lequel se trouve le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle θ_s détermine la position du vecteur $\bar{\phi}_s$ et est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{II.16})$$

II. 4.2 Estimation du couple électromagnétique

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

$$C_e = p \left[\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha} \right] \quad (\text{II.17})$$

II. 5 Elaboration du vecteur de commande

II. 5.1 Contrôleur de flux

Pour contrôler le vecteur flux $\bar{\phi}_s$, 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. II. 3.

$$\left| \phi_s - (\phi_s)_{\text{ref}} \right| \leq \Delta\phi_s$$

Avec :

ϕ_s : est le module de flux ;

$(\phi_s)_{\text{ref}}$: est le flux référence ;

$\Delta\phi_s$: 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.

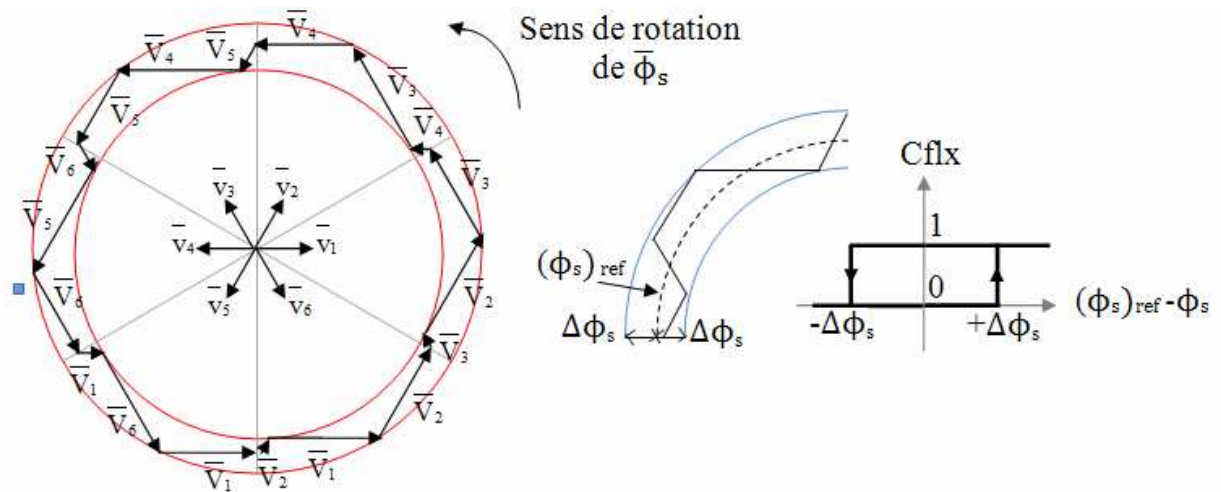


Fig. II. 3 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et Sélection des tensions correspondant

II. 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

$$\left| (C_e)_{\text{ref}} - C_e \right| \leq \Delta C_e \quad (\text{II.17})$$

Avec :

C_e : est le couple électromagnétique ;

$(C_e)_{\text{ref}}$: 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.

II. 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 tension V_{k+1} et V_{k+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs tension nuls.

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 [CHA 96].

II. 5.2.1 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 C_{cpl} .

Fig. III.4 indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{\text{cpl}} = 1$) pour une consigne positive et ($C_{\text{cpl}} = -1$) pour une consigne négative, ou doit

être diminuée ($C_{cpl} = 0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs \bar{v}_{k-1} ou \bar{v}_{k-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

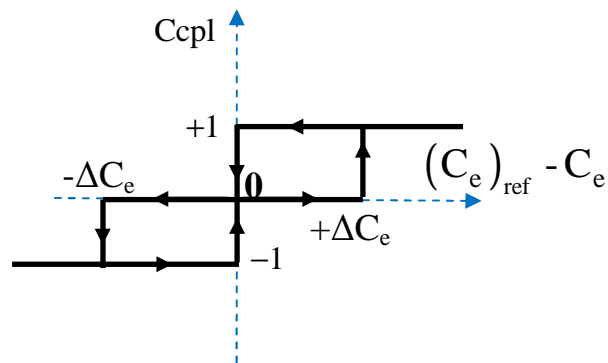


Fig. II. 4 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux

II. 6 Elaboration de la table de commutation

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (C_{cpl}) et (C_{flx}) et le secteur que l'on note N , déterminant la position de flux $\bar{\phi}_s$; Elle se présente donc sous la forme suivante [CHA 96] :

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur
Cflx = 1	Ccpl = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	Deux Niveaux
	Ccpl = 0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	
	Ccpl = -1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	Trois Niveaux
Cflx = 0	Ccpl = 1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	Deux Niveaux
	Ccpl = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	
	Ccpl = -1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	Trois Niveaux

II. 7 Structure générale du contrôle direct de couple

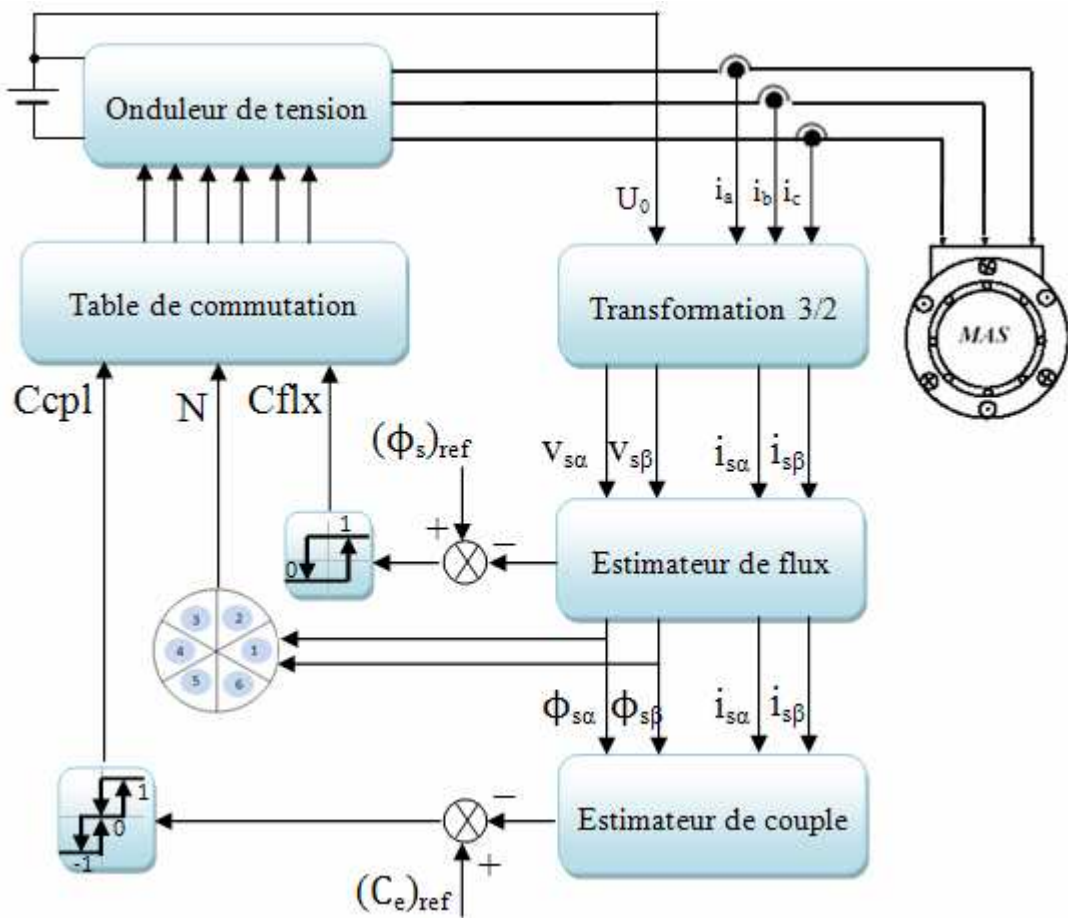


Fig. II. 5 Structure générale du contrôle direct du couple

II. 8 Résultats de simulation et interprétation

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de 4 kW, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement *Matlab/Simulink*.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\pm 0.25 \text{ Nm}$;
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux à $\pm 0.005 \text{ Wb}$;
- La valeur de référence du flux statorique est $\Phi_{sref} = 1 \text{ wb}$;
- La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur PI.

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 [KAB 03].

Dans la suite, l'étude de l'effet des différents paramètres de réglage agissant sur les performances du contrôle direct de couple (DTC).

II. 8.1 Démarrage à vide

La Fig. II. 6 représente les résultats de simulation du contrôle direct de couple d'une machine asynchrone de (4Kw), avec réglage de vitesse par un IP, lors d'un démarrage à vide, avec une consigne de vitesse de $\omega_{ref} = 157 \text{ rad/s}$

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

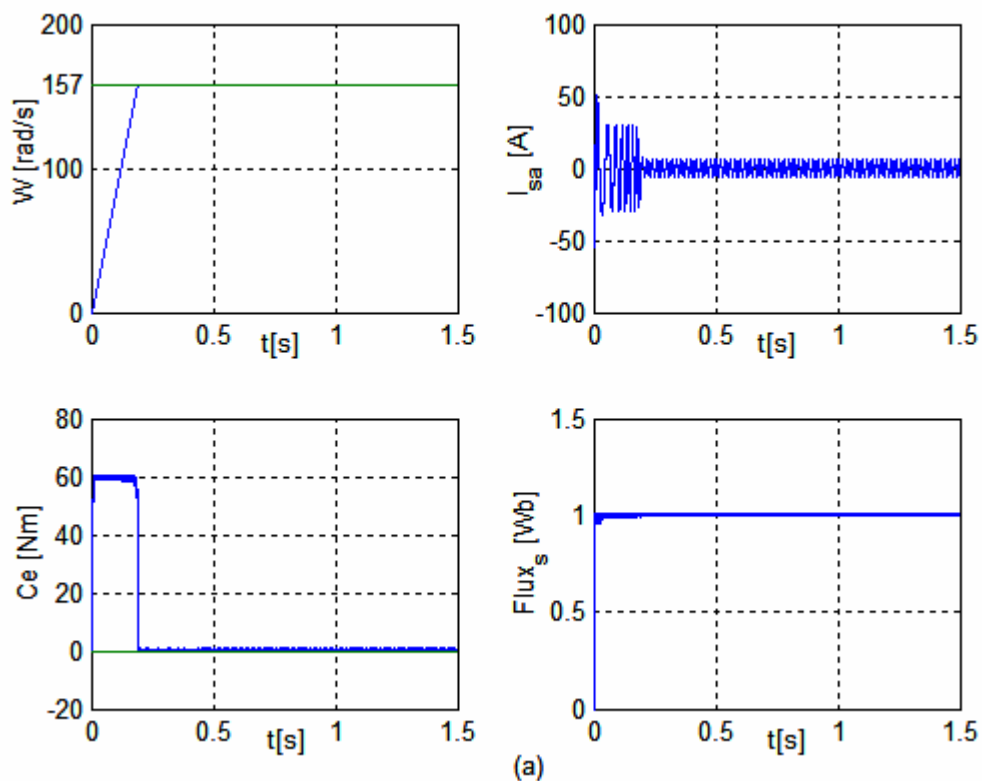
On remarque les bonnes performances dynamiques et statiques obtenues.

Une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.2s, montre les performances de la régulation.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.2s à une valeur pratiquement nulle ; et la même remarque pour les courants statoriques , qui présentent des allures sinusoïdales en régime permanent.

En ce qui concerne la tension (v_{sa}), elle a une onde d'allure rectangulaire formée de créneaux générés par la commande des bras de l'onduleur et la transformation de CONCORDIA à partir d'une source de tension continue.

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.



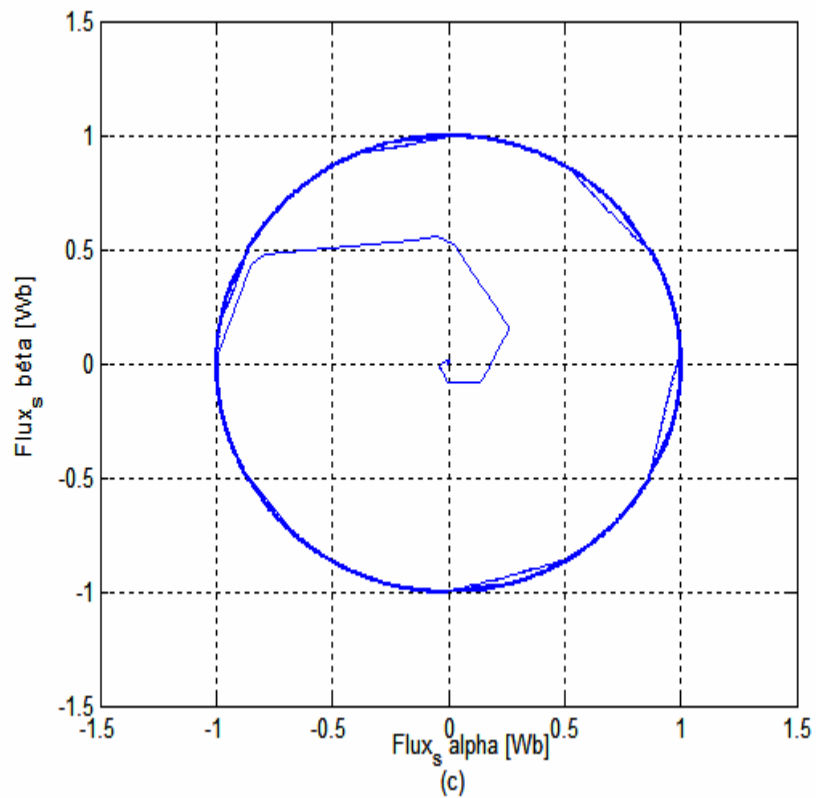
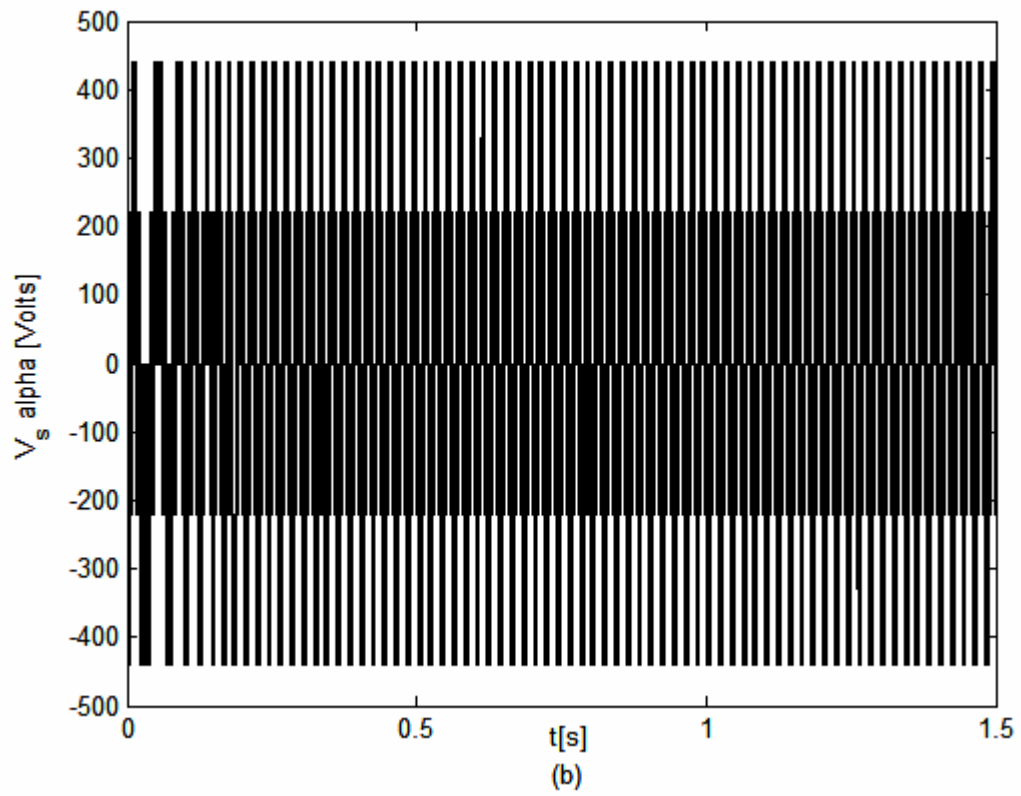


Fig. II. 6 Résultats de simulation du démarrage à vide

II. 8.2 Démarrage en charge

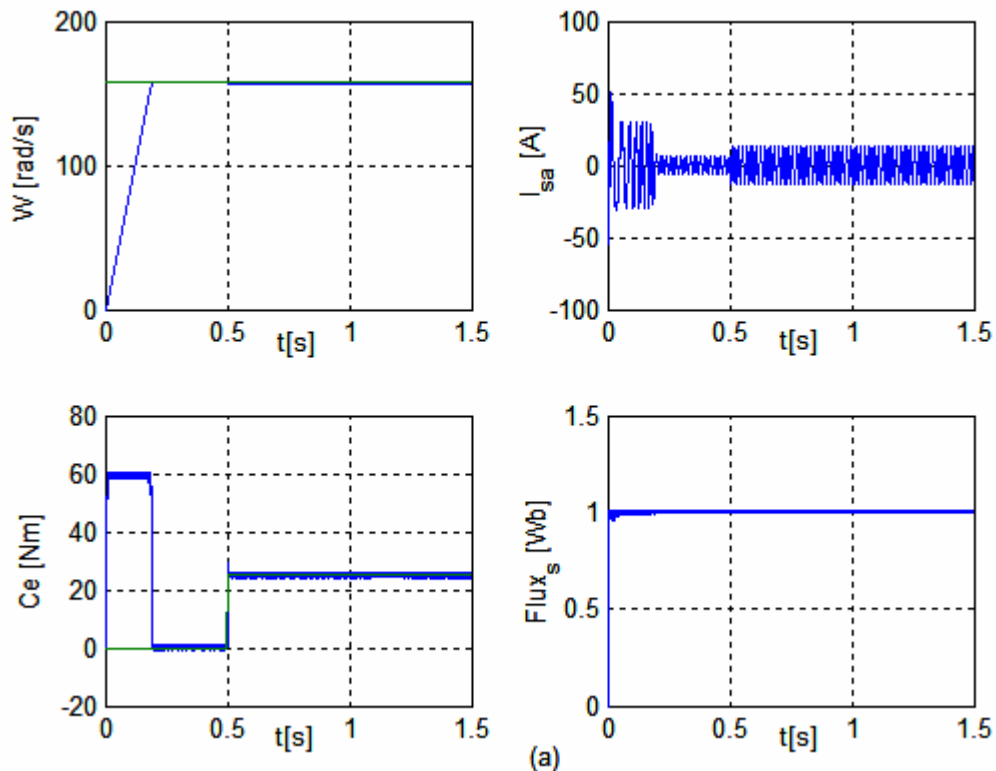
La Fig. II.7 présente les résultats de simulation du système pour un démarrage à vide suivi d'un couple de charge de 25 Nm à l'instant 0.5s.

Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique; Sur (b) la réponse de la tension $v_{s\alpha}$ et sur (c) 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 0.5s), qui traduit l'insensibilité au couple de charge, et le flux reste constant et égale à la valeur de référence (1Wb).

La composante de tension $v_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale peu bruitée à l'instant de variation de charge.

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



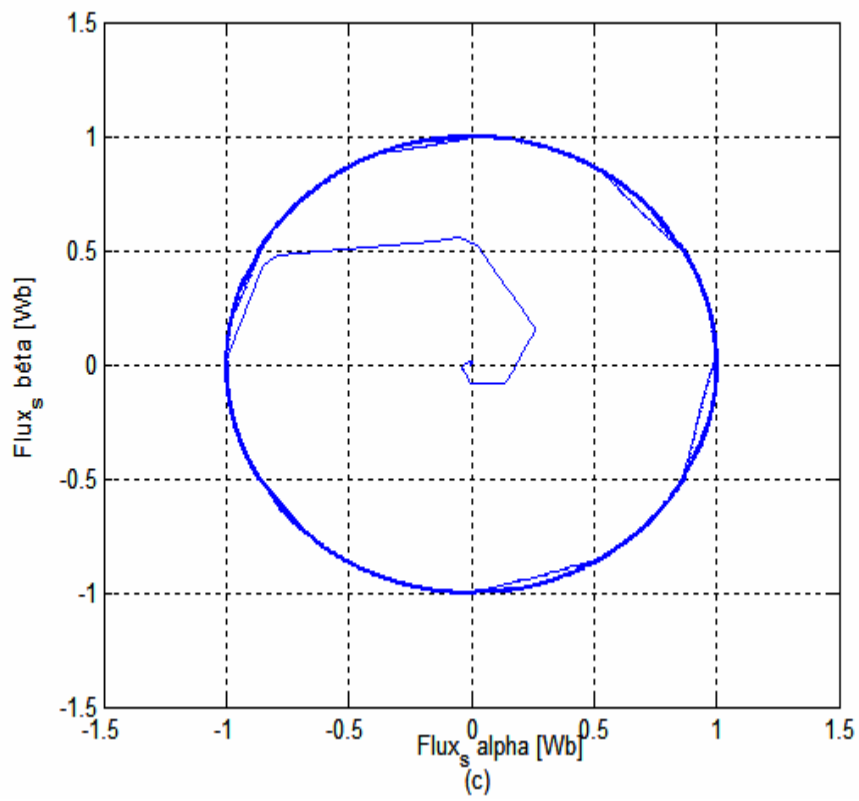
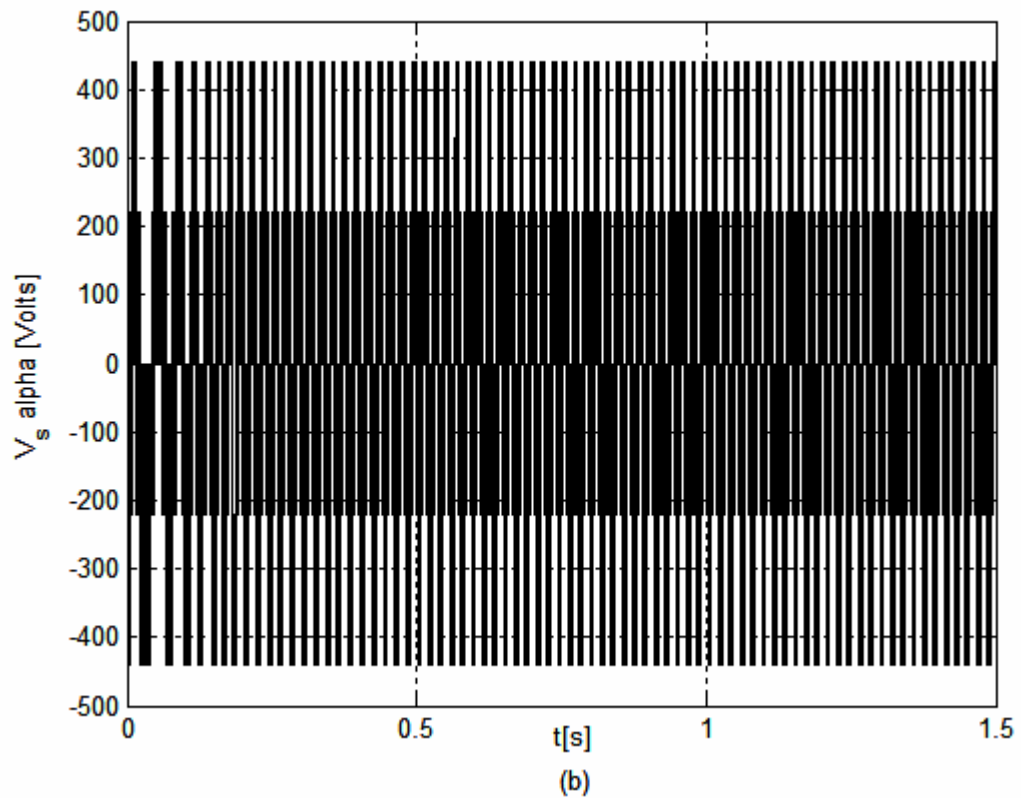


