

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

ETUDE DE DIFFERENTS ESTIMATEURS DU FLUX
STATORIQUE LORS DU CONTRÔLE DIRECT DU
COUPLE D'UNE MACHINE A INDUCTION

Proposé et dirigé par :

- Dr SOUAD CHAOUCH

Présenté par :

M^r NASSIR MANSOURI

M^r LABIB BENZAADIA

Année Universitaire : 2007 / 2008

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VU DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE**

Etude de Différents Estimateurs du Flux Statorique Lors du Contrôle Direct du Couple D'une Machine à Induction

MANSOURI Nassir & BENZAADIA Labib
Département d'Electrotechnique
Université Med Boudiaf de M'sila,
28000 M'sila, Algérie.

Résumé :

Ce travail décrit la conception d'une commande directe du couple (DTC) sans capteur de flux et de vitesse d'un moteur à induction, L'alimentation est assurée par un onduleur de tension à deux niveaux. Pour la stratégie de contrôle direct du couple, trois tables de vérités sont définies menant à une amélioration par rapport aux résultats classiques en particulier en ce qui concerne la réduction d'ondulation du couple.

La reconstitution des grandeurs fondamentales non mesurés (flux, vitesse) est assurée grâce aux estimateurs d'état. Concernant l'estimation du flux, trois différentes topologies d'estimateur ont été l'axe d'une étude comparative. L'estimation de la vitesse est réalisée à base d'un estimateur simple en boucle ouverte, donnant des résultats satisfaisants et permettant d'éliminer les contraintes du capteur mécanique.

Mots clés : Machine à induction, Commande sans capteur de vitesse, Contrôle direct du couple, Estimation, Observateur de flux, Filtre passe bas, Filtre passe haut.

REMERCIEMENTS

Nous avons l'honneur d'exprimer nos remerciements et notre profonde gratitude à Tout ceux qui ont participé de près ou de loin à l'aboutissement de ce modeste travail.

Surtout à Dr Souad Chaouch, pour sa patience, ces directives enrichissantes et sa disponibilité.

A monsieur Bendjaima pour sa vigilance et son dévouement dans sa direction de notre département afin de nous procurer l'atmosphère et les bonnes conditions d'étude.

A tous nos profs pour leur générosité et leurs efforts déployés avec nous durant toutes ces années d'étude.

Et enfin, nous remercions tous nos collègues de la promotion 2007-2008 commande électrique et électromécanique.

DEDICACE

Je dédie ce mémoire :

A mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et de d'encouragement.

Ames frères Oussama, Mohamed et Azzedine.

A mon binôme Labib.

A mon ami d'enfance Bouzid.

A toute la promotion 2007-2008 Commande Electrique, Electromécanique et Contrôle.

NASSIR

DEDICACE

Je dédie ce mémoire :

A mes parents avec toute ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et de d'encouragement.

A mes frères et mes sœurs.

A mon binôme Nassir.

A mes amis d'enfance Acheur, Bouzid et Mohamed.

A toute la promotion 2007-2008 Commande Electrique, Electromécanique et Contrôle.

L.A.B.T.B

SOMMAIRE

SOMMAIRE	I
NOTATION ET SYMBOLES	V
INTRODUCTION GENERALE	1

CHAPITRE UN MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1 INTRODUCTION	2
I.2 HYPOTHESES DE TRAVAIL	3
I.3 MODELE MATHEMATIQUE DU MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASES	4
I.3.1 Equations électriques	4
I.3.2 Equations magnétiques	5
I.4 TRANSFORMATION DE PARK	6
I.4.1 Equations électriques	8
I.4.2 Equations magnétiques	8
I.5 DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS	8
I.5.1 Référentiel lie au stator	8
I.5.2 Référentiel lie au rotor	9
I.5.3 Référentiel lie au champ tournant	10
I.6 EQUATION ELECTROMAGNETIQUE ET MECANQUES	12
I.7 MISE EN EQUATION D'ETAT	12
I.8 SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	15
I.9 CONCLUSION	16

CHAPITRE DEUX CONTROLE DIRECT DU COUPLE DE LA MAS

II.1 INTRODUCTION	17
II.2 PRICIPE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE	17