Fig. II. 7 Résultats de simulation du démarrage en charge

II. 8.3 Test avec couple de charge variable

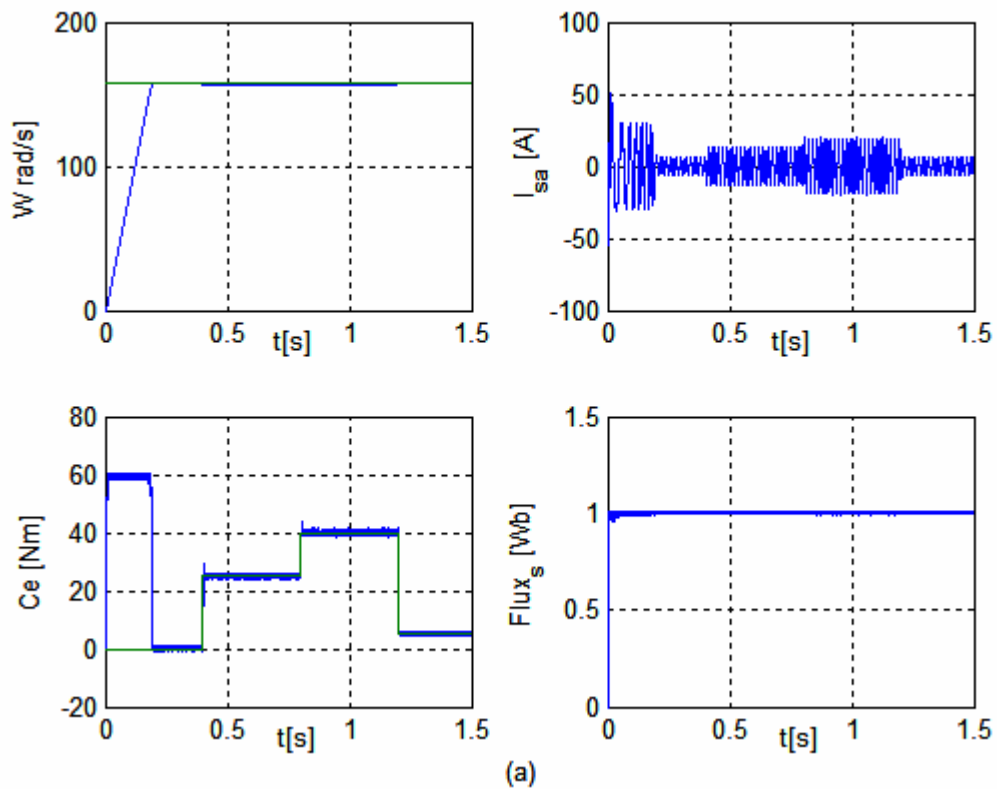
La Fig. II. 8 présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge de 25Nm à 0.4s ; 40Nm à 0.8s et 5Nm à 1.2s.

Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique; Sur (b) la réponse de la tension $v_{s\alpha}$ et sur (c) 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,

La composante de tension $v_{s\alpha}$ présente une allure sinusoïdale peu bruitée aux instants de variation de charge.

Le module de flux a une valeur pratiquement constante (1Wb)



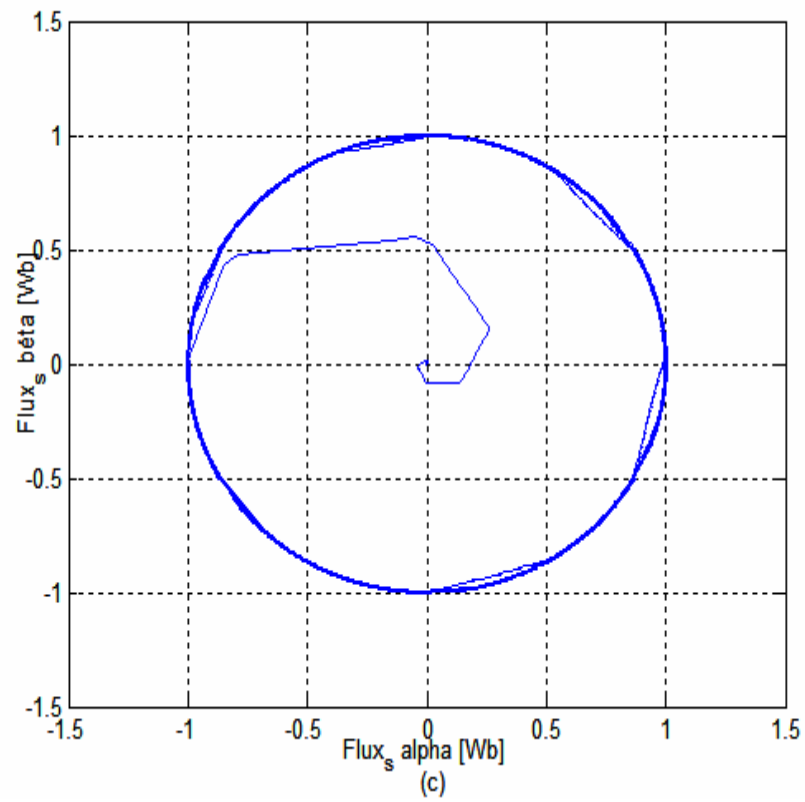
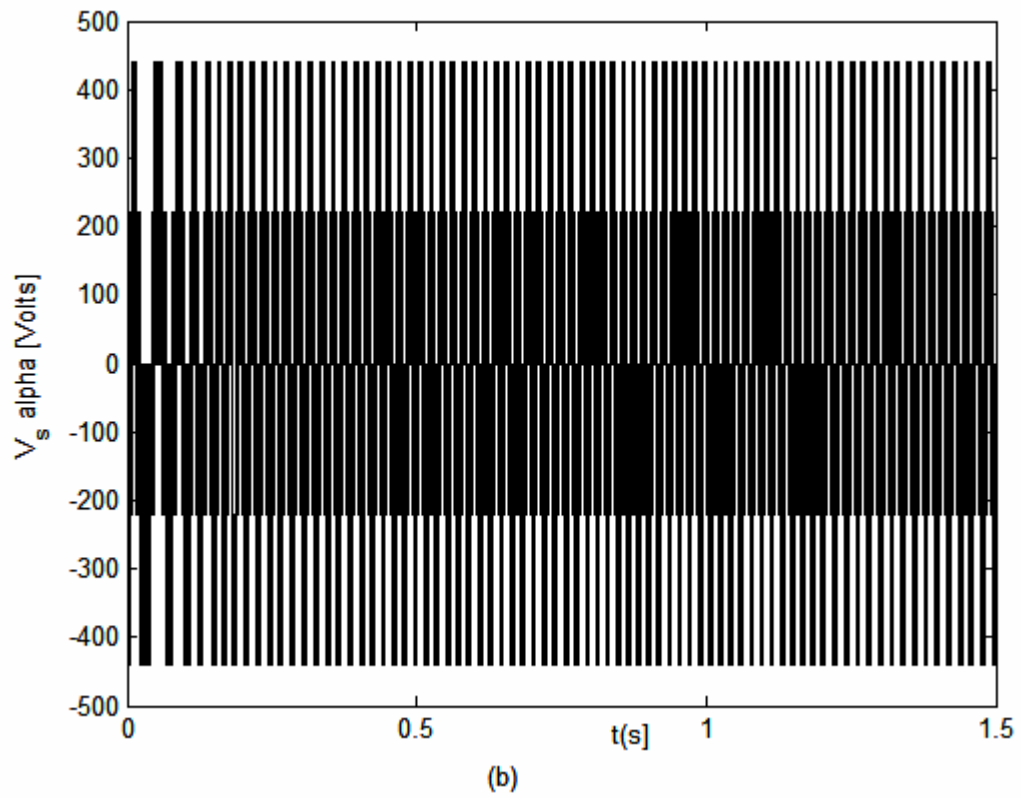


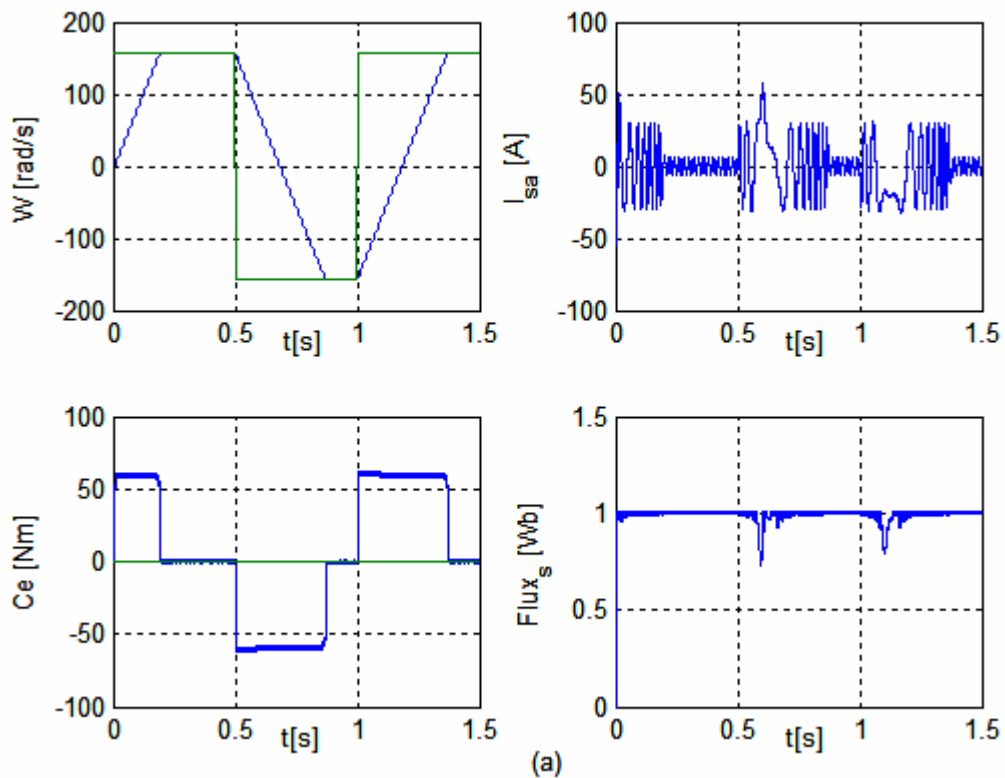
Fig. II. 8 Résultats de simulation du test avec couple de charge variable

II. 8.4 Test avec inversion de sens de rotation

La Fig. II. 9 présente les résultats de simulation du système pour l'inversion de sens de rotation de la machine lors d'une variation de 157 rad/s à -157 rad/s à l'instant 0.5s et une autre variation de -157 rad/s à 157 rad/s à l'instant 1s.

Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique; Sur (b) la réponse de la tension $V_{s\alpha}$ et sur (c) 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 est plus claire sur la réponse de la tension et la trajectoire du module de flux.



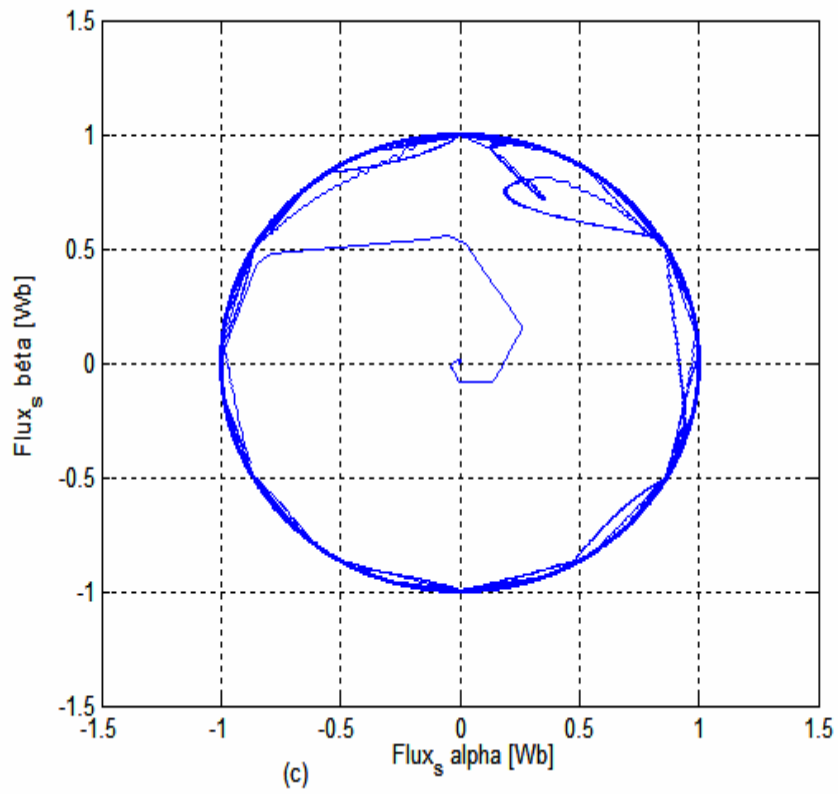
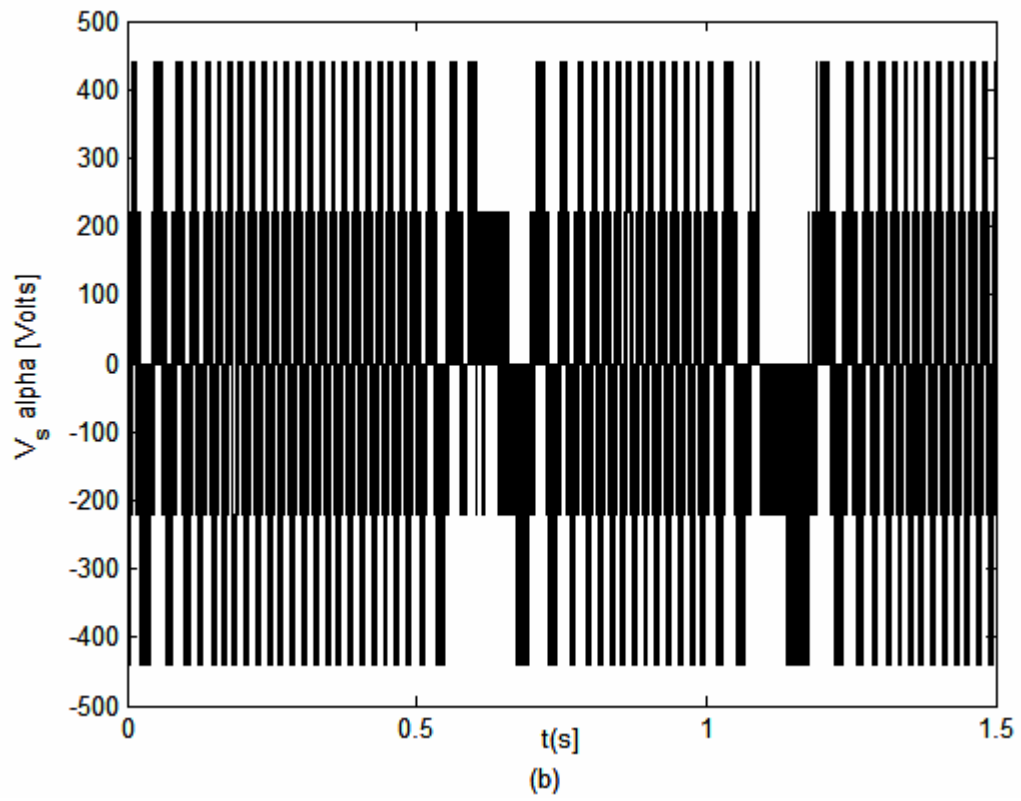


Fig. II. 9 Résultats de simulation du test d'inversion de sens de rotation

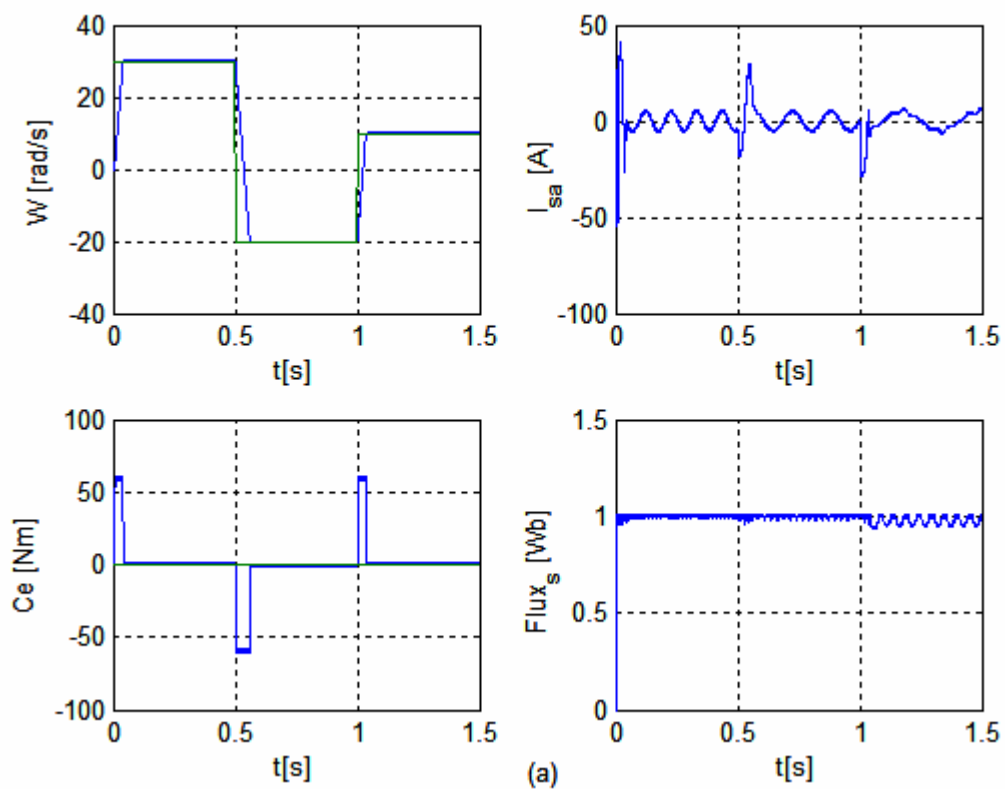
II. 8.5 Test pour les faibles vitesses de rotation

La Fig. II. 10 présente les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine lors d'une variation de 30 rad/s à -20 rad/s à l'instant 0.5s et une autre variation de -20 rad/s à 10 rad/s à l'instant 1s.

Sur (a) sont représentées les réponses de la vitesse de rotation, le courant statorique, le couple électromagnétique et le flux statorique; Sur (b) la réponse de la tension $V_{s\alpha}$ et sur (c) 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 et la tension suivent la variation de vitesse, et clairement influés en fréquences.

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



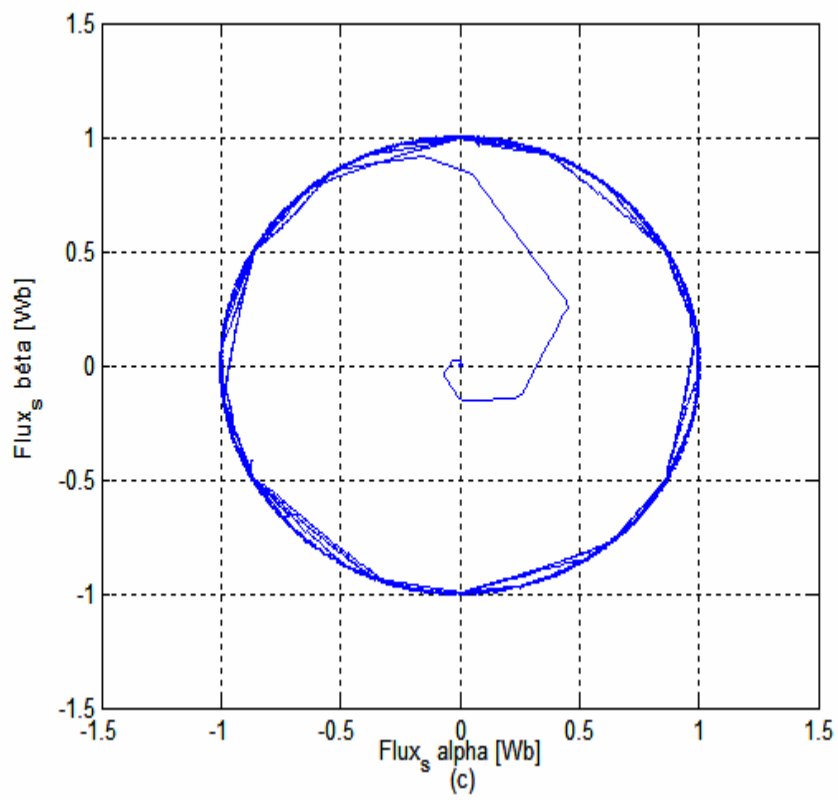
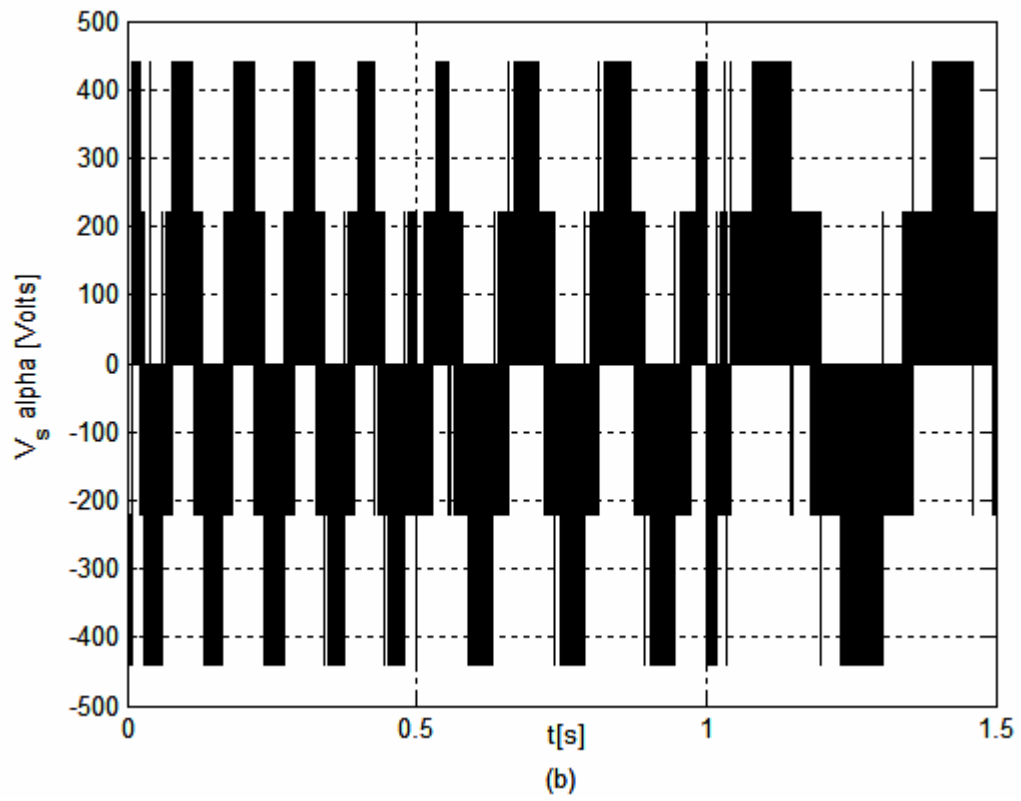


Fig. II. 10 Résultats de simulation du test pour les faibles vitesses de rotation

II. 8.6 Test avec variation de la résistance statorique

La Fig. II. 10 présente 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 faible vitesse.

On a représenté les réponses de flux et de courant statoriques des deux cas comparés, on remarque que l'augmentation de la résistance statorique provoque des ondulation de flux.

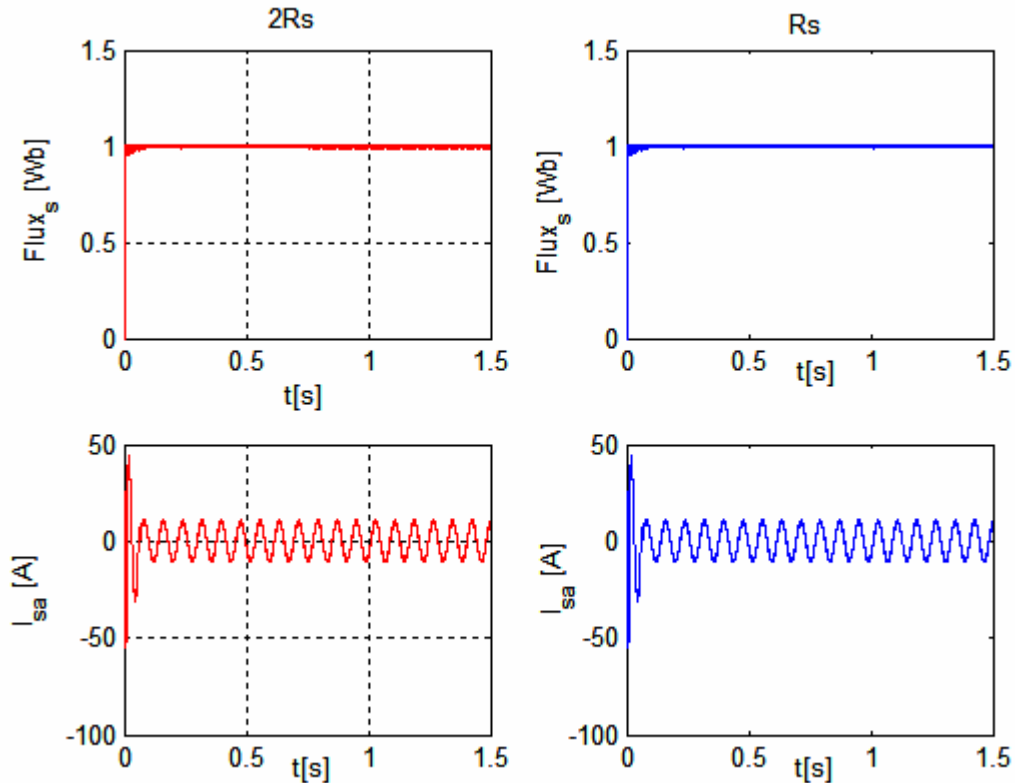


Fig. II. 11 Résultats de simulation du test pour la variation de la résistance statorique

II. 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 élaborée 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 dépendent de la période d'échantillonnage T_e et la largeur de la bande d'hystérésis du couple et celle de flux.

CHAPITRE III

**Commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse
(Filtre de Kalman)**

III.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. Pour des raisons économiques et/ou de sûreté de fonctionnement, certaines applications imposent de s'en affranchir [FRA 05]

L'élimination de la mesure de la position et/ou de la vitesse a longtemps été un objectif, surtout pour l'élaboration d'actionneurs de hautes performances sans capteur mécanique [BAC 02]

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, 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 [CHA 96], [CAR 00]

De nombreuses approches ont été proposées pour estimer la vitesse à partir des grandeurs mesurables de la machine asynchrone [SCH 92, JIA 97, ZAR 00, PIE 00].

L'information de vitesse doit alors être reconstruite à partir des grandeurs électriques. Plusieurs approches existent, Celles basées sur un modèle de comportement de la machine s'appuient notamment sur des techniques d'observation issues de l'automatique [CAN 00-2]

Dans ce chapitre, nous avons étudié la reconstruction de la vitesse de rotation par le Filtre de Kalman étendu en utilisant uniquement les signaux électriques, Le filtre de Kalman étendu permet d'obtenir simultanément une estimation des variables d'état du système et celle de ses paramètres.

Ce chapitre traitera dans ses premiers titres la notion générale des observateurs, suivi de l'introduction du filtre de Kalman étendu pour l'observation de la vitesse et les grandeurs nécessaires à la commande direct de couple ; Il présente la notion de filtrage linéaire optimale, le filtre de Kalman standard, filtre de Kalman étendu et la méthode d'estimation des paramètres suivi d'une Application à l'estimation de la vitesse de rotation de la MAS ; La simulation de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur de Kalman étendu est présenté.

III. 1.1 Principe des observateurs

Dans de nombreux cas se présentant dans la pratique, même si certaines variables d'état sont accessibles à la mesure, elles ne le seront cependant pas toute, pour des raisons de coût des capteurs ou des difficultés d'ordre technologique.

Il faut donc reconstituer l'état du système à partir de ceux qui sont accessibles à la mesure [BOU01], [CAR 02]. . Deux cas sont alors à considérer :

- Cas déterministe

Soit un système linéaire et invariant décrit par l'une des deux représentations d'état suivantes :

$$\begin{array}{l} \text{Cas continu} \quad \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \quad \quad \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} \end{array} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{array}{l} \text{Cas discret} \quad \mathbf{x}_{k+1} = \Phi\mathbf{x}_k + \Gamma\mathbf{u}_k \\ \quad \quad \quad \mathbf{y}_k = \mathbf{C}\mathbf{x}_k \end{array} \quad (\text{III.2})$$

\mathbf{x} est le vecteur d'état de dimension n ; \mathbf{u} est le vecteur d'entrée de dimension p et \mathbf{y} est le vecteur de mesure ou de sortie de dimension q

\mathbf{A} (ou Φ) : matrice de système, $(n.n)$

\mathbf{B} (ou Γ) : matrice d'entrée, $(n.p)$

\mathbf{C} : matrice de sortie, $(q.n)$

En imaginant un système qui, à partir des grandeurs connues : les sorties $\mathbf{y}(t)$ et les entrées $\mathbf{u}(t)$, fournira une valeur approchée $\hat{\mathbf{x}}(t)$ ou estimation de $\mathbf{x}(t)$, un tel système est appelé *observateur déterministe*.

- Cas stochastique

Lorsque le système précédent soumis à des perturbations aléatoires et des bruits de mesure, le problème deviendra plus compliqué, un tel système est décrit par l'une des représentations suivantes :

$$\begin{array}{l} \text{Cas continu} \quad \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{W} \\ \quad \quad \quad \mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{V} \end{array} \quad (\text{III.3})$$

$$\begin{array}{l} \text{Cas discret} \quad \mathbf{x}_{k+1} = \Phi\mathbf{x}_k + \Gamma\mathbf{u}_k + \mathbf{W}_k \\ \quad \quad \quad \mathbf{y}_k = \mathbf{C}\mathbf{x}_k + \mathbf{V}_k \end{array} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

\mathbf{V} représente le vecteur aléatoire de perturbation

\mathbf{W} représente le vecteur aléatoire de bruit de mesure

L'état du système est devenu un processus aléatoire à cause de la présence d'un terme aléatoire dans l'équation d'état.

A partir des données du problème ci-dessus, on cherche à trouver un système linéaire causal, à l'entrée duquel sont appliqués des signaux accessibles à la mesure u, y et qui fournit à sa sortie une grandeur \hat{x} aussi proche que possible de l'état inconnu x . Un tel système est appelé *filtre*, et la solution optimale au sens de la variance de l'erreur d'estimation qu'on note $\mathcal{E} = x - \hat{x}$, est appelé *filtre de Kalman*.

III. 1.2 Observateurs déterministes

III. 1.2.1 Observateur de Luenberger (ou d'ordre complet)

On appelle observateur de Luenberger du système d'équation [OST 06] (III.2) :

$$\begin{aligned} x_{k+1} &= \Phi x_k + \Gamma u_k \\ y_k &= Cx_k \end{aligned} \tag{III.2Bis}$$

Un système décrit par l'équation d'état aux différences :

$$\hat{x}_{k+1} = F\hat{x}_k + \Gamma u_k + G y_k \tag{III.5}$$

Où les valeurs propres de F sont situées à l'intérieur du cercle unité et plus près du centre que celles choisies au système bouclé, et G satisfait l'équation :

$$F = \Phi - GC \tag{III.6}$$

\hat{x}_k est l'estimation de x_k

L'erreur d'estimation $\mathcal{E}_k = x_k - \hat{x}_k$ tend vers 0 quand $t \rightarrow \infty$.

De (III.5) et (III.6) on obtient :

$$\hat{x}_{k+1} = \Phi \hat{x}_k + \Gamma u_k + GC \mathcal{E}_k \tag{III.7}$$

L'équation (III.7) donne le schéma fonctionnel d'état suivant :

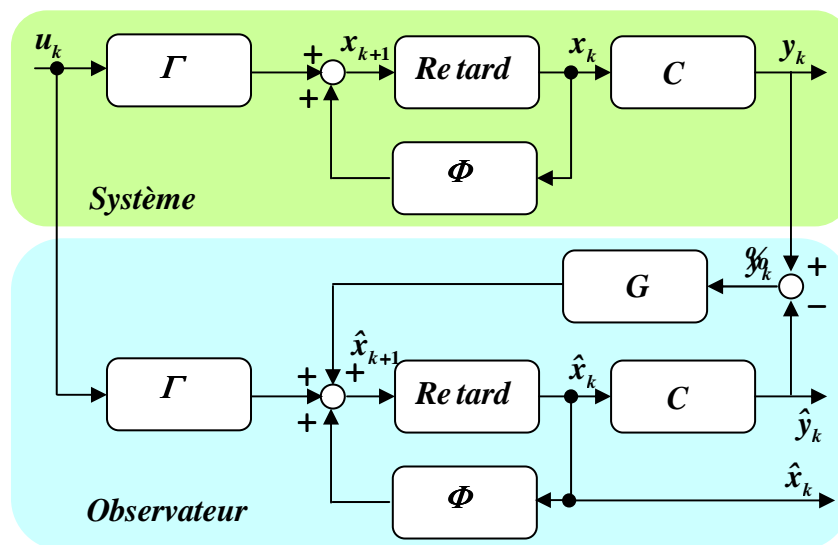


Fig. III. 1 Schéma fonctionnel d'un observateur déterministe (cas discret)

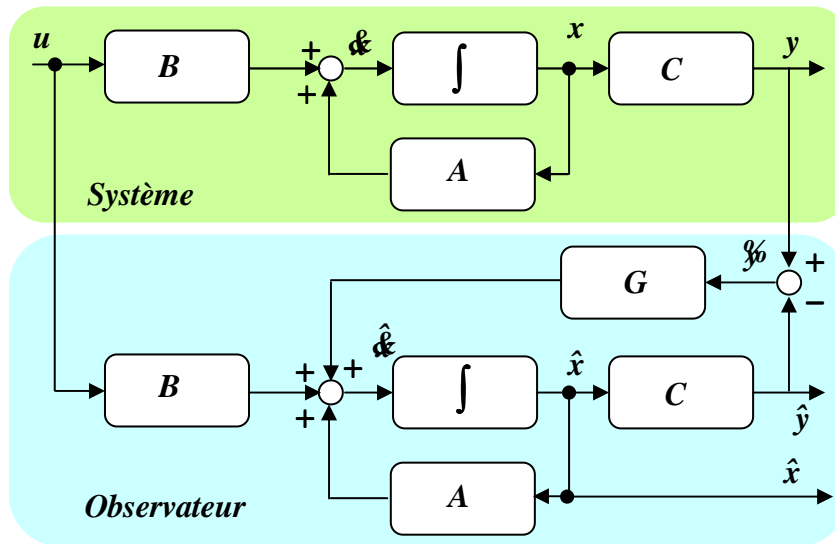


Fig. III. 2 Schéma fonctionnel d'un observateur déterministe (cas continu)

On remarque que :

- Le système est commandé par le signal de commande u

L'observateur est un modèle du système commandé par le signal de commande u et l'erreur d'estimation $e = y - \hat{y}$.

La conception de l'observateur de Luenberger consiste à trouver une matrice de gain G de telle sorte que $F = \Phi - GC$ ait des valeurs propres à l'intérieur du cercle unité et plus près du centre que celles choisies au système bouclé.

Il est utilisé dans les commandes par retour d'état, lorsque tout ou partie du vecteur d'état ne peut être mesuré, Il permet d'estimer les paramètres variables ou inconnues d'un système.

III. 1.2.2 Observateur d'ordre réduit

L'observateur d'ordre complet précédent a le même ordre que le processus.

Si le système à n états et q sorties mesurables, il est inutile d'estimer les états connus, on construit alors un observateur de Luenberger complet d'ordre $(n-q)$.

III. 1.2.3 Observateur généralisé

Le regroupement des deux concepts précédents d'observateur d'ordre complet et d'observateur d'ordre réduit en une seule théorie, permet d'introduire une nouvelle forme de reconstruteur : c'est l'observateur fonctionnel.

III. 1.3 Observateurs stochastiques

Se sont les observateurs qui donnent une estimation optimale, au sens d'un critère statistique de l'état du système taché des bruits de propriétés statistiques connues.

Le filtre de Kalman appartient à cette classe de reconstruteurs d'état, il est souvent exploité pour estimer le flux, la vitesse ou les paramètres rotoriques utilisés pour l'élaboration de la commande des machines à induction.

III. 2. Filtre de Kalman

III. 2.1.1 Filtrage linéaire optimale

Lorsque un système linéaire et invariant soumis à des perturbations aléatoires et des bruits de mesure, le reconstruteur d'état utilisé dans la commande deviendra plus compliqué ; Dans ce cas le système sera décrit par l'une des représentations d'état suivantes [GRE 97], [BAC 02], [BAR 07], [KIM 04] :

$$\begin{array}{l} \text{Cas continu} \\ \mathbf{\dot{x}} = A\mathbf{x} + B\mathbf{u} + W \\ y = C\mathbf{x} + V \end{array} \quad (\text{III.3bis})$$

$$\begin{array}{l} \text{Cas discret} \\ \mathbf{x}_{k+1} = \Phi\mathbf{x}_k + \Gamma\mathbf{u}_k + W_k \\ y_k = C\mathbf{x}_k + V_k \end{array} \quad (\text{III.4bis})$$

A partir des données ci-dessus (A, B, C ou Φ, Γ et C) et des données statistiques connues des perturbations (W_k et V_k), Le système linéaire causal à l'entrée duquel sont appliqués les signaux mesurables, l'entrée u et la sortie y du système, fournit à sa sortie une grandeur estimée \hat{x} aussi proche que possible de la grandeur inconnue x , un tel système est appelé filtre, et le système donnant une estimation optimale au sens du minimum de la variance est appelé filtre de Kalman [OST 06].

III. 2.1.2 Discrétisation d'un système d'état continu

Le filtre est utilisé en temps réel, et la mise en œuvre de lois de commande se fait grâce à des calculateurs numériques, ce qui nécessite la discrétisation des signaux continus du système pour utiliser l'algorithme discret.

Soit le système à temps continu représenté par (III.1), et on suppose que l'entrée u de ce système est un signal échantillonné-bloqué (avec un B.O.Z) [BOU 06], on a :

$$u(t) = u_d(k), \quad t \in [kT_e, (k+1)T_e] \quad (\text{III.8})$$

Entre les instants kT_e et $(k+1)T_e$ la commande reste constante, donc l'intégrale de l'équation d'état entre ces deux instants donne :

$$\mathbf{x}_d(k+1) = e^{AT_e} \mathbf{x}_d(k) + \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} e^{A(t-kT_e)} dt B u(k) \quad (\text{III.9})$$

$$\mathfrak{S}(t) = e^{At} = L^{-1} [SI - A]^{-1} \quad (\text{III.10})$$

$\mathfrak{S}(t)$: est la matrice de transition

$$\text{Donc : } A_d = \mathfrak{S}(T_e) \quad ; \quad B_d = \Psi(T_e)B \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Avec } \Psi(t) = \int_0^t \mathfrak{S}(t) dt \quad (\text{III.12})$$

On obtient la représentation d'état du système discret sous la forme suivante :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_d(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_d(k) \\ \mathbf{y}_d(k) &= \mathbf{C} \mathbf{x}_d(k) \end{aligned} \quad (\text{III.13})$$

Equivalente à :

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \Phi \mathbf{x}_k + \Gamma \mathbf{u}_k \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{C} \mathbf{x}_k \end{aligned} \quad (\text{III.2bis})$$

III. 2.2 Filtre de Kalman standard

Soit le système discrétisé et modélisé par la représentation d'état (III.4) suivante [GRE 97], [OST 06], [BAC 02], [AKI 04]:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \Phi \mathbf{x}_k + \Gamma \mathbf{u}_k + \mathbf{W}_k \\ \mathbf{y}_k &= \mathbf{C} \mathbf{x}_k + \mathbf{V}_k \end{aligned} \quad (\text{III.4 BIS})$$

Avec (\mathbf{W}_k et \mathbf{V}_k) des bruits blancs centrés caractérisés par :

- les espérances :
$$\begin{cases} E(\mathbf{W}_i) = \mathbf{0} \\ \text{et} \\ E(\mathbf{V}_i) = \mathbf{0} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

- les matrices de covariance :
$$\begin{cases} \text{cov}\{\mathbf{W}_{k_i}, \mathbf{W}_{k_j}\} = \sum \mathbf{W}_{k_i} \mathbf{W}_{k_j} = \mathbf{Q}_k \delta_{ij} \\ \text{cov}\{\mathbf{V}_{k_i}, \mathbf{V}_{k_j}\} = \sum \mathbf{V}_{k_i} \mathbf{V}_{k_j} = \mathbf{R}_k \delta_{ij} \\ E(\mathbf{W}_{k_i} \mathbf{W}_{k_j}) = \mathbf{0} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec $\delta_{ij} = \begin{cases} \mathbf{1} & \text{si } i = j \\ \mathbf{0} & \text{si } i \neq j \end{cases}$; \mathbf{Q}_k et \mathbf{R}_k des matrices symétriques définies positives.

L'objectif est de déterminer la meilleure estimée de l'état x_k au sens de la variance d'erreur minimale, connaissant la suite des mesures : y_0, y_1, \dots, y_k

On appelle :

$\hat{x}_k | k$: l'estimée optimale de x_k élaborée après la mesure y_k c'est-à-dire à partir des mesures y_0, y_1, \dots, y_k , on dira encore estimation de l'état x_k .

$\hat{x}_k | k-1$: l'estimée optimale du même état x_k élaborée avant la mesure de y_k , c'est-à-dire à partir des mesures y_0, y_1, \dots, y_{k-1} , on dira ici prédiction de l'état x_k .

On définit l'erreur d'estimation à l'instant k par :

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k | k \quad (\text{III.16})$$

Et la variance de cette erreur par :

$$\sum_{k|k} = E(\mathbf{x}_k \mathbf{x}_k^T) \quad (\text{III.17})$$

L'algorithme de Kalman minimisant la variance conditionnelle à priori se décompose en deux étapes :

- Phase de prédiction ou de propagation
- Phase d'amélioration ou de correction

♦ La phase de prédiction

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} = \Phi_k \hat{\mathbf{x}}_{k|k} + \Gamma_k \mathbf{u}_k \quad (\text{III.18})$$

L'erreur de cette prédiction est :

$$\mathbf{x}_{k+1} - \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} = \Phi_k (\mathbf{x}_k - \hat{\mathbf{x}}_k) + \mathbf{W}_k \quad (\text{III.19})$$

La covariance de l'erreur est :

$$\sum_{k+1|k} = \Phi_k \sum_{k|k} \Phi_k^T + \mathbf{Q}_k \quad (\text{III.20})$$

A partir de (III.14), on déduit la prédiction de $\hat{\mathbf{y}}_{k+1|k}$

$$\hat{\mathbf{y}}_{k+1|k} = \mathbf{C}_k \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} \quad (\text{III.21})$$

♦ La phase de correction

La présence d'une nouvelle mesure \mathbf{y}_{k+1} à l'instant $k+1$ permet d'améliorer l'estimation du vecteur d'état et de la variance de l'erreur d'estimation de l'étape précédente, en tenant compte de la nouvelle mesure.

$$\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k+1} = \hat{\mathbf{x}}_{k+1|k} + \mathbf{K}_{k+1} (\mathbf{y}_{k+1} - \hat{\mathbf{y}}_{k+1|k}) \quad (\text{III.22})$$

En tenant compte de la nouvelle valeur de $\hat{\mathbf{x}}_{k+1|k+1}$, on obtient après calcul :

$$\mathbf{K}_{k+1} = \sum_{k+1|k} \mathbf{C}_k^T \left(\mathbf{C}_k \sum_{k+1|k} \mathbf{C}_k^T + \mathbf{R}_{k+1} \right)^{-1} \quad (\text{III.23})$$

Puis on actualise l'estimée de la covariance

$$\sum_{k+1|k+1} = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1} \mathbf{C}) \sum_{k+1|k} \quad (\text{III.24})$$

Le filtre doit être initialisé par la variance des bruits d'état, la variance des bruits de mesure, l'état initial estimé et la variance de l'erreur d'estimation.