II.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION.	18
II.4 CONTROLE DU FLUX STATORIQUE	20
II.5 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE	21
II.5.1.Application d'une séquence de tension active	24
II.5.2.Application d'une séquence de tension active	24
II.6.ELABORATOIN DE LA TABLE DE COMMANDE AVEC DES TENSIONS ACTIVES	25
II.6.1 Table de commande du flux	26
II.6.2 Table de commande du couple	26
II.7 STRUCTURE GENERALE DE CONTROLE DIRECT DU COUPLE	27
II. 8 CORRECTEUR DE COUPLE A TROIS NIVEAUX	28
II.9 ELABORATION DE TABLE DE COMMUTATION AVEC DES TENSIONS ACTIVES ET NULLES	30
II.10 AMELIORATION PAR LA TABLE DE 12 SECTEUR	32
II.10.1 Correcteur de couple à quatre niveaux	33
II.11 REGLAGE CLASSIQUE DE LA VITESSE	34
II.12 CONCLUSION	38

CHAPITRE TROIS

ETUDE DE DIFFERENTES TOPOLOGIE D'ESTIMATEURS DE FLUX STATORIQUE

III.1 INTRODUCTION	39
III.2 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE	39
III.2.1 Algorithmes d'estimation à base de filtre passe bas	40
III.2.1.a L'intégrateur modifié avec retour saturable	41
III.2.1.b L'intégrateur modifié avec limiteur d'amplitude	42
III.2.1.c L'intégrateur modifié avec compensateur adaptative	44
III.2.1 Conclusion	47
III.2.2 Algorithmes d'estimation à base de filtre passe haut	47
III.2.2.a Algorithme à un seul étage de filtre d'entre	48
III.2.2.b Algorithme à deux étages de filtre d'entre	50

III.2.2.c Algorithme à architecture de base	50
III.2.3 Observateur hybride	53
III.3 CONCLUSION	56

CHAPITRE QUATRE **SYNTHESE ET TESTES DE ROBUSTESSE**

IV.1. INTRODUCTION	58
IV.2. COMPARAISON DES ESTIMATEURS DE FLUX	58
IV.3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE	62
IV.4 TESTES DE ROBUSTESSE GLOBALES	64
IV.4.1 Variation de la vitesse	64
IV.4.2 Freinage	66
IV.4.3 Variation des résistances statorique et rotorique	67
IV.5 CONCLUSION	70
CONCLUSION GENERALES	71
ANNEXES	73
BIBIOGRAPHIE	74

NOTATION ET SYMBOLES

MAS	Machine Asynchrone.
DTC	Direct Torque Control ou (Côntrole direct du couple).
PI	Correcteur proportionnel-intégrateur.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
$\hat{}$	Symbole pour une grandeur estimé.
s, r	Indices correspondants au stator et rotor.
a, b, c	Indices correspondants aux trois phases a, b, c .
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Courants rotoriques.
$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$	Flux statoriques.
$\phi_{ra}, \phi_{rb}, \phi_{rc}$	Flux rotoriques.
R_s, l_s	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
R_r, l_r	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
M_1, M_2, M_3	Inductances mutuelles entre une phase du stator et une phase du rotor.
M_s	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
M_r	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$l_{s\delta}$	Inductance de fuite statorique.
$l_{r\delta}$	Inductance de fuite rotorique.
θ	Angle électrique.
(α, β)	Axes fixés au stator.
(x, y)	Axes fixés au rotor.
(u, v)	Axes fixés par rapport au champ tourant.

[P]	Matrice de transformation de PARK.
ω_s	Pulsation statorique.
ω_r	Pulsation rotorique.
ω_c	Fréquence de coupure.
P	Nombre de paire de pôles.
C_r	Couple résistant.
Ω	Vitesse angulaire de rotation.
f	Coefficient de frottement.
J	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_{em}	Couple électromagnétique.
σ	Coefficient de dispersion.
T_s	Constante de temps statorique.
T_r	Constante de temps rotorique.
[A]	Matrice de transition.
[B]	Matrice de commande.
V_{eff}	Valeur efficace de tension.
s	Opérateur dérivée de LAPLACE.
K_p	Facteur de proportionnalité.
K_i	Facteur intégral.
τ_i	Constante de temps $\frac{K_p}{K_i}$.

La machine asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, il présente l'avantage d'être robuste, et peu coûteux. Toutefois, sa commande pose des problèmes du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, quant à la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps.