Le Filtre de Kalman est représenté comme suit :

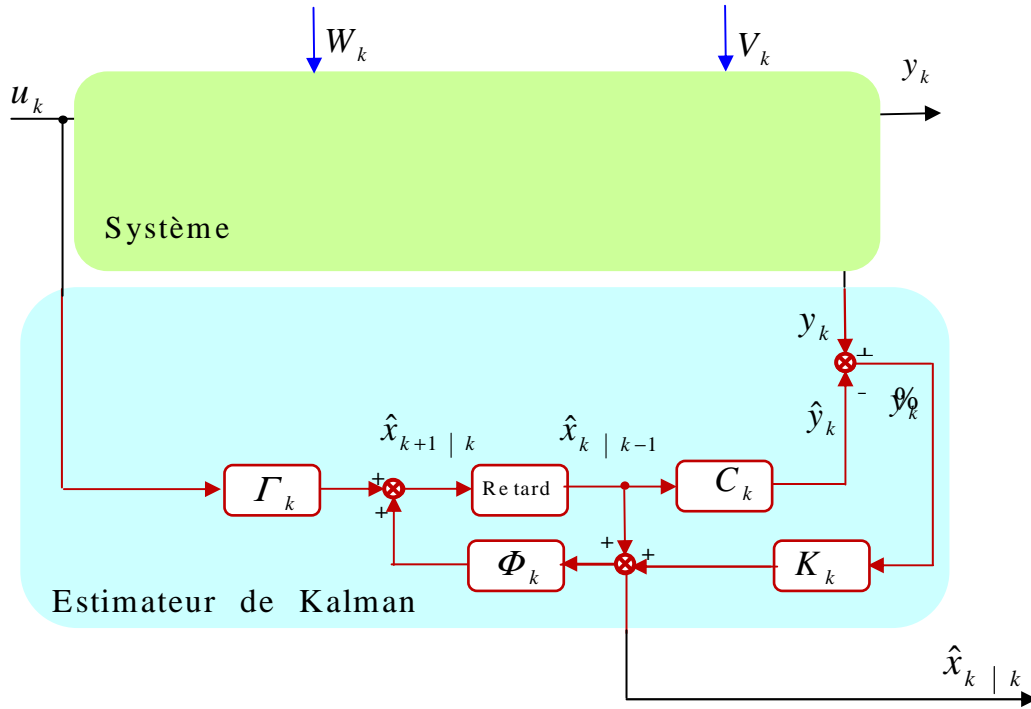


Fig. III. 3 Schéma fonctionnel du Filtre de Kalman

Les algorithmes de l'estimateur et du prédicteur de Kalman (à un pas) s'écrivent comme suit :

❖ Prédicteur de Kalman à un pas :

- Initialisation

$$\text{Pour } k = 0 \quad ; \quad \hat{x}_{k|k-1} = x_0 \quad \text{et} \quad \Sigma_{k|k-1} = \Sigma_0$$

- Algorithme

$$\hat{x}_{k+1|k} = (\Phi_k - K_k C_k) \hat{x}_{k|k-1} + \Gamma_k u_k + K_k y_k \quad (\text{III.25})$$

Avec

$$\Sigma_{k+1|k} = (\Phi_k - K_k C_k) \Sigma_{k|k-1} \Phi_k^T + Q_k \quad (\text{III.26})$$

$$\text{Et } K_k = \Phi_k \Sigma_{k|k-1} C_k^T (R_k + C_k \Sigma_{k|k-1} C_k^T)^{-1} \quad (\text{III.27})$$

❖ Estimateur de Kalman (Filtrage) :

- Initialisation

$$\text{Pour } k = 0 \quad ; \quad \hat{x}_{k|k} = x_0 \quad \text{et} \quad \Sigma_{k|k} = \Sigma_0$$

- Algorithme

$$\hat{x}_{k+1|k+1} = ([I] - K_{k+1} C_{k+1}) \Phi_k \hat{x}_{k|k} + ([I] - K_{k+1} C_{k+1}) \Gamma_k u_k + K_{k+1} y_{k+1} \quad (\text{III.28})$$

Avec

$$\Sigma_{k+1|k+1} = ([I] - K_{k+1}C_{k+1}) \left(\Phi_k \Sigma_{k|k} \Phi_k^T + Q_k \right) \quad (\text{III.29})$$

$$\text{Et } K_{k+1} = \left(\Phi_k \Sigma_{k|k} \Phi_k^T + Q_k \right) C_{k+1}^T \left(R_{k+1} + C_{k+1} \left(\Phi_k \Sigma_{k|k} \Phi_k^T + Q_k \right) C_{k+1}^T \right)^{-1} \quad (\text{III.30})$$

III. 2.3 Filtre de Kalman Étendu

Le filtre de Kalman étendu est une extension aux systèmes non linéaires du filtre standard de Kalman traité précédemment.

Le filtre de Kalman étendu permet d'obtenir simultanément une estimation des variables d'état du système et celle de ses paramètres, c'est un filtre récurent, qui prend en compte des valeurs statistiques du bruit associé aux états et aux mesures.

A chaque pas, le filtre linéarise le système autour du point de fonctionnement du pas précédent [GRE 97], dans ce cas le système décrit par l'équation d'état (III.3) aura la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = f(x(t), u(t), t) + W(t) \\ y(t) = h(x(t), t) + V(t) \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

On définit les matrices F et H telles que :

$$F(x(t), u(t), t) = \left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x=\hat{x}(t)} \quad (\text{III.32})$$

$$H(x(t), t) = \left(\frac{\partial h}{\partial x} \right)_{x=\hat{x}(t)} \quad (\text{III.33})$$

$$\text{Et } \mathfrak{S}_{(k+1,k)} = e^{\left[\left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x=\hat{x}(k|k)} \right] T_e} \quad (\text{III.34})$$

$\mathfrak{S}_{(k+1,k)}$ est la matrice de transition de l'état x_k vers l'état x_{k+1}

On obtient après l'échantillonnage l'algorithme suivant :

$$\hat{x}_{k+1|k} = \hat{x}_{k|k} + \int_{kT_e}^{(k+1)T_e} f(x(t|t_k), u(t), t) dt \quad (\text{III.35})$$

$$\Sigma_{(k+1|k)} = \mathfrak{S}_{(t_{k+1}, t_k)} \Sigma_{(k|k)} \left(\mathfrak{S}_{(t_{k+1}, t_k)} \right)^T + \bar{Q}_k \quad (\text{III.36})$$

$$\text{Avec } \mathfrak{S}_{(t_{k+1}, t_k)} = e^{\left(\left(\frac{\partial f}{\partial x} \right)_{x=\hat{x}(k|k)} \right) \cdot (t_{k+1} - t)}$$

$$\text{Et } t_{k+1} = (k+1)T_e$$

Lors du calcul de $\sum_{k+1|k}$ le système est linéarisé autour de $\hat{x}_k|k$, mais lorsque on calcule $\sum_{k+1|k+1}$ la linéarisation aura lieu autour de $\hat{x}_{k+1|k}$

$$\begin{aligned} K_{k+1} &= \sum_{k+1|k} \cdot \left(H \left(\hat{x}_{k+1|k}, (k+1)T_e \right) \right)^T \\ &\cdot \left[\left(H \left(\hat{x}_{k+1|k}, (k+1)T_e \right) \right) \sum_{k+1|k} \left(H \left(\hat{x}_{k+1|k}, (k+1)T_e \right) \right)^T + R_{k+1} \right] \end{aligned} \quad (\text{III.37})$$

$$\sum_{(k+1|k+1)} = I - K_{k+1} \left(H \left(\hat{x}_{k+1|k}, (k+1)T_e \right) \right) \sum_{k+1|k} \quad (\text{III.38})$$

$$\hat{x}_{(k+1|k+1)} = \hat{x}_{(k+1|k)} + K_{k+1} \left(y_k - H \left(\hat{x}_{k+1|k}, (k+1)T_e \right) \right) \quad (\text{III.39})$$

Le filtre de Kalman étendu est utilisé pour identifier les paramètres qui varient dans les commandes adaptatives, parmi ses applications les plus importantes l'estimation de la constante de temps rotorique et celle de la vitesse de rotation.

III. 2.4 Estimation des paramètres

Pour estimer en même temps l'état et les paramètres qui varient d'un système (le système est devenu non linéaire), on augmente le vecteur d'état estimé aux paramètres souhaités, un nouveau vecteur d'état est défini [GRE 97], [BAC 02] :

$$\mathbf{x}_{e\ k} = (\mathbf{x}_k \ \boldsymbol{\theta}_k)^T \quad (\text{III.40})$$

On considère le même système représenté par l'équation d'état (III.2), où Φ_k, Γ_k, C_k sont fonction de paramètre inconnu $\boldsymbol{\theta}_k$ et de temps t ; en modélisant la variation des paramètres par le bruit $\mathbf{W}_{\boldsymbol{\theta}\ k}$, l'augmentation d'état conduit au modèle suivant :

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{k+1} \\ \boldsymbol{\theta}_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi(\boldsymbol{\theta}_k) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \boldsymbol{\theta}_k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma(\boldsymbol{\theta}_k) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \mathbf{u}_k + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_{xk} \\ \mathbf{w}_{\boldsymbol{\theta}k} \end{bmatrix} \\ \mathbf{y}_{k+1} = [C(\boldsymbol{\theta}_k) \ \mathbf{0}] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_k \\ \boldsymbol{\theta}_k \end{bmatrix} + V_k \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Par l'application de l'algorithme de Kalman étendu on obtient une estimation des paramètres inconnus choisis et de l'état du système linéarisé.

Le système est linéarisé chaque instant, soit :

$$\begin{cases} dx_{e_{k+1}} = F_k dx_{e_k} + G_k du_k + W_k \\ dy_{e_k} = H dx_{e_k} + V_k \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Avec :

$$F_k = \begin{bmatrix} \Phi(\theta_k) \left(\frac{\partial (\Phi(\theta_k)x_k + \Gamma(\theta_k)u_k)}{\partial \theta} \right)_{\theta_k} \\ \mathbf{0} \quad \quad \quad I \end{bmatrix} \quad (\text{III.43})$$

$$H_k = \begin{bmatrix} C(\theta_k) \left(\frac{\partial (C(\theta_k)x_k)}{\partial \theta} \right)_{\theta_k} \end{bmatrix} \quad (\text{III.44})$$

$$G_k = \begin{bmatrix} \Gamma(\theta_k) \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} \quad (\text{III.45})$$

Les algorithmes de l'estimateur et du prédicteur de Kalman étendu s'écrivent comme suit :

❖ Initialisation

$$k = 0 \quad : \quad \hat{x}_{k|k} = x_0 \quad , \quad \Sigma_{k|k} = \Sigma_0 \quad \text{et} \quad \hat{\theta}_{k|k} = \theta_0$$

❖ Prédiction

$$x_{e_{(k+1|k)}} = \begin{bmatrix} \Phi_k & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & I \end{bmatrix} x_{e_{(k|k)}} + \begin{bmatrix} \Gamma_k \\ \mathbf{0} \end{bmatrix} u_{ek} \quad (\text{III.46})$$

$$\Sigma_{k+1|k} = F_k \Sigma_{k|k} F_k^T + Q_k \quad (\text{III.47})$$

❖ Estimation

Calcul du gain de Kalman

$$K_{k+1} = \Sigma_{k+1|k} H_k^T \left(H_k \Sigma_{k+1|k} H_k^T + R_{k+1} \right)^{-1} \quad (\text{III.48})$$

Calcul de la covariance optimale

$$\Sigma_{k+1|k+1} = (I - K_{k+1} H_k) \Sigma_{k+1|k} \quad (\text{III.49})$$

Calcul de l'estimation optimale

$$\hat{x}_{e_{(k+1|k+1)}} = \hat{x}_{e_{(k+1|k)}} + K_{k+1} (y_{k+1} - H_k \hat{x}_{e_{(k+1|k)}}) \quad (\text{III.50})$$

L'initialisation de l'algorithme doit se faire avec soin par un choix convenable des matrices de covariance et les valeurs des paramètres.

Le principe du Filtre de Kalman étendu est représenté comme suit :

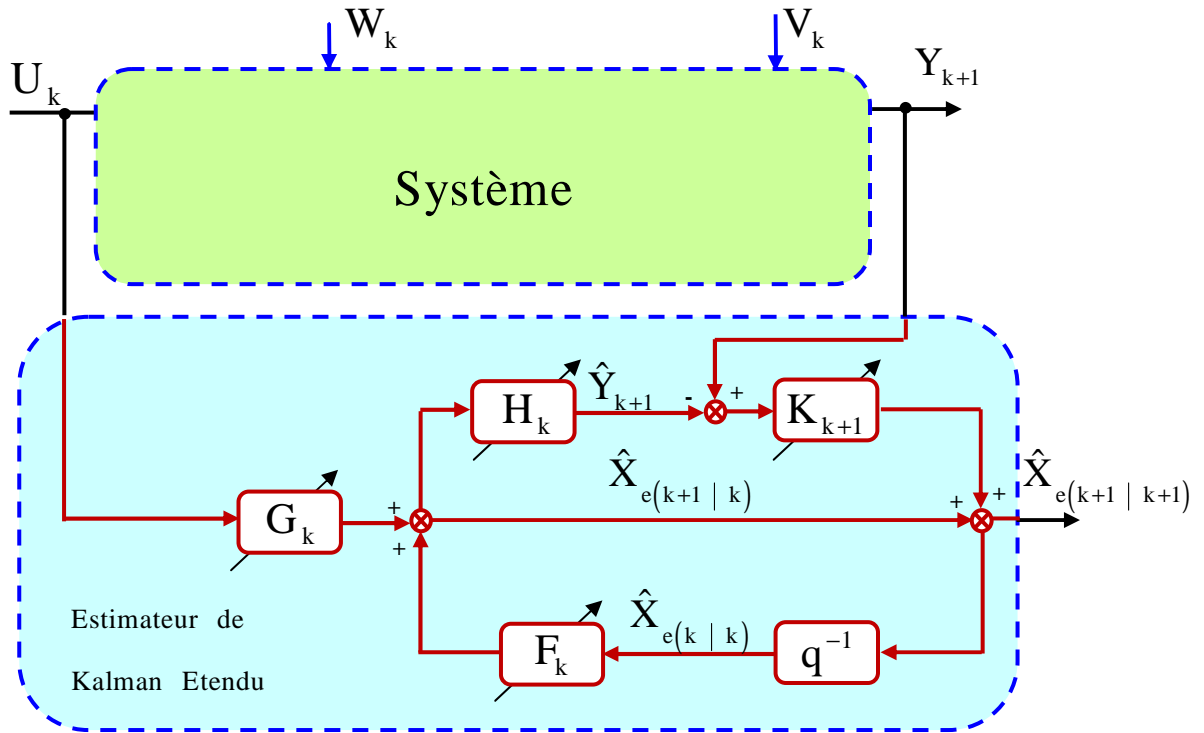


Fig. III. 4 Schéma fonctionnel du Filtre de Kalman Étendu

III. 3.1. Application à l'estimation de la vitesse de rotation de la MAS

Un estimateur de la vitesse de rotation de la machine asynchrone sans capteur mécanique est proposé par (Kim 94), [GRE 97] :

- Le modèle de la machine

Dans un repère (α, β) lié au stator, le modèle de la machine est représenté par :

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) \end{cases} \quad (\text{III.51})$$

Avec

$$x = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ \phi_{\alpha r} \ \phi_{\beta r} \ \omega]^T$$

$$u = [v_{\alpha s} \ v_{\beta s}]^T$$

$$y = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s}]^T$$

x : vecteur d'état ; u : vecteur d'entrée ; y : vecteur de sortie.

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{13} & a_{14} & 0 \\ 0 & a_{22} & a_{23} & a_{24} & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$a_{11} = a_{22} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \right) ; a_{13} = a_{24} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} ; a_{14} = -a_{23} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega$$

▪ Discretisation du modèle

Les équations discrétisées du modèle sont obtenues à partir de (III.29), en général le temps d'échantillonnage T_e est plus petit que les constantes de temps de la machine ; les matrices discrétisées sont données par :

$$A_d = \Phi = \begin{bmatrix} 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \right) T_e & 0 & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} T_e & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega T_e & 0 \\ 0 & 1 - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \right) T_e & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega T_e & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} T_e & 0 \\ \frac{L_m}{T_r} T_e & 0 & 1 - \frac{1}{T_r} T_e & -\omega T_e & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} T_e & \omega & 1 - \frac{1}{T_r} T_e & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$B_d = \Gamma = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} T_e & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} T_e & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T ; C_d = C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On prend en considération les bruits d'états et de mesures, le système d'équation (III.51) s'écrit sous la forme suivante :

$$\begin{cases} x(k+1) = \Phi x(k) + \Gamma u(k) + W(k) \\ y(k) = Cx(k) + V(k) \end{cases}$$

▪▪▪ Algorithme de filtre de Kalman discrétisé

- Initialisation : $k = 0$: $\hat{x}_{k|k} = x_0$, $\Sigma_{k|k} = \Sigma_0$, Q , R
- Prédiction selon (III.46), (III.47)
- Estimation selon (III.48), (III.49), (III.50)

III. 3.2 Structure de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un observateur de Kalman étendu

La structure de l'association DTC-Observateur de Kalman étendu d'une machine asynchrone sans capteur est représentée sur la Fig. III.3, elle est obtenue par l'introduction de EKF dans la structure générale du contrôle direct de couple (chapitre II) en remplaçant l'ensemble de l'estimateur de flux et l'estimateur de couple par l'estimateur de Kalman étendu.

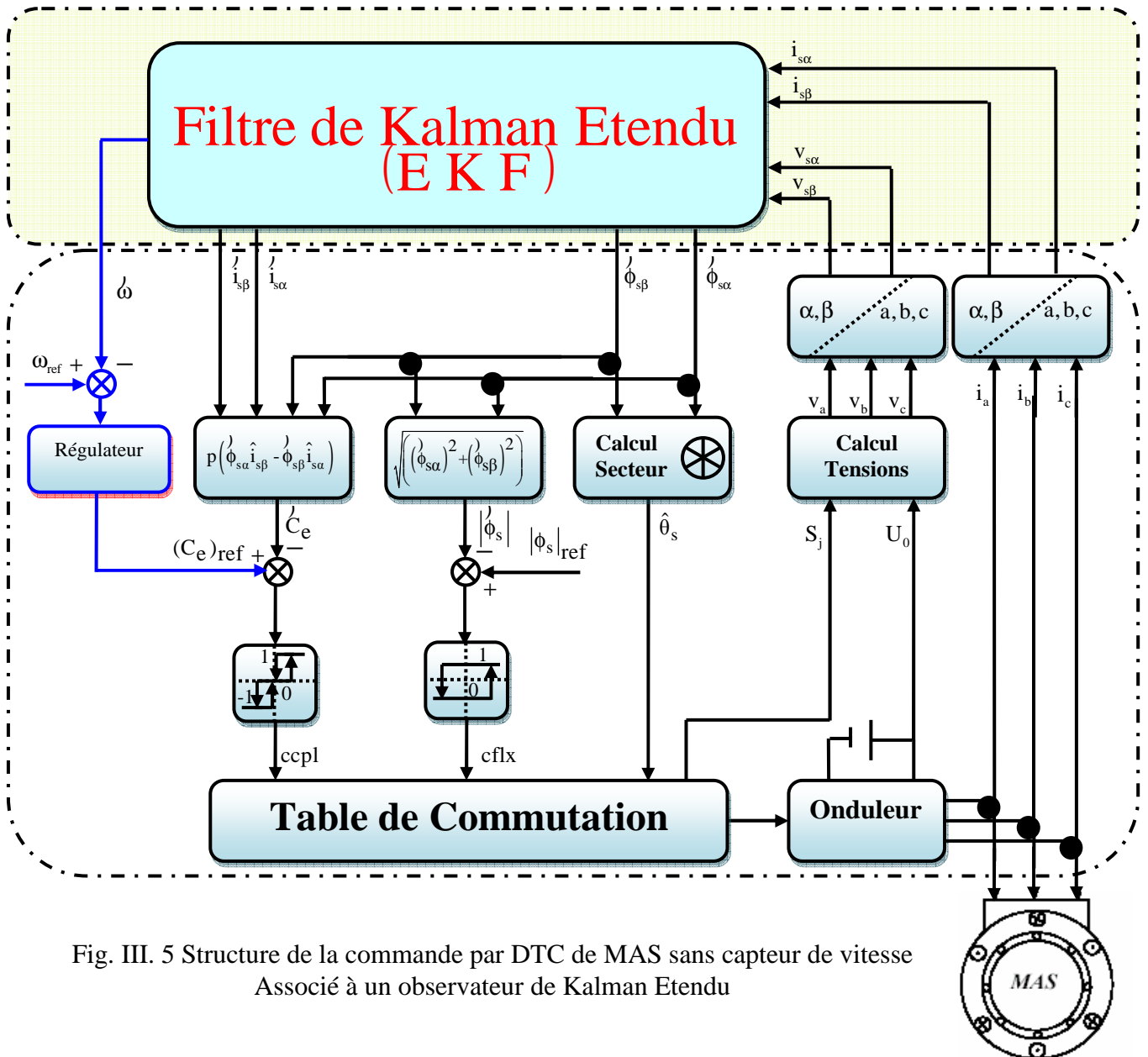


Fig. III. 5 Structure de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse Associé à un observateur de Kalman Etendu

III. 4 Résultats de simulation

Le comportement de la structure de la commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse associée à un filtre de Kalman étendu appliquée à une machine de 4 kW, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement *Matlab/Simulink*.

Pour mettre à l'épreuve les performances et la robustesse de cette structure de commande, on a simulé le système avec différents modes de fonctionnement.

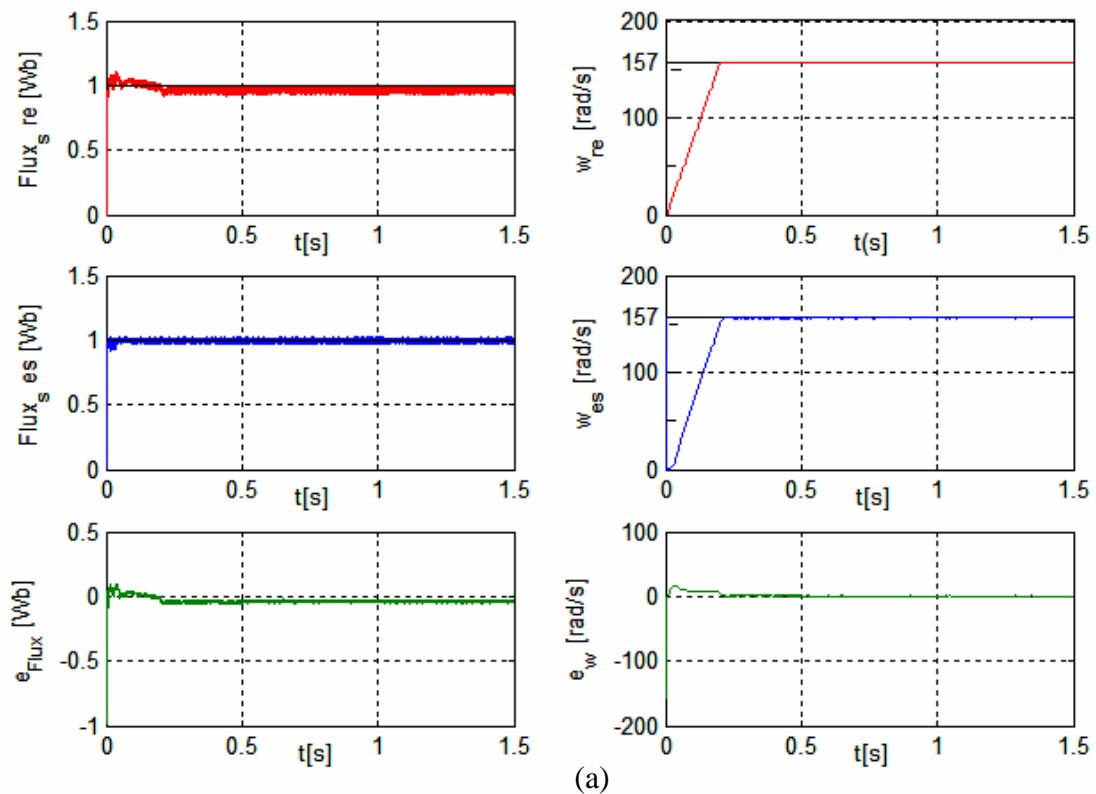
III. 4.1 Test en charge nominale

La Fig. III. 6 présente les résultats de simulation d'un démarrage à vide, suivi de l'application d'un couple de charge nominale de la machine à l'instant $t = 0.5$ s.

La Fig. III. 6 (a) montre la valeur estimée et la valeur réelle dans la machine sont pratiquement égales à la valeur de référence (1Wb), et l'erreur d'estimation est très faible ; La même constatation pour la vitesse, la valeur estimée et la valeur réelle sont presque égales et ont des réponses sans dépassement. On remarque l'insensibilité de la vitesse et du flux aux variations de la charge.

Sur la Fig. III. 6 (b) sont présentées les réponses de couple et de courant réels et estimés, on constate que le couple et le courant suivent la variation de la charge.

La Fig. III. 6 (c) montre l'allure de la tension statorique, et sur la Fig. III. 6 (d) 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.



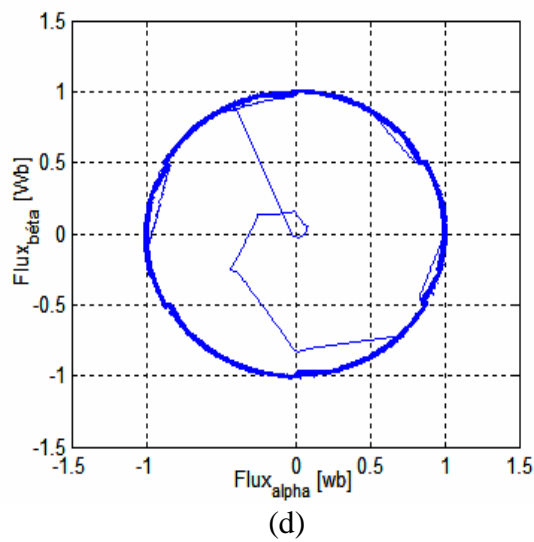
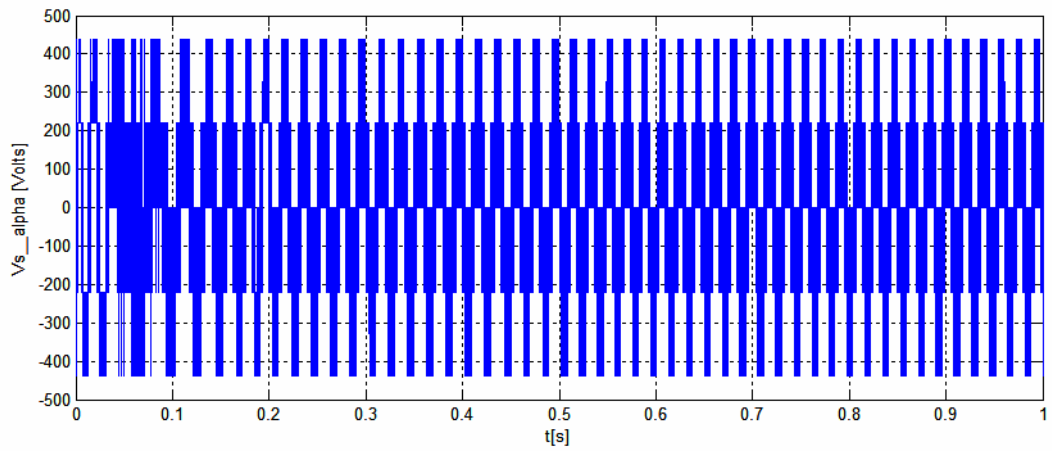
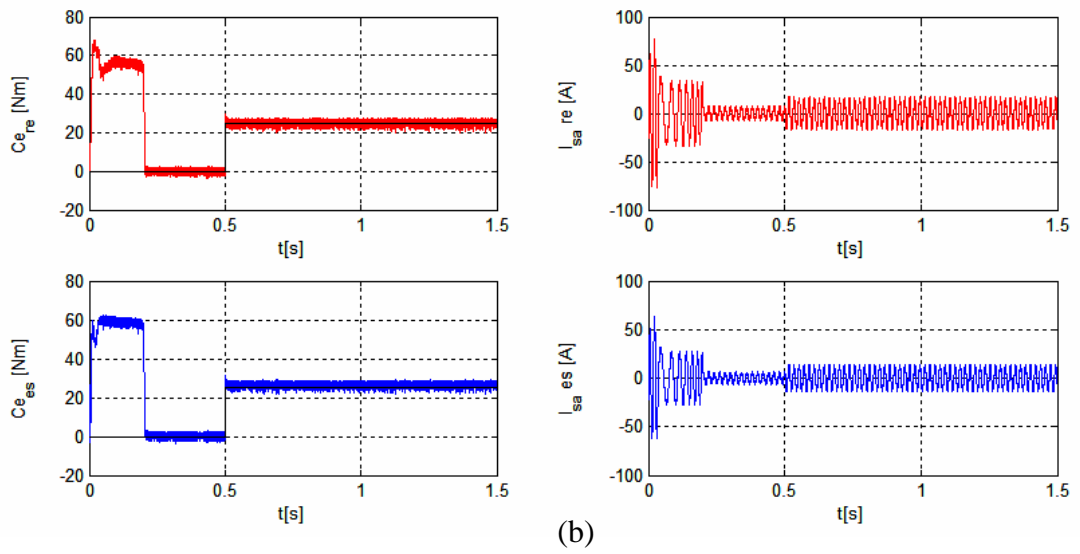
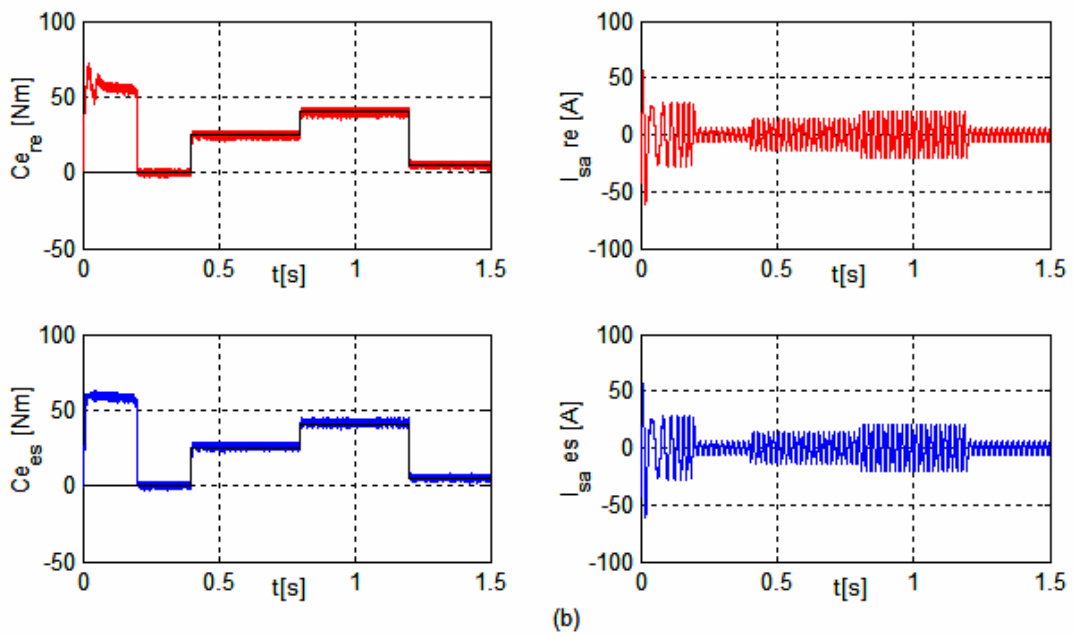
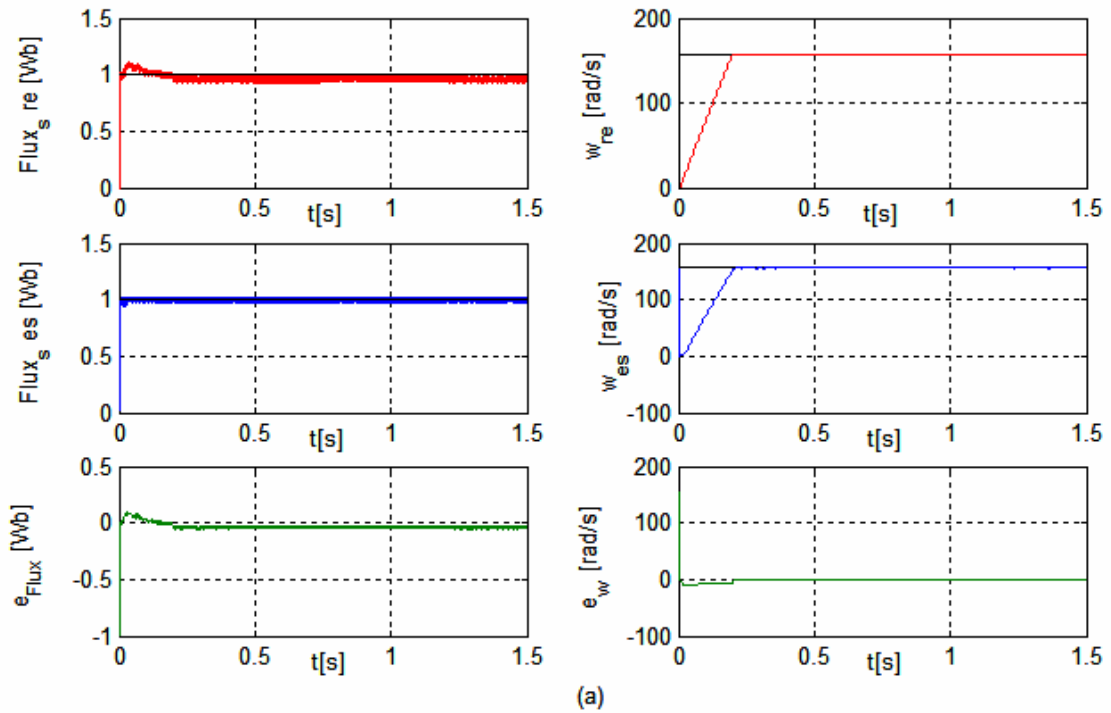


Fig. III. 6 Résultats de simulation avec un démarrage à vide et une application de charge nominale de 25 Nm à l'instant $t = 0.5$ s

III. 4.2 Test en charge variable

Dans ce test, on a appliqué des couples de charge variables de 25Nm, 40Nm et 5Nm respectivement aux instants 0.4s, 0.8s et 1.2s, avec une vitesse de rotation de 157rad/s, on constate Fig. III. 7 (a) d'après la comparaison des réponses des vitesses et celles des flux que le filtre de Kalman étendu est robuste vis-à-vis les variations de charge, l'erreur d'estimation est pratiquement nulle ; le couple et le courant suivent les variations de la charge Fig. III. 7 (b) ; Sur la Fig. III. 7 (c) est présentée la tension statorique et sur Fig. III. 7 (d) l'allure de la trajectoire du module de flux statorique.



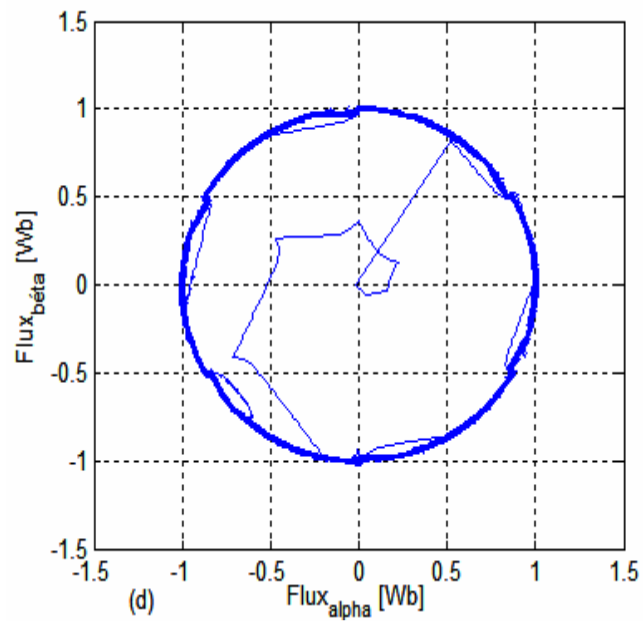
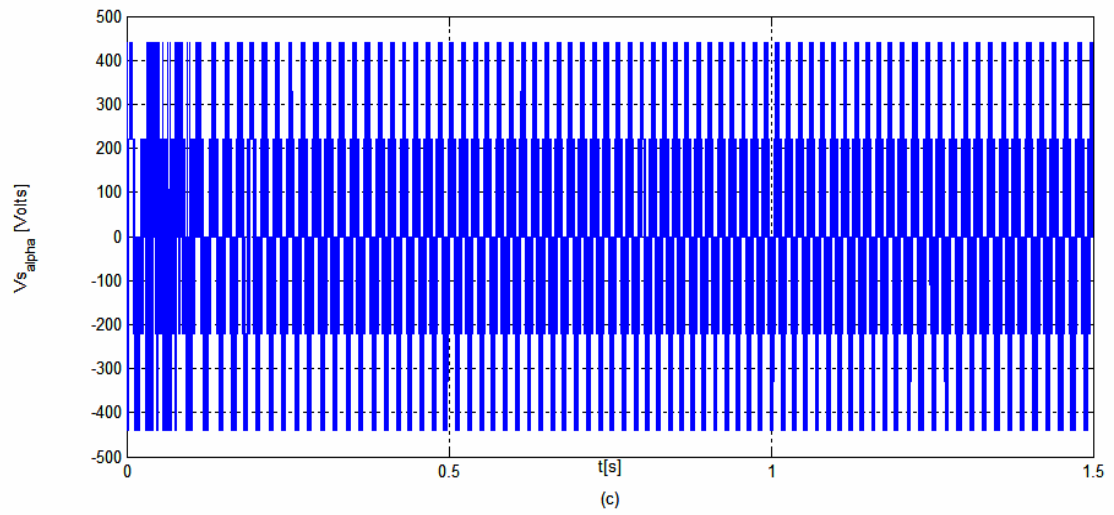
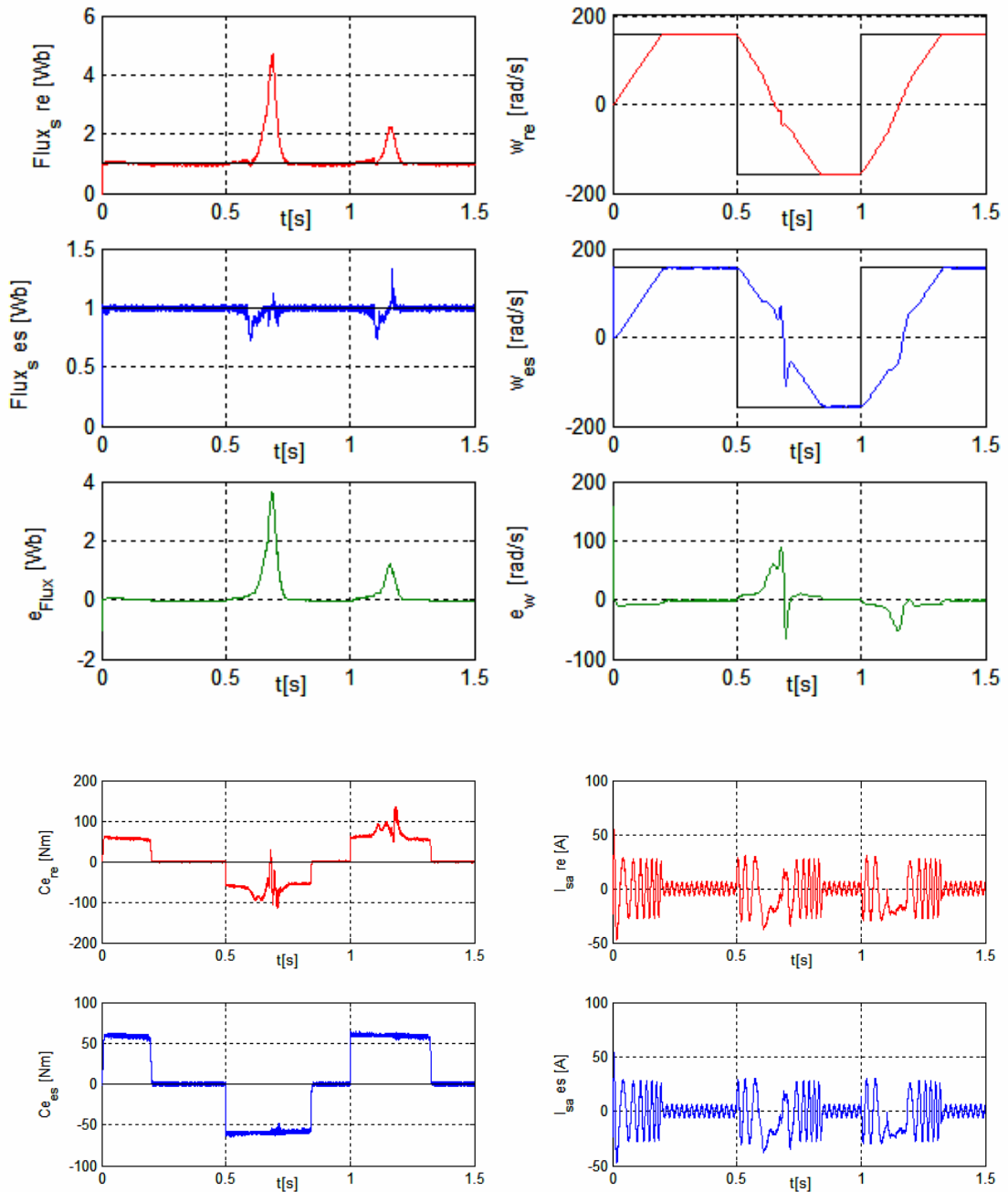
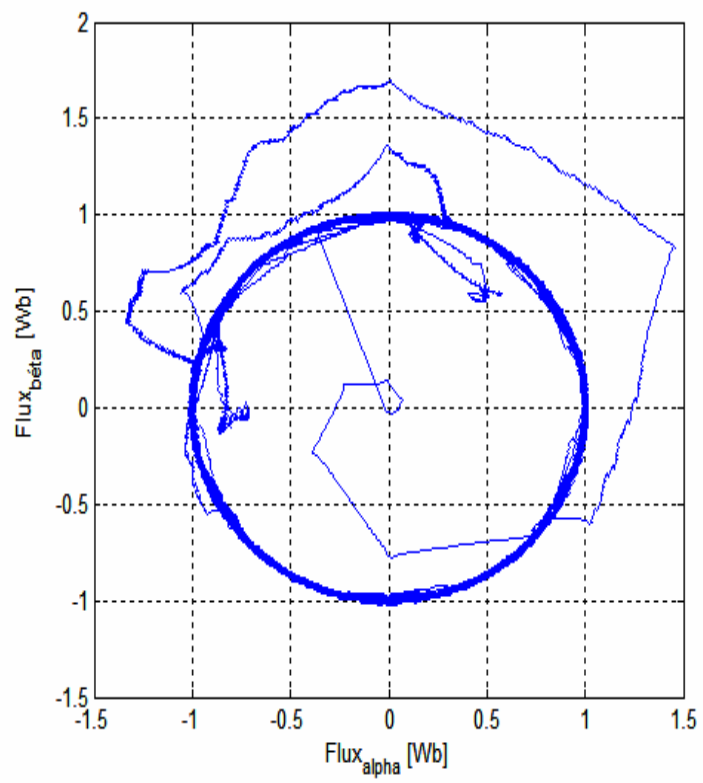
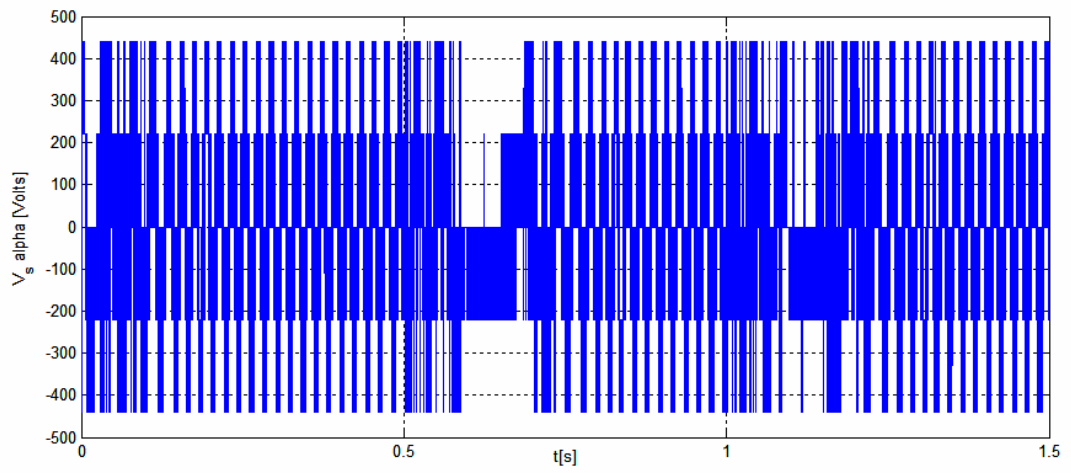