L'utilisation du moteur asynchrone dans la variation de vitesse n'est pas une chose nouvelle, elle se distingue des moteurs à courant continu par sa puissance massique, sa vitesse maximale supérieure, sa robustesse et son faible coût, L'absence de collecteur mécanique lui permet d'être le moteur privilégié de nombreux domaines comme l'aérospatiale et la chimie. Cependant, ces avantages ont longtemps été inhibés par la complexité de sa commande, les recherches dans ce domaine ont connu un grand essor dans les dernières années grâce à l'évolution technologique, dans le domaine d'informatique et d'électronique de puissance, plusieurs stratégies de commande ont été élaborées parmi lesquelles le contrôle direct du couple (DTC) apparaît aujourd'hui le plus dominant, le plus favorisé pour les producteurs de variateurs de vitesse et les industriels à l'exemple du leader mondiale de fabrication de variateurs de vitesse « ABB » [1].

Les méthodes du contrôle direct du couple des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980 [2], comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découpage de flux et de couple moteur par orientation du champ magnétique. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables de même qu'une bonne robustesse vis à vis des écarts de paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adaptée aux applications de traction ou véhicule électrique, par conséquent elle trouve une large popularité dans l'industrie [1].

La DTC se base essentiellement sur la connaissance instantanée des flux statoriques et la position du rotor, toutefois, la mesure de ces grandeurs nécessite des capteurs coûteux, fragile, difficile à placer et à remplacer et eux même demandent une alimentation particulière généralement à basse tension et en courant continu, leurs câbles sont particuliers contenant des conducteurs d'alimentation et des fibres optiques. Ces derniers sont hypersensibles, notamment pour les endroits où les variateurs de vitesse doivent se trouver loin des moteurs (le cas généralement.). L'estimation de ces grandeurs s'avère une solution fiable pour éviter

ces contraintes à condition de prendre en considération les variations des paramètres résistifs du moteur lors de la conception des différents estimateurs.

Dans ce mémoire, nous avons élaboré une commande directe du couple d'une machine à induction avec différents estimateurs du flux statorique. Notre travail est constitué de quatre chapitres:

Le premier chapitre contient une modélisation de la machine à induction en vue de sa commande en utilisant la transformation de Park pour le passage du système triphasé au biphasé suivi par une simulation de ce modèle dans le repaire lié au stator.

Dans le second chapitre, nous présentons le principe du contrôle direct du couple (DTC) d'une MAS. Les règles d'évolution du couple électromagnétique et du flux statorique sont développées en constituant la base théorique pour mieux contrôler ces deux grandeurs. Nous proposons trois stratégies de contrôle ainsi que les tables de commande correspondantes. Enfin, on présentera les résultats de simulation pour valider les différentes stratégies.

Dans le troisième chapitre, nous exposons trois différentes topologies d'estimateurs de flux statorique basés sur l'intégration de la force contre électromotrice calculée à partir des tensions et des courants statoriques en prenant en compte la possibilité de l'erreur de mesure sur ces deux grandeurs.

Dans le quatrième chapitre, nous exposons l'estimation de la vitesse qui reste un élément essentiel pour la commande sans capteur mécanique. En fin, nous présentons une synthèse de commande sans capteurs de vitesse et de flux avec différents tests pour confirmer la robustesse de la commande.

Ce travail sera clôturé par une conclusion générale à travers laquelle, on exposera les principaux résultats obtenus en donnant les perspectives à envisager comme suite à ce travail.

I.1 INTRODUCTION

La machine asynchrone est au cœur de toute dynamique quelle soit électrique ou mécanique. Elle représente le nerf de toute l'industrie, elle est actuellement la plus utilisée pour les applications nécessitant la variation de la vitesse ou du positionnement et ceci pour plusieurs raisons ; C'est la machine la plus robuste et la moins chère sur le marché, sa puissance massique est importante et elle est caractérisée par sa simplicité de construction. Toutefois, cette simplicité s'accompagne d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétique entre le stator et le rotor.

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation mathématique de la machine asynchrone élaborée à partir des hypothèses simplificatrices suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, cette modélisation permet l'observation des différentes évolutions de ses grandeurs électromagnétiques par la simulation numérique du modèle de la machine ainsi choisie dont les paramètres sont donnés en annexe [A].