Fig. III. 7 Résultats de simulation avec charge variable

III. 4.3 Test avec inversion de sens de rotation

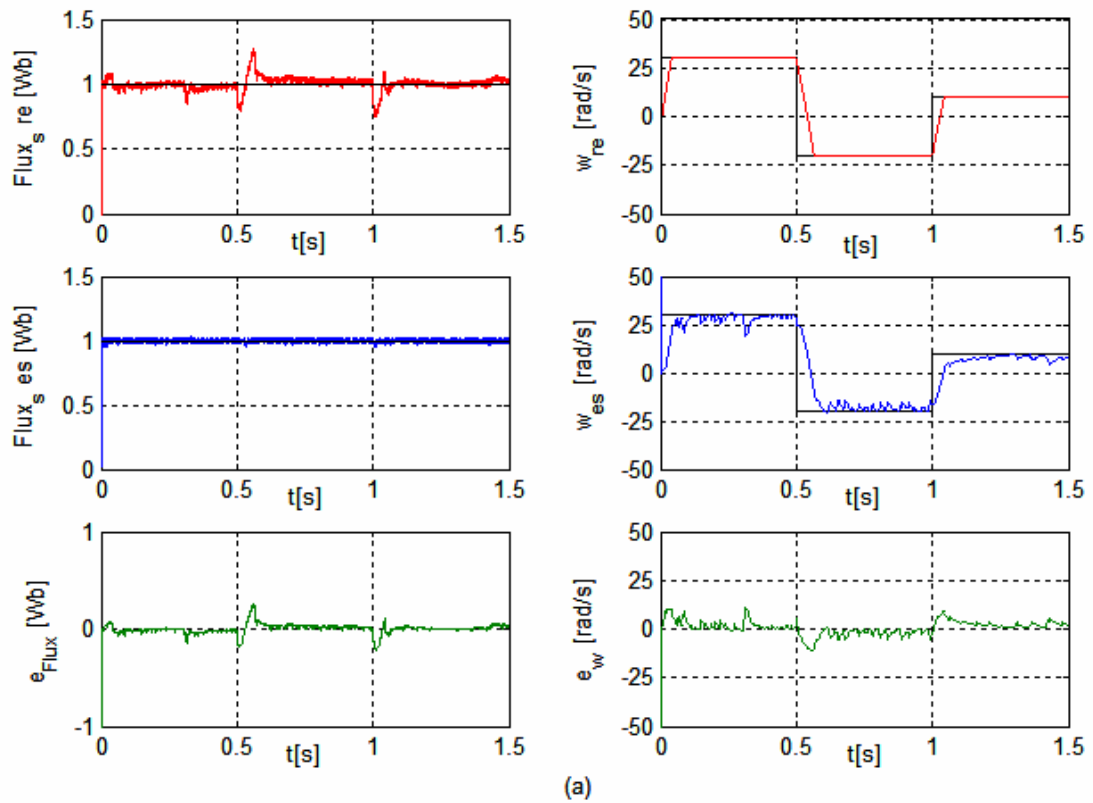
Dans ce test on a provoqué une inversion de sens de rotation de $+157 \text{ rad/s}$ à -157 rad/s à $t = 0.5\text{s}$ puis une autre inversion de -157 rad/s à $+157 \text{ rad/s}$ à $t = 1\text{s}$, on constate que le flux est affecté de variation remarquable aux moments transitoire de l'inversion de sens de rotation et revient pour se stabiliser au nouveau régime, la même constatation pour le courant et le couple ; la vitesse suit la consigne de façon acceptable



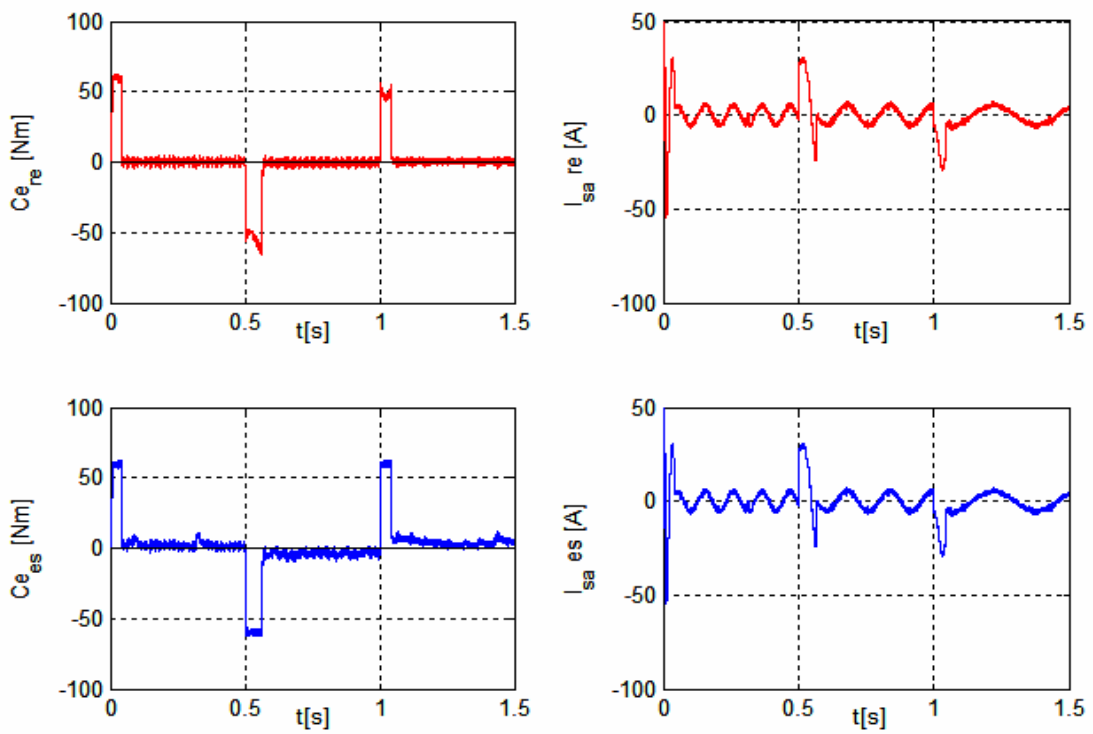


III. 4.4 Test à faibles vitesses

Dans ce test, on a effectué une inversion de sens de rotation de 25 rad/s à -20 rad/s à l'instant 0.5s puis une autre de -25 rad/s à 10 rad/s à l'instant 1s ; les résultats obtenus sont satisfaisants



(a)



(b)

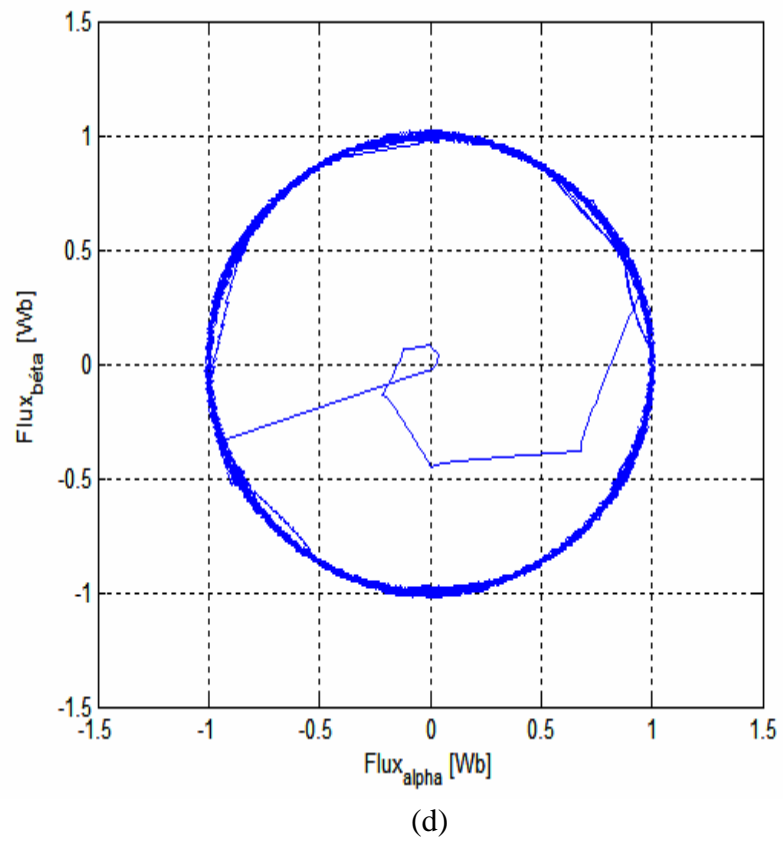
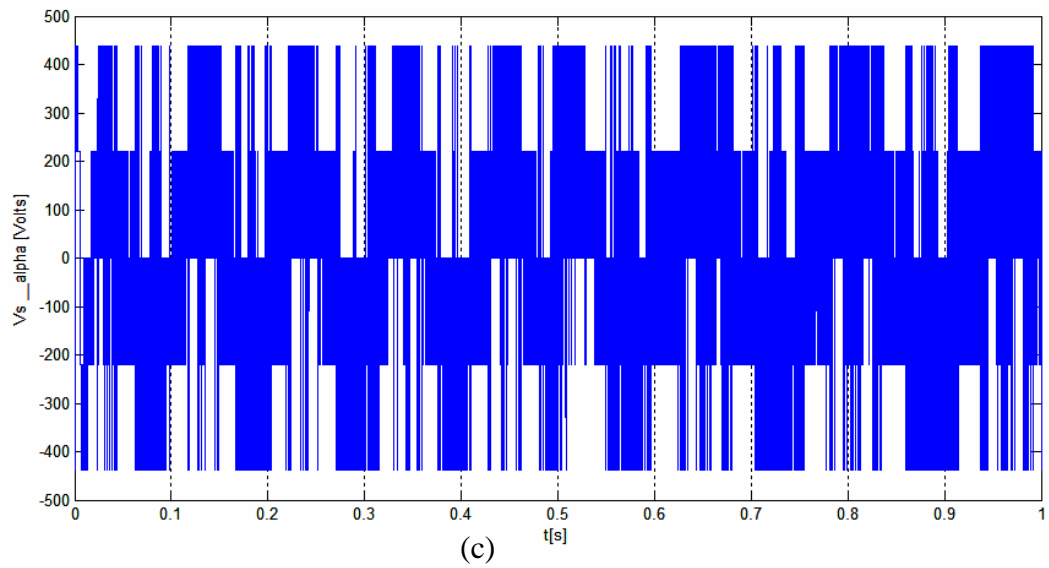
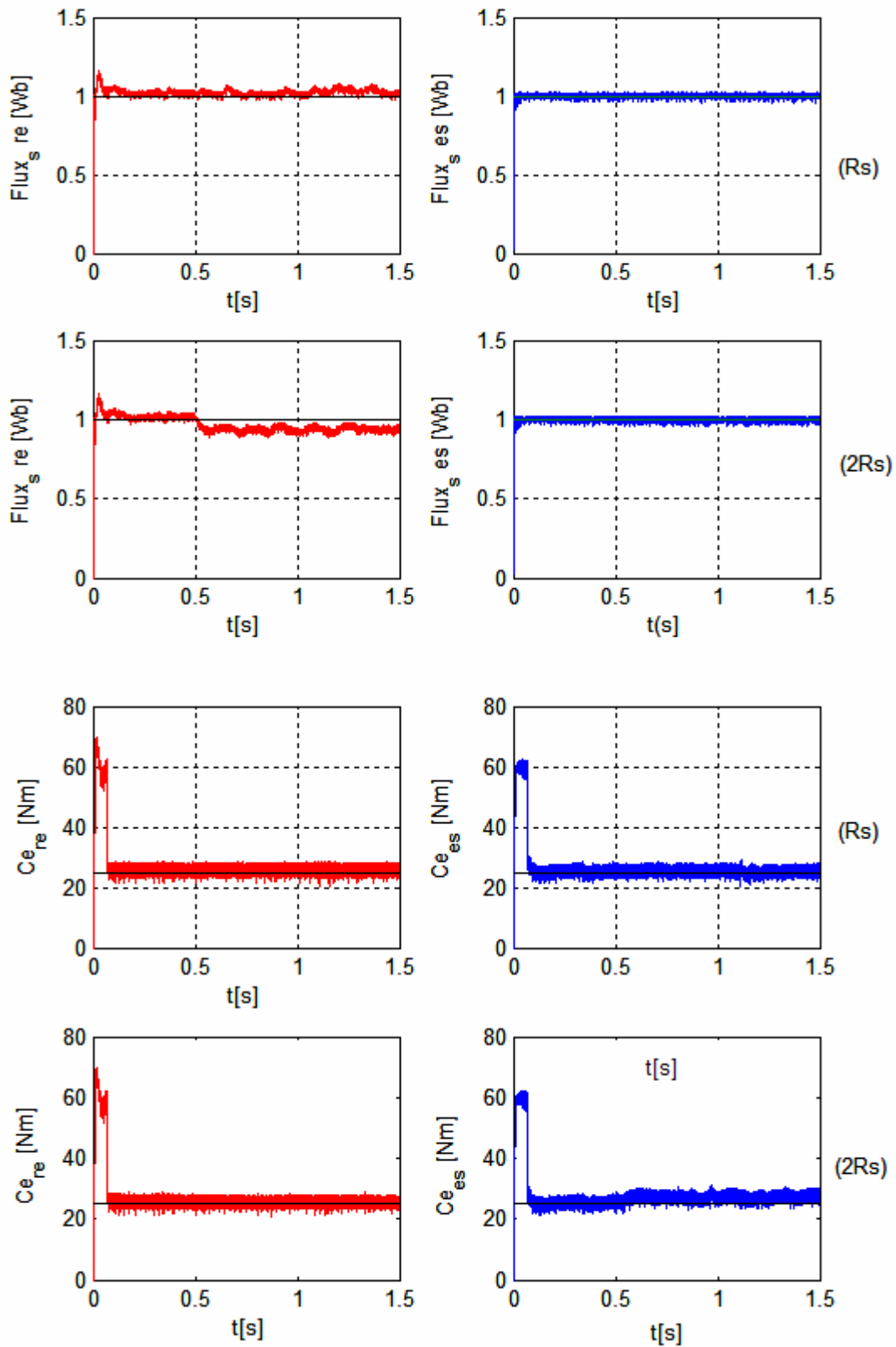


Fig. III. 9 Résultats de simulation pour des faibles vitesses de rotation

III. 4.5 Test avec variation de la résistance statorique

Un test avec augmentation de la résistance statorique de R_s à $2R_s$ à l'instant 0.5s, à faible vitesse, montre l'influence de la résistance sur le flux dans la machine, l'augmentation de R_s provoque une diminution de flux réel, et aussi une augmentation du couple estimé.



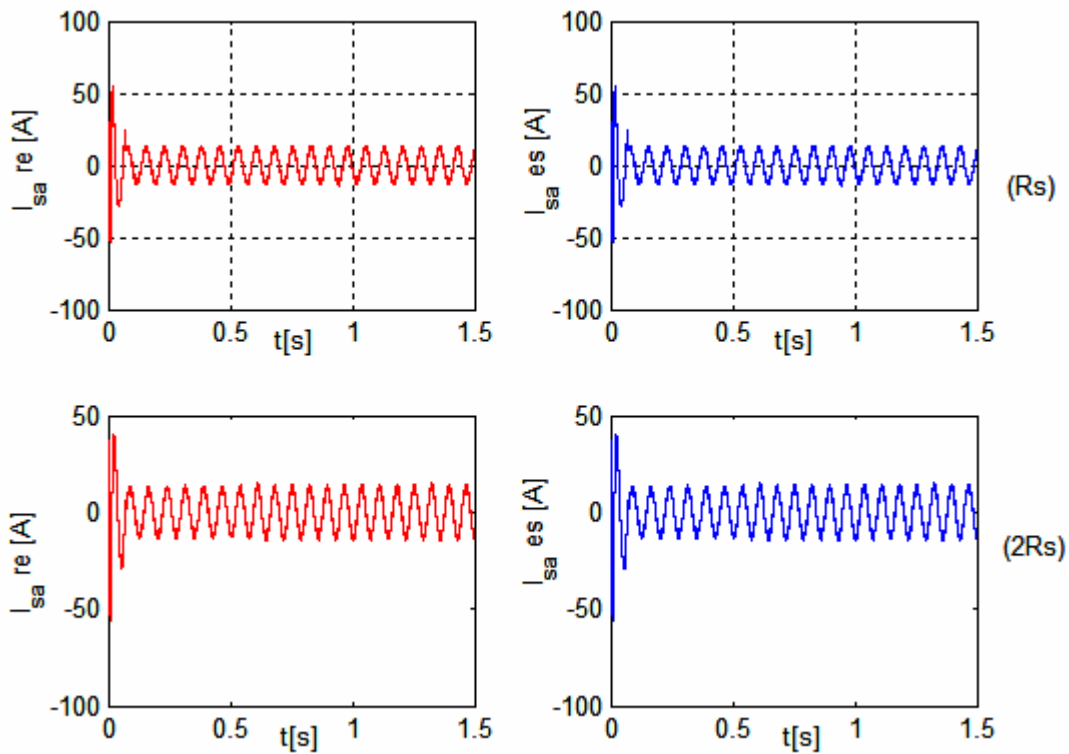


Fig. III. 10 Résultats de simulation pour la variation de la résistance statorique

III. 5 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre la commande directe de couple de la machine asynchrone associée à un filtre de Kalman étendu, la robustesse de l'algorithme d'estimation de flux et de vitesse vis-à-vis les différentes perturbations est étudiées à l'aide de la simulation des différents cas pouvant parvenir à la machine.

Nous avons constaté que l'introduction du FKE à la DTC apporte des performances remarquables au système d'entraînement à vitesses variables, les résultats de simulation montrent que le FKE est robuste vis-à-vis aux variations de charges et l'inversion de sens de rotation ainsi que pour les faibles vitesses.

L'effet de la variation de la résistance statorique négligé dans le cas des vitesses élevées reste encore sans remède par le FKE.

CHAPITRE IV

Commande par DTC de la MAS sans capteur de vitesse
Associée à un observateur adaptatif

IV. 1 Introduction

La machine asynchrone est actuellement la machine la plus favorisée pour réaliser les variateurs de vitesse, en raison de son faible coût et de sa robustesse. De par sa structure, la machine asynchrone à cage caractérisée par le couplage (couple-flux), qui donne à la machine un modèle complètement non linéaire et sa commande devient plus complexe.

La machine asynchrone sans capteur mécanique est l'un des axes principaux de recherche dégagés et exposés comme étant les 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. Plusieurs sont les travaux réalisés sur ce sujet, dont l'objectif est d'obtenir des commandes performantes.

Parmi les lois de commande développées, La commande par DTC, qui nécessite la connaissance du flux statorique (amplitude et argument) et le couple électromagnétique, qui sont estimés à partir des grandeurs, courant et tension, et on a constaté de l'étude de cette commande que l'estimateur de flux dépend de la résistance du stator.

De nombreux observateurs proposés dans la littérature pour la machine asynchrone [Sch-89], [Kub-94], [Tur-00], [Cha-04].

Pour prendre en compte les variations des paramètres de la machine, dans les lois de commande, deux méthodes sont possibles :

La première est d'utiliser le correcteur assurant un meilleur arrangement performance-robustesse avec les paramètres fixes du régulateur.

La seconde est de faire évoluer les paramètres du correcteur avec l'environnement en négligeant les incertitudes dues aux dynamiques hautes fréquences, c'est de faire adapter les paramètres du système qui dérivent dans le temps ou sont inconnus [GRE 97]

Pour surmonter les difficultés liées à l'utilisation de capteurs dédiés et les variations des paramètres, pour toutes ces raisons nous avons présenté la synthèse de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif, les résultats par simulation et interprétations, ainsi que la robustesse de cette association vis à vis aux variations paramétriques de la machine seront présentés.

IV. 2 Synthèse de l'Observateur d'Etat 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 [AIP 02]. 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.

IV. 2.1 Structure et choix des grandeurs

Pour la réalisation de l'observateur adaptatif dont La structure générale est représentée sur la Fig. IV1 [KHO 04], [BEL 2005] ; En posant les considérations suivantes [FRA 2005] : Paramètres du modèle : Connus et invariants,

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

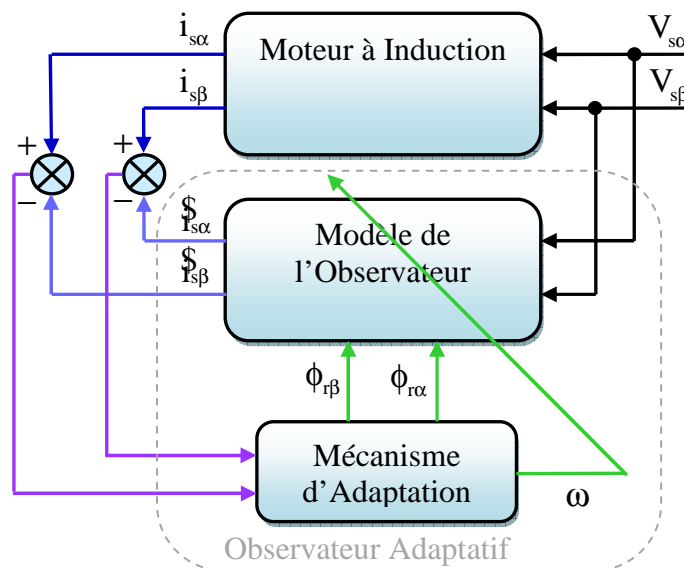


Fig. IV.1 Structure générale d'un observateur adaptatif

IV. 2.2 Modélisation de l'observateur

IV. 2.2.1 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 ($\alpha \beta$) peut être décrit par l'équation d'état suivante :

$$\frac{d}{dt} x = [A]x + [B]u \quad (IV.1)$$

$$y = [C]x \quad (IV.2)$$

L'équation (I.21) réécrite comme suit :

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

(I.21bis)

Avec

$$x = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \phi_{r\alpha} \ \phi_{r\beta}]^T, \quad y = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T, \quad u = [v_{s\alpha} \ v_{s\beta}]^T \quad \text{et} \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

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

$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion; $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique.

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

L'observateur d'état comme on l'a vu au chapitre trois, il 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 :

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = [A] \hat{x} + [B] u + [G] (y - \hat{y}) \quad (IV.3)$$

$$y = [C] x, \quad \hat{y} = [C] \hat{x} \quad (IV.4)$$

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

$$e = x - \hat{x} \quad (IV.5)$$

Par soustraction des équations (IV.1) et (IV.3), la dynamique de l'erreur sera gérée par :

$$\dot{e} = (A - GC)e \quad (IV.6)$$

Dans laquelle, le choix de G dépendant 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 :

$$\hat{A} = A + \Delta A \quad (IV.7)$$

Les variations ΔA de la matrice \hat{A} sont causées par les variations des paramètres à adapter, la vitesse de rotation ω dans notre cas, qui sera considérée 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 :

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = [\hat{A}(\omega)] \hat{x} + [B]u + [G](y - \hat{y}) \quad (IV.8)$$

$$y = [C]x, \quad \hat{y} = [C] \hat{x} \quad (IV.9)$$

Avec $(\hat{\quad})$ désigne la valeur estimée, et G est la matrice du gain qui sera déterminé pour assurer la stabilité de l'observateur.

Avec

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

IV. 2.2.2 Mécanisme d'adaptation pour l'estimation de 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 (ou le critère de Popov de l'hyperstabilité). [KUB 93], [KHO 04], [GHO 00], [KUB 91].

La dynamique de l'erreur de l'observateur adaptatif est obtenue par soustraction de (IV.1) et (IV.8), est donnée par :

$$\frac{d}{dt} (x - \hat{x}) = \frac{d}{dt} e = [A - GC]e + [\Delta A] \hat{x} \quad (IV.10)$$

Avec $[\Delta A] = [A] - [\hat{A}]$ et $e = x - \hat{x}$

$$[\Delta A] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & a\Delta\omega \\ 0 & 0 & -a\Delta\omega & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\Delta\omega \\ 0 & 0 & \Delta\omega & 0 \end{bmatrix}$$

Avec $a = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$ et $\Delta\omega = \omega - \dot{\omega}$

On définit la fonction candidate de Lyapunov suivante :

$$V = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\omega - \hat{\omega})^2 \quad (IV.11)$$

Sachant que λ est une constante positive

La dérivée de la fonction de Lyapunov, après simplification devient

$$\frac{d}{dt} V = e^T \left\{ (A - GC)^T + (A - GC) \right\} e + 2a\Delta\omega (e_{is\alpha} \dot{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \dot{\phi}_{r\alpha}) - \frac{2}{\lambda} \Delta\omega \frac{d(\hat{\omega})}{dt} \quad (IV.12)$$

Avec $e_{is\alpha} = i_{s\alpha} - \dot{i}_{s\alpha}$ et $e_{is\beta} = i_{s\beta} - \dot{i}_{s\beta}$

Or le premier terme du second membre de l'équation (IV.12) est défini négatif, en égalisant le deuxième terme et le troisième terme afin que la dérivée $\frac{d}{dt} V$ soit définie négative, et on en déduit ainsi la loi d'adaptation pour l'estimation de la vitesse de rotation de la machine selon :

$$\frac{d(\hat{\omega})}{dt} = \lambda \cdot a (e_{is\alpha} \dot{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \dot{\phi}_{r\alpha}) \quad (IV.13)$$

La vitesse de rotation est estimée, sous condition qu'elle reste constante, par la relation :

$$\hat{\omega} = \lambda \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r} \int (e_{is\alpha} \dot{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \dot{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (IV.14)$$

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 :

$$\dot{\omega} = K_p (e_{is\alpha} \dot{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \dot{\phi}_{r\alpha}) + K_i \int (e_{is\alpha} \dot{\phi}_{r\beta} - e_{is\beta} \dot{\phi}_{r\alpha}) dt \quad (IV.15)$$

Avec K_p est une constante positive et $K_i = \lambda \cdot \frac{M}{\sigma L_s L_r}$

La matrice de gain G est choisie de telle sorte que le premier terme de l'équation (IV.12) soit semi-défini négatif, et la loi d'adaptation est stable. La matrice G de l'observateur est présentée en fonction des paramètres de la machine :

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{bmatrix}^T \quad (IV.16)$$

Avec g_1, g_2, g_3, g_4 sont donnés par :

$$g_1 = (1 - k_1) \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right), \quad g_2 = (k_1 - 1) \hat{\omega},$$

$$g_3 = \frac{1 - k_1^2}{a} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{aM}{T_r} \right) + \frac{k_1 - 1}{a} \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{T_r} \right), \quad g_4 = \frac{(k_1 - 1)}{a} \hat{\omega}$$

Avec k_1 est un coefficient obtenu par le placement de pôle [Kub 94], [Jeh 00], [Tan 02], [Kho 04]. [BEL 05].

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

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \sigma L_s i_{s\alpha} + \frac{M}{L_r} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} = \sigma L_s i_{s\beta} + \frac{M}{L_r} \phi_{r\beta} \end{cases} \quad (IV.17)$$

IV. 2.2.3 Structure de l'association DTC-Observateur Adaptatif d'une MAS sans capteurs

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

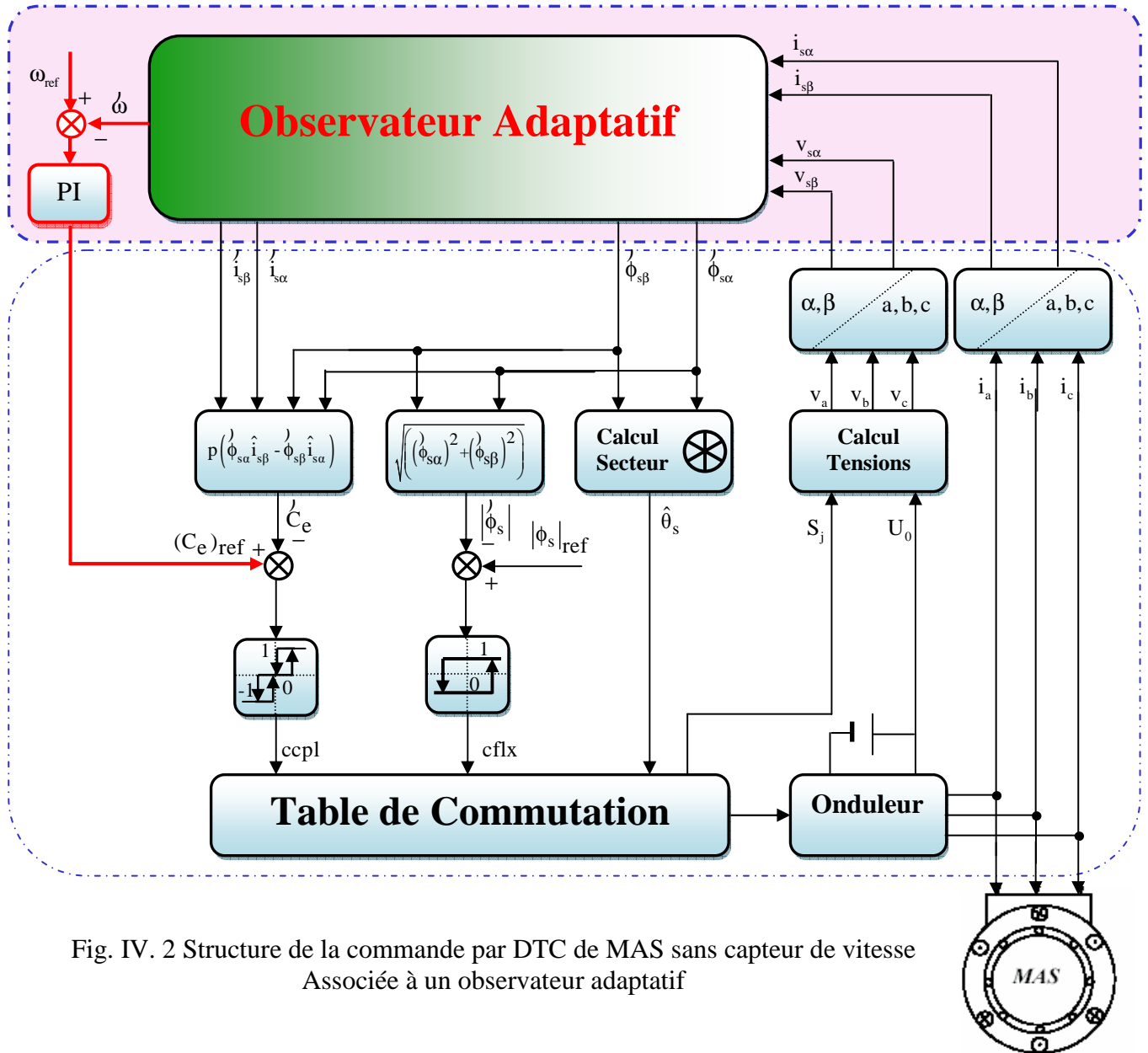


Fig. IV. 2 Structure de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse Associée à un observateur adaptatif

IV. 3 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 4 kW, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement *Matlab/Simulink*.

Pour mettre en évidence les performances et la robustesse de cette commande, on a simulé le système avec différents modes de fonctionnement.

IV. 3.1 Test en charge nominale

La Fig. IV. 3 présente les résultats de simulation d'un démarrage à vide, suivi de l'application d'une charge nominale de la machine à l'instant $t = 1s$. Les réponses de flux statorique réel, flux statorique estimé ainsi que l'erreur d'estimation sont présentées sur la Fig. IV. 3 (a), les réponses de vitesse de rotation de la machine sur la Fig. IV. (b), la réponse de l'évolution du module de flux statorique estimé sur la Fig. IV. 3 (c).

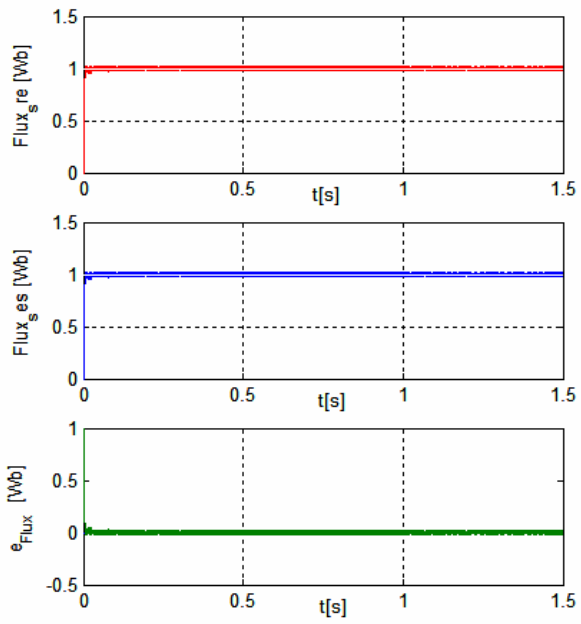
La Fig. IV. 3 (d) présente le zoom des vitesses réelle et estimée à l'instant de l'application de charge $t = 1s$. Sur la Fig. IV. 3 (e) on trouve la réponse de la tension et celle du couple estimé et sur la Fig. IV. 3 (f) la réponse du courant statorique.

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 qui donne un couple plus stable, et la même constatation pour la vitesse réelle et la vitesse estimée, qui ont des réponses sans dépassement (b).

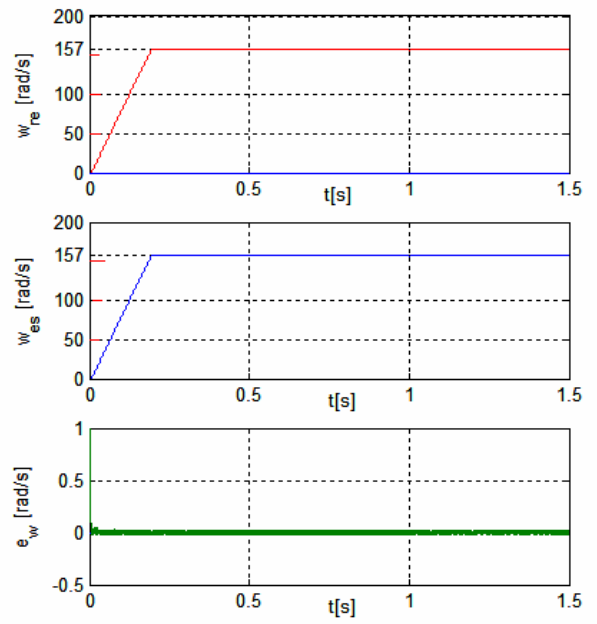
Sur la Fig. IV. 3 (c) est présenté l'évolution du module de flux statorique, la réponse a l'allure d'un cercle indiquant la constance de son module ainsi que celles de ces composantes.

Sur la Fig. IV. 3 (d) le zoom des vitesses réelle et estimée à $t = 1s$ l'instant où la charge nominale est appliquée, montre que la vitesse est affectée d'une légère variation (de moins de 0,32% de sa valeur nominale) mais elle revient pour se stabiliser (dans moins de 0.015s).

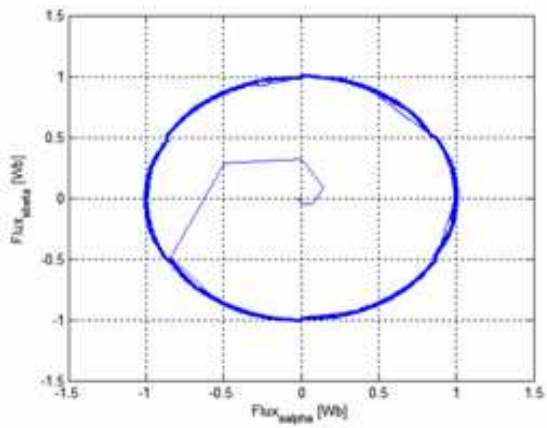
La Fig. IV. 3 (e) montre que le couple suit la variation de la charge.



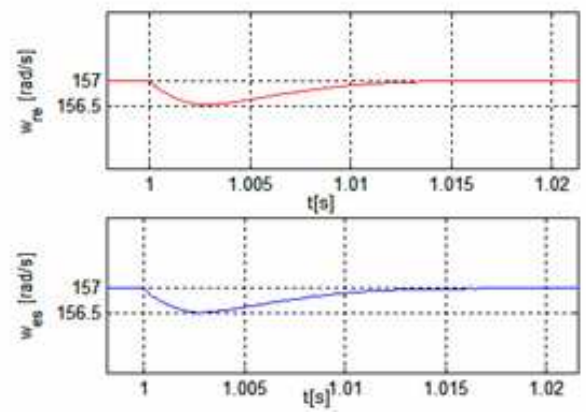
(a)



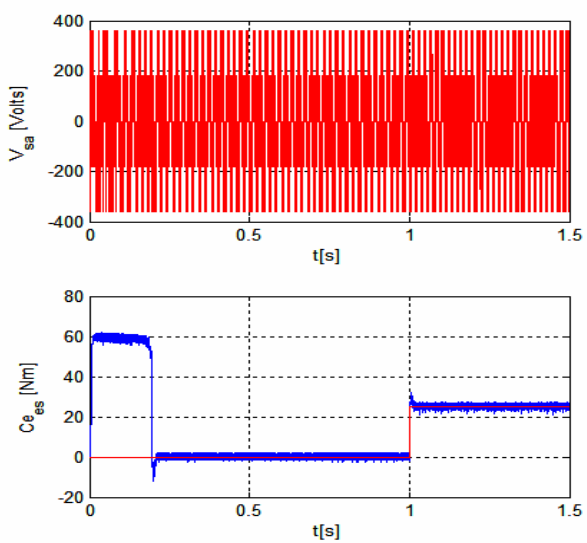
(b)



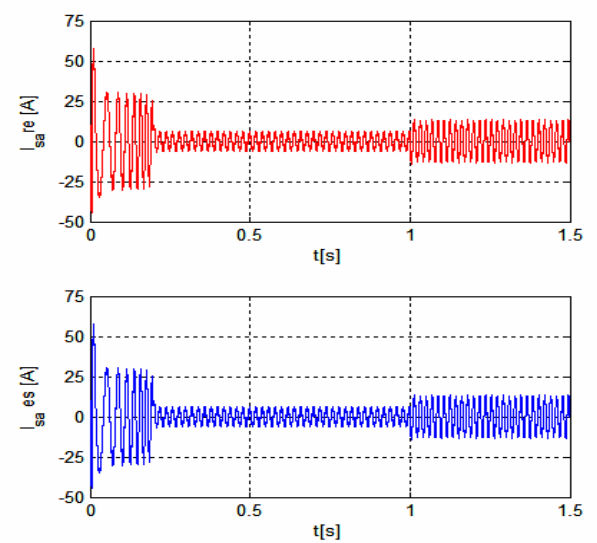
(c)



(d)



(e)



(f)

Fig. IV. 3 Résultats de simulation avec un démarrage à vide et une application de charge nominale de 25 Nm à l'instant $t = 1s$

IV. 3.2 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 0.4s, 0.8s et 1.2s sont illustrés à la Fig. IV. 4.

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'excellente, et le couple suit les variations de la charge (c) ; la réponse de la tension est présentée en (c) ainsi que celles des courants en (d).

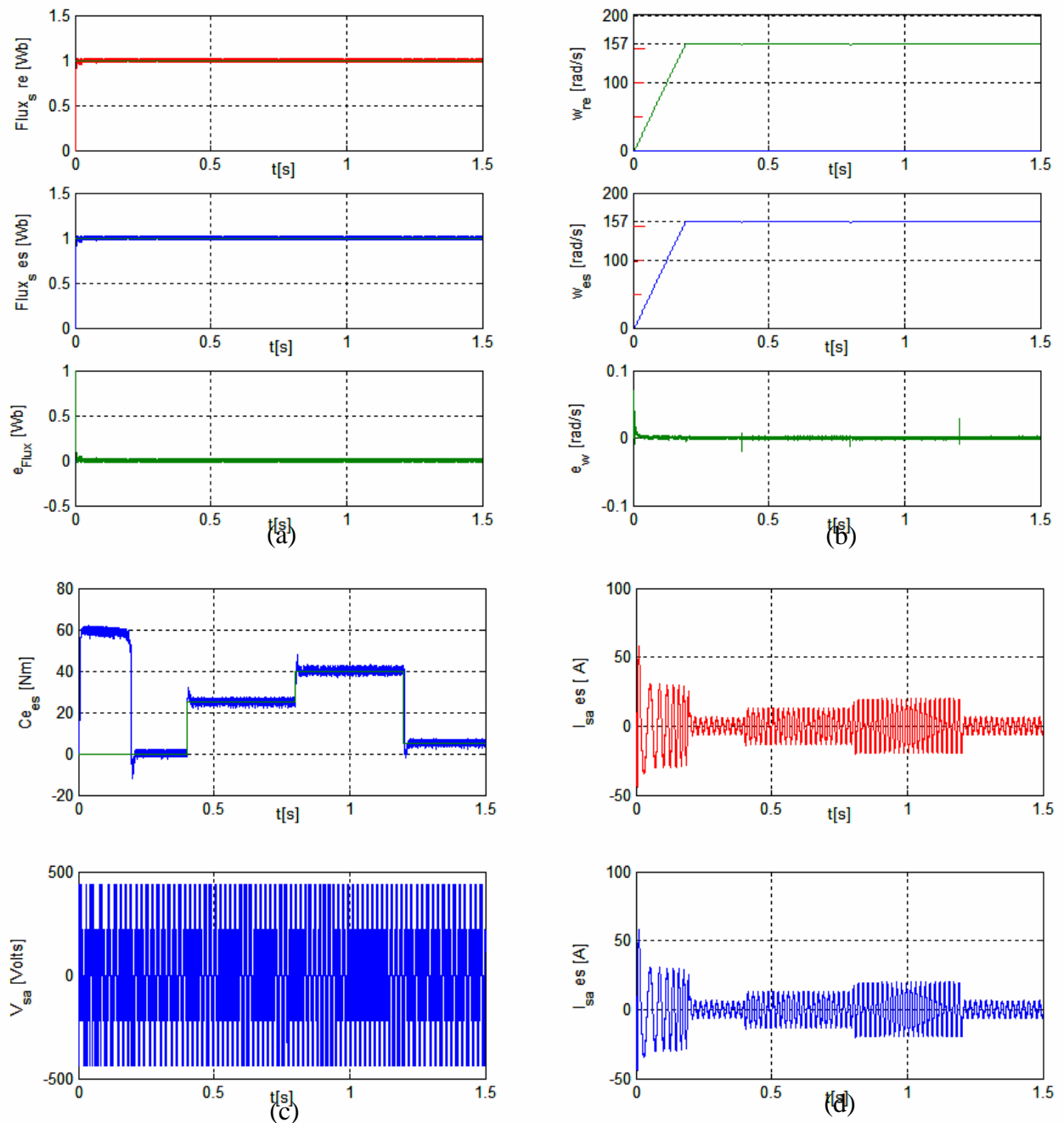


Fig. IV. 4 Résultats de simulation pour une charge de 25 Nm à $t = 0.4s$, 40 Nm à $t = 0.8s$ et de 5 Nm à $t = 1.2s$

IV. 3.3 Test avec inversion de sens de rotation

Parmi les tests les plus sévères pour l'évaluation de la robustesse des systèmes d'entraînement 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 $t = 0.5s$ en appliquant un changement de consigne de vitesse de (+157 rad/s) à (- 157 rad/s), puis à l'instant $t = 1s$ on applique un autre changement de (- 157 rad/s) à (+100 rad/s).

On constate que la vitesse estimée suit les variations de la vitesse réelle et pratiquement l'erreur d'estimation est nulle Fig. IV. 3 (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. IV. 3 (a).

La réponse de couple et celle du courant statorique estimé sont illustrées en Fig.IV. 3 (c) et (d).