I.2 HYPOTHESES DE TRAVAIL

Les hypothèses simplificatrices [3-5], adoptées pour la modélisation de la machine asynchrone sont:

- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis, les courants de Foucault ainsi que l'effet d'encoçages sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ainsi que la perméabilité du circuit magnétique sont constantes.
- l'effet de peau et l'échauffement ne sont pas pris en compte.
- L'entrefer est constant (épaisseur uniforme) ;
- La machine est alimentée par un système triphasé sinusoïdal et équilibré ;
- La force magnétomotrice, créée par les enroulements statoriques est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut écrire :

- L'additivité du flux
- La constance des inductances propres
- Les inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques sont constantes.

I.3 MODELE MATHEMATIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

Le modèle de la machine asynchrone triphasée est illustré par la figure (I.1) avec les armatures statoriques et rotoriques munies chacune des enroulements triphasée, pour le stator (S_a, S_b, S_c) et pour le rotor (R_a, R_b, R_c), et θ l'angle entre une phase statorique de référence (S_a) et une phase rotorique de référence (R_a).

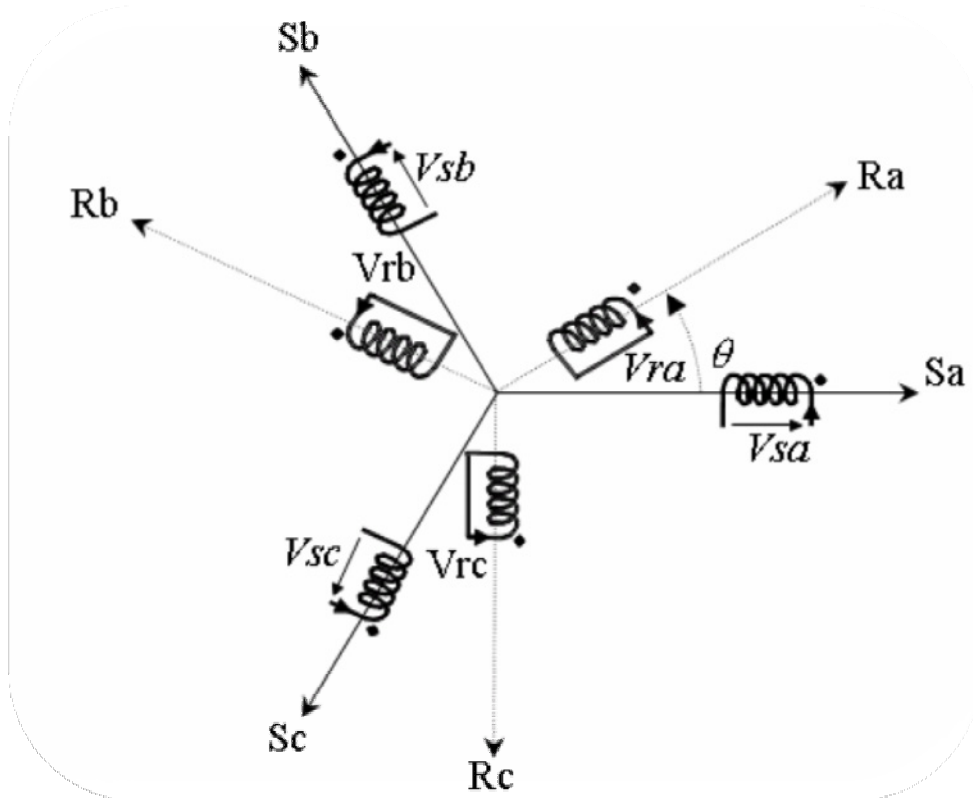


Figure (I.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone

I.3.1 Equations électriques

Comme il est illustré dans la figure (I.1), les équations électriques du modèle de la machine s'écrivent respectivement :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

Avec :

$[V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$ Vecteur de tension statorique

$[V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$ Vecteur de tension rotorique

$[i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$ Vecteur de courant statorique

$[i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$ Vecteur de courant rotorique

$[\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$ Vecteur de flux statorique

$[\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$ Vecteur de flux rotorique

I.3.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices proposées, nous permettent de représenter les équations magnétiques de la machine asynchrone comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Avec :

l_s, l_r Inductances propres d'une phase statorique et rotorique.

M_s, M_r Inductances mutuelles entre phases statorique et rotorique.

$M_{1,2,3}$ Inductance mutuelle instantanée entre phases statoriques et phases rotoriques.