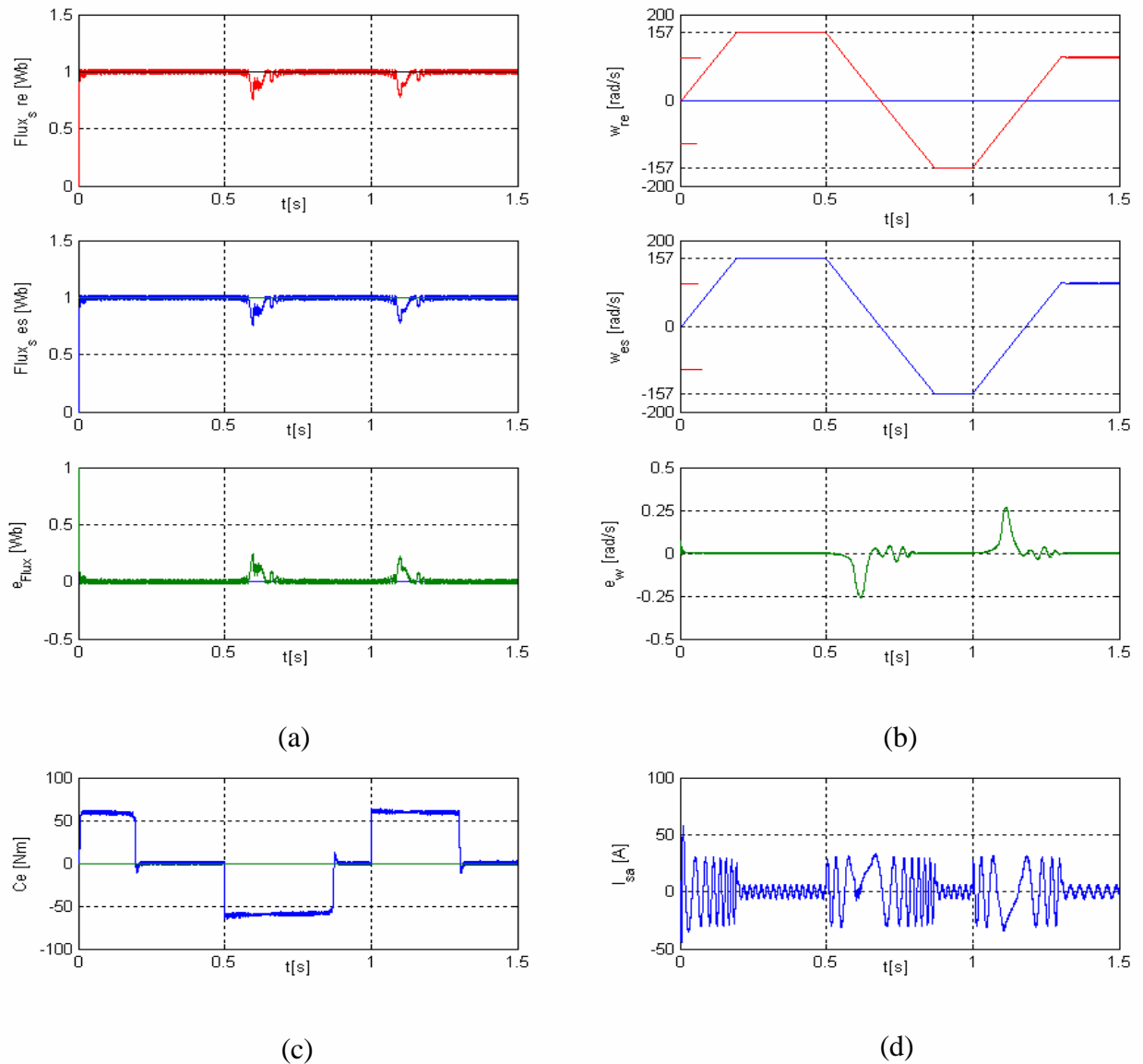


Fig. IV. 5 Résultats de simulation du test de l'inversion de sens de rotation

IV. 3.4 Test avec charge variable et vitesse variable

Dans ce test on a introduit les cas les plus sévères, pour la perturbation et pour la consigne, ce test est le plus excitant que les précédents pour le système, ceci pour tester d'avantage la robustesse de l'observateur adaptatif.

On a appliqué une variation de charge aux instants $t = 0.5s$ de $+ 25 Nm$ à $- 25 Nm$ puis une autre à $t = 1.5s$ de $- 25 Nm$ à $+ 25 Nm$, et une variation de vitesse aux instants $t = 0.75s$ de $175 rad/s$ à $- 175 rad/s$ puis à $t = 1.5s$ de $- 175 rad/s$ à $+ 175 rad/s$.

Les résultats de simulation illustrés à la Fig.IV. 6 montrent la réponse acceptable du système, et l'observateur adaptatif est jugé robuste vis-à-vis aux variations des charges.

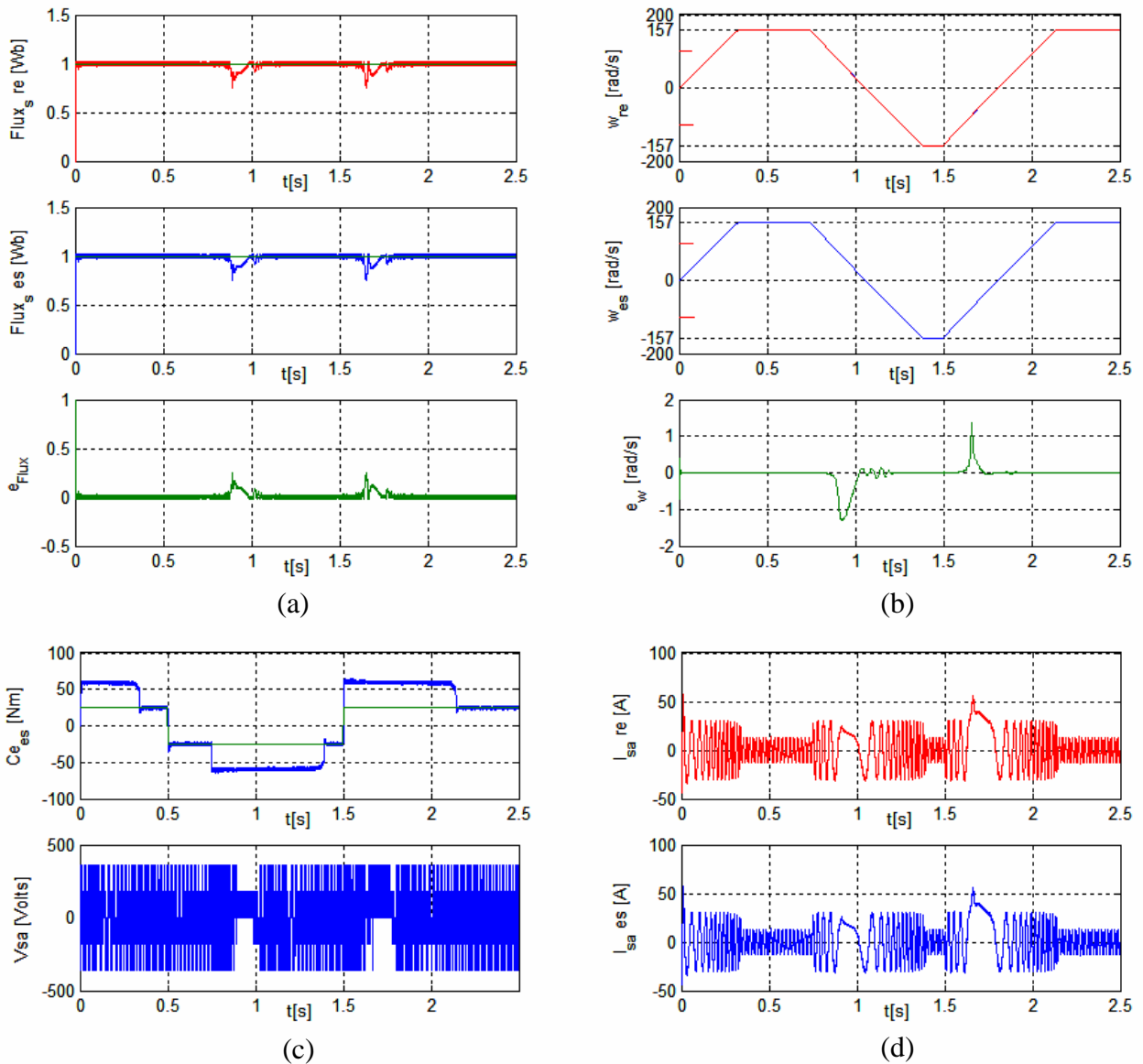


Fig. IV. 6 Résultats de simulation du test avec charge variable et vitesse variable

IV. 3.5 Test à faibles vitesses

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 faibles vitesses, en appliquant une variation de +30 rad/s à -20 rad/s à l'instant $t = 0.5s$ suivi d'une autre variation de -20 rad/s à +10 rad/s à l'instant $t = 1s$.

Les résultats de simulation illustrés à Fig.IV7 montrent que le flux est estimé convenablement et l'erreur d'estimation tend vers zéro (a), la variation de vitesse pratiquement n'a pas infecté le flux estimé, et 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 les réponses de couple et celles de courant statorique.

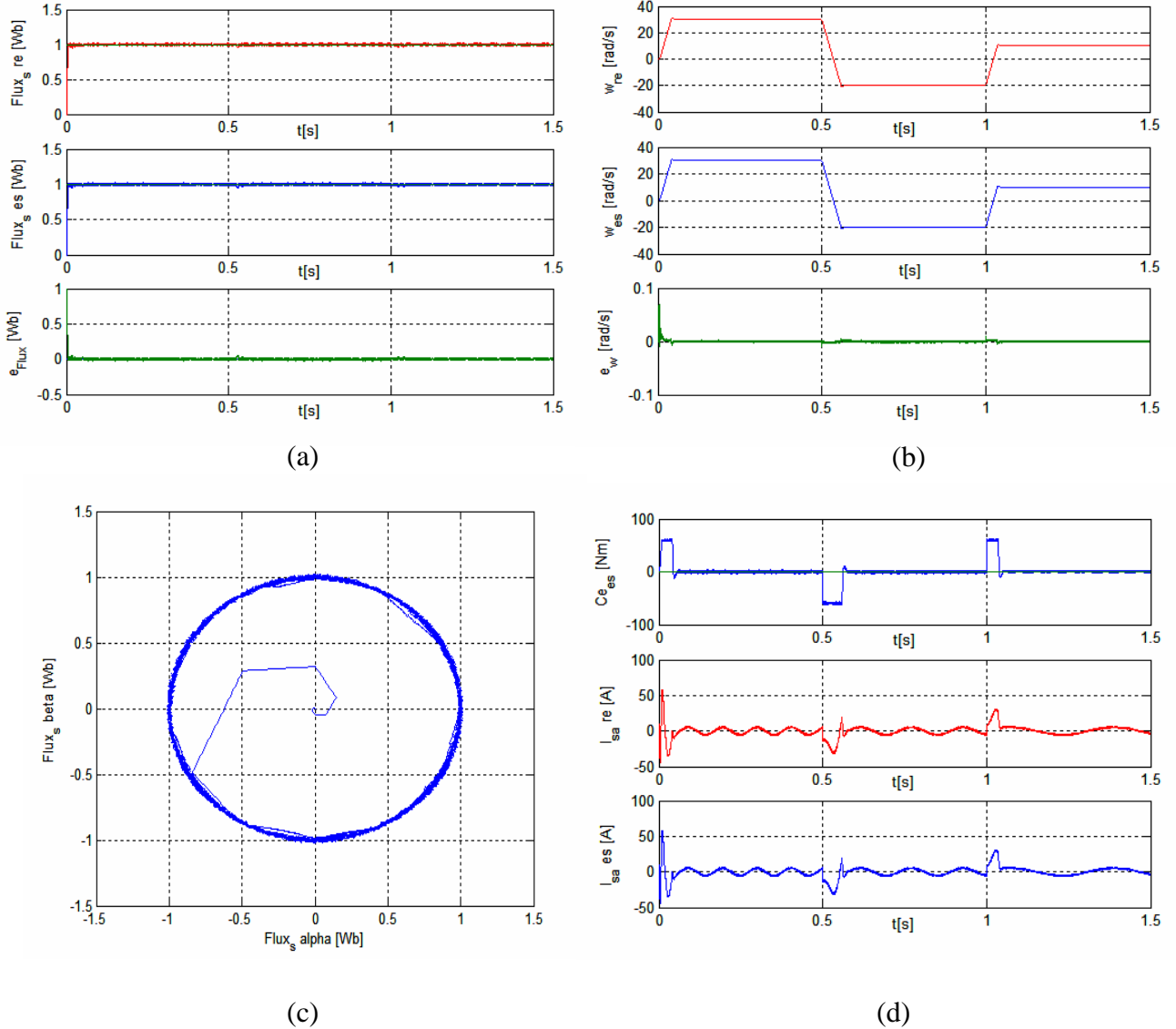


Fig. IV. 7 Résultats de simulation du test avec charge variable et vitesse variable

IV. 3.6 Test avec 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 en augmentant au double sa valeur à l'instant $t = 0.25s$.

Les résultats de simulation sont illustrés à la Fig.IV. 8, on constate que le flux statorique estimé suit l'évolution du flux réel légèrement affectée par l'effet de la variation de la résistance statorique, avec une erreur tend vers zéro, signifie que l'observateur corrige bien le flux statorique. Le couple reste très près de la valeur de consigne.

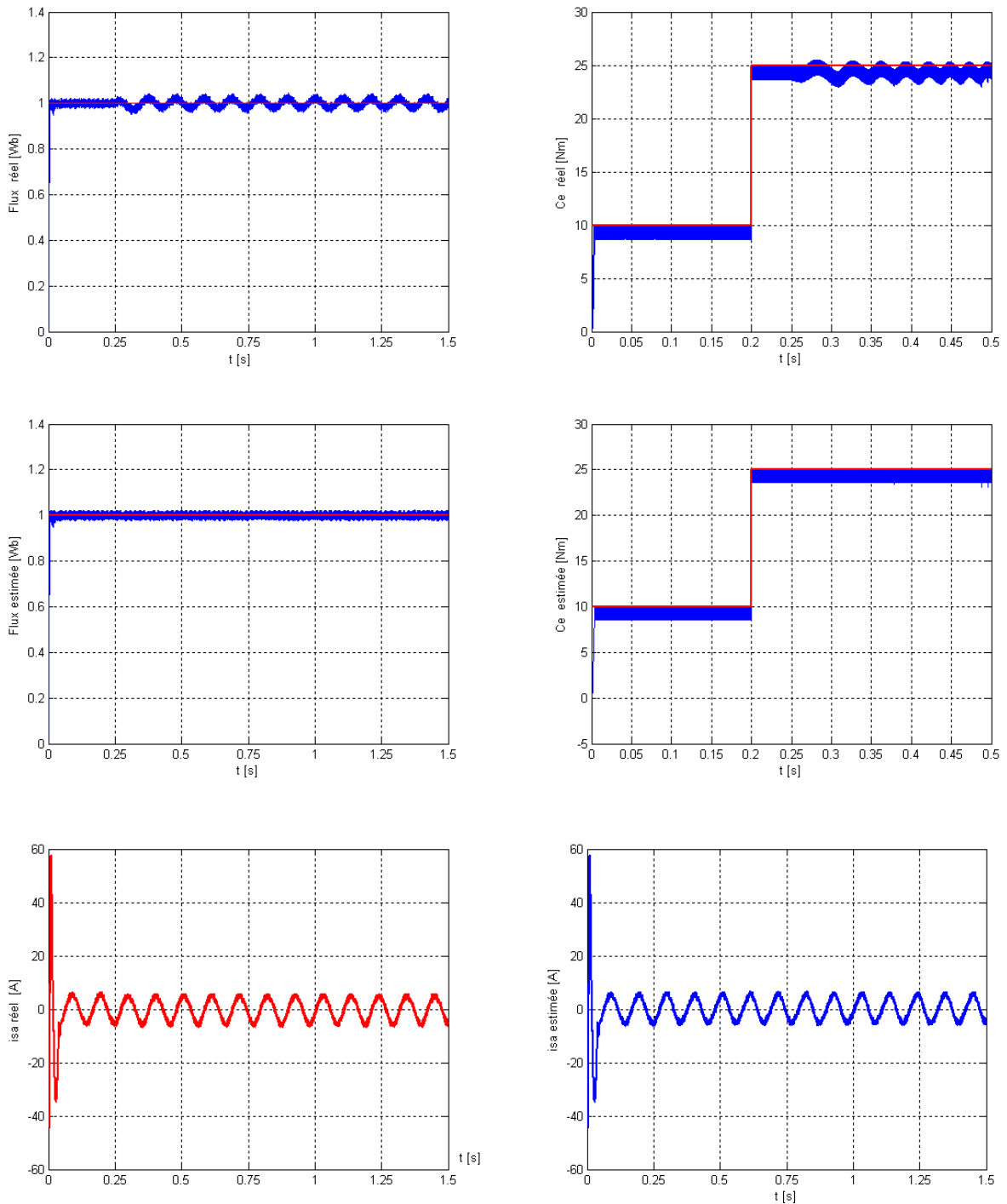


Fig. IV. 8 Résultats de simulation du test avec variation de résistance statorique

IV. 4 Conclusion

Dans ce chapitre traitant l'étude de la commande par DTC de MAS sans capteur de vitesse associé à un observateur adaptatif, on a présenté à travers la synthèse d'un observateur adaptatif un algorithme d'estimation de flux et de vitesse 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 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 de stable et robuste.

Conclusion Générale

Nous avons présenté dans ce mémoire 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, suivi d'une association d'un observateur de Kalman étendu à la commande DTC pour l'estimation de vitesse, et finalement nous avons étudié l'association d'un observateur adaptatif à la DTC de la machine.

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.

L'association de filtre de Kalman étendu pour une meilleure estimation de vitesse et des flux statoriques, on remarque les bons résultats d'estimation des grandeurs de commande à travers les erreurs d'estimations.

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.

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
Pn	Puissance nominale	4	KW
Wn	Vitesse nominale	150	rad/s
p	Nombre de paire de pôles	2	
Ce	Couple électromagnétique	25	N.m
Rs	Résistance statorique	1.2	Ω
Rr	Résistance rotorique	1.8	Ω
Ls	Inductance statorique	0.1554	H
Lr	Inductance rotorique	0.1568	H
M	Inductance mutuelle	0.15	H
Tr	Constante de temps rotorique	0.0871	s
ϕ_r	Flux rotorique nominal	1	Wb
J	Moment d'inertie	0.07	K.g.m ²
f _r	Coefficient de frottement	0.0001	N.m/rad/s

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [AIP 02] XU. Aiping, "Observateurs Adaptatifs Non-Linéaires et Diagnostic de Pannes", *thèse de Doctorat de l'Université de Rennes 1, France, Septembre 2002.*
- [AKI 04] B. Akin, U. Orguner, A. Ersak, "A Comparative Study on Kalman Filtering Techniques Designed for State Estimation of Industrial AC Drive Systems" ", *IEEE. Trans. Industry Appl, 2004*
- [BAC 02] S. Bachir, "Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone par Estimation Paramétrique", *Thèse de doctorat de l'université de Poitiers 2002.*
- [BAG 99] L. Baghli, "Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurons et des Algorithmes Génétiques", *Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, France, 1999.*
- [BEL 05] S. Belkacem, " Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d'un Contrôle de Couplage et d'un DTC d'un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique " , *Thèse de Magister, Université de Batna, 2005*
- [BLA 72] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new TRANSVEKTOR closed-loop control system for rotating field machines", *Siemens Review, XXXIX(5):217-220, 1972.*
- [BOU 01] T. Boumegoura, "Recherche de Signature Electromagnétique des Défauts dans une Machine Asynchrone et Synthèse D'observateurs en vue du Diagnostic", *Thèse de doctorat, présenté à l'Ecole Centrale de Lyon, France, Mars 2001*
- [BOU 06] H. Bourlès, "Système linéaire , de la Modélisation à la Commande " , *Edition HERMES Science Lavoisier, 2006.*
- [BUH 87] H. Buhler, "Electronique de réglage et de commande" , *Dunod, 1987*
- [CAR 00] C. Carlos de Wit, " Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrones 1 " , *Edition HERMES Science Europe, 2000.*
- [CAR 00] C. Carlos de Wit, " Optimisation, Discrétisation et Observateurs, Commande des Moteurs Asynchrones 2 " , *Edition HERMES Science Europe, 2000.*
- [CAR 95] J.-P. Caron et J.-P. Hatier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone " , *volume 7 de méthodes pratiques de l'ingénieur, collection dirigée par P. BORNE. Electrotechnique – Edition Technip, 1995*
- [CAS 03] 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. Industry Appl, vol. 39, pp. 456–462, March/April 2003.*
- [CHA 96] Y. A. Chapuis, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", *Thèse de Doctorat de l'INPG France, 15 Jan 1996.*
- [DAM 04] S. Damkhi, "Commande Sans Capteur de Vitesse d'un Moteur Asynchrone par la SFG de Holtz", *Thèse de Magister, Université de Batna, 2004.*
- [DEP 88] M. Depenbrock, "Direct Self-Control of the Flux and Rotary Moment of an Rotary-Field Machine", *US Patent, 1987.*
- [FRA 05] M. Franck, , " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones", " , *Thèse de doctorat de L'institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, janvier 2005.*
- [GRE 97] G. Grellet, G. Clerc, "Actionneurs électriques : Principes, Modèles, Commande", *Edition Eyrolles, 1997.*
- [HAQ 03] M. E. Haque, and M. F. Rahman, "The Effect of Stator Résistance Variation on Direct Torque Controlled of an Induction Motor", *Australia, 2003.*
- [HAS 97] 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.*

- [Haq-03] M. E. Haque, and M. F. Rahman, "The Effect of Stator Résistance Variation on Direct Torque Controlled of an Induction Motor", *Australia*, 2003.
- [Hoa-99] L. Hoang, "Comparison of Field-Oriented Control and Direct torque Control", *IEEE*, 1999.
- [JEH 00] 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.
- [KAB 03] 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.
- [KHO 04] 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.
- [KIM 04] S.-K. Kim, M.-H. Shin, D.-S. Hyun, "A Study on the Speed Estimation Methods of Induction Motor Drives in the Field Weakening Region ", *IEEE Industrial Electronics Society, November 2 - 6,2004, Busan, Korea*.
- [KIM 94] Y.-R. Kim, S-K. Sul, M-H. Park, "Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Extended Kalman Filter " *IEEE transactions on industry applications*, vol.IA-30, n°5, p.1225-1233, September/October 1994.
- [KUB 94] 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.
- [KUB 91] 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.
- [MUR 07] M. Barut, S. Bogosyan, M. Gokasan, " Speed-Sensorless Estimation for Induction Motors Using Extended Kalman Filters ", *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol.54, n°1, February 2007.
- [OST 06] E. Ostertag, "Commande et Estimation Multivariables " , *Methodes Linéaires et Optimisation Quadratique, Edition ellipses* 2006.
- [SEG 95] F. Labrique, G. Seguier, et R. Bausière, "Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, vol. 4, Convertisseur Continu-Alternatif ", *Edition Tec.Doc, Paris Cedex*, 1998.
- [SEG 98] G. Seguier, et F. Labrique, "Les Convertisseurs de L'électronique de Puissance, vol. 5, Commande et Comportement Dynamique ", *Edition Tec.Doc, Paris Cedex*, 1998.
- [STU 01] G. Sturtzer, " Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés ", *Edition ellipses*, 2001.
- [TAK 86] 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.
- [TAN 02] 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.
- [TUR 00] M. Tursini, R. Petrella, and F. Parasiliti, "Adaptive Sliding-Mode Observer for Speed Sensorless Control of Induction Motor ", *IEEE. Trans. Industry Appl*. vol. 36, 2000