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

M_0 Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

La matrice des flux réels fait apparaître deux sous matrices d'inductances :

$$[\phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (I.5)$$

$$[\phi_{rabc}] = [M_{rs}][i_{sabc}] + [L_r][i_{rabc}] \quad (I.6)$$

Les matrices d'inductances statoriques, rotoriques et magnétiques sont données par :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_s & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = [M_0] \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Avec :

$[M_{sr}] = [M_{rs}]$ Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator et rotor.

I.4 TRANSFORMATION DE PARK

La transformation de Park permet le passage d'un système triphasé équilibré vers un système biphasé. Il s'agit de remplacer le rotor tournant par un rotor fictif équivalent à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantané [4]. La figure (I.2) montre le passage du système triphasé au système diphasé.

Le passage d'un système triphasé au système biphasé (u, v) est donné par l'équation :

$$[F_{uv0}] = [P(\theta_a)][F_{abc}] \quad (I.10)$$

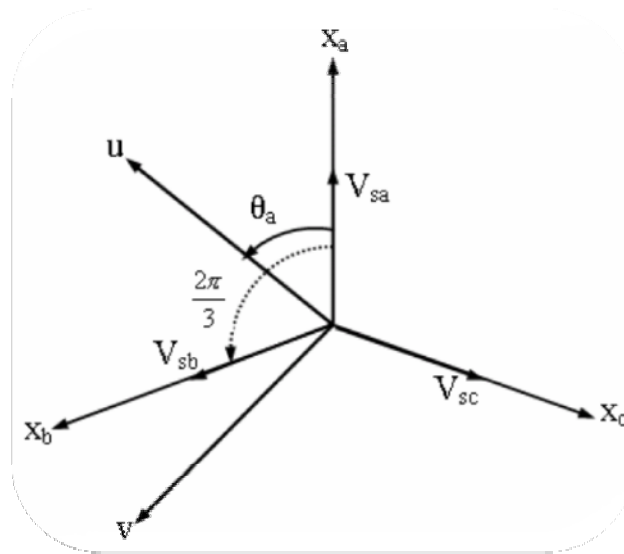


Figure (I.2) : Passage du système triphasé au système biphasé et inversement

Tel que :

$[F_{abc}]$ Peut être, un vecteur de tension ou, un courant ou, un flux ;

La matrice de transformation de Park $[P(\theta_a)]$ est choisie orthogonale pour la simplicité des calculs et elle est définie par :

$$[P(\theta_a)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Le terme $\sqrt{\frac{2}{3}}$: exprime le passage du système triphasé au système biphasé et pour conserver la puissance. Le passage en sens inverse est défini par $[P(\theta_a)]^T$ qui définit par :

$$[P(\theta_a)]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a - \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ \cos\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_a + \frac{2\pi}{3}\right) & \sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

I.4.1 Equations électriques

L'application de la transformation de Park aux systèmes d'équations (I.1), (I.2) tout en admettant que le rotor est en court-circuit, nous donne le modèle suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega_a \\ \omega_a & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_a - \omega) \\ (\omega_a - \omega) & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

I.4.2 Equations magnétiques

De la même façon, l'application de la transformation de Park aux équations (I.3) et (I.4) nous donne :

$$\begin{bmatrix} \phi_{su} \\ \phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{ru} \\ \phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M \\ M & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

$L_s = l_s - M_s$ Inductance propre cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$ Inductance propre cyclique du rotor.

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

I.5 DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS

Il existe trois différents référentiels dont le choix dépend de l'orientation du repère (u, v) selon l'objectif de l'application.

I.5.1 Référentiel lié au stator (α, β)

Les équations de ce modèle sont exprimées dans le cas où $\theta_\alpha = \theta_s$ et $\frac{d\theta_\alpha}{dt} = \omega_\alpha = 0$

Les équations électriques sont reformulées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et on peut l'utiliser pour étudier les régimes de démarrages et de freinages, et il est possible d'utiliser pour l'estimation de flux, de la vitesse et pour les commandes non linières [3] [5].

La figure (I.3) représente le lieu des racines de ce modèle, il a quatre racines, deux sont plus proches de la limite de stabilité ont des parties imaginaires faibles et proportionnelles à la vitesse et valable pour les études à faible vitesse, ce que justifie le choix de ce modèle dans notre étude.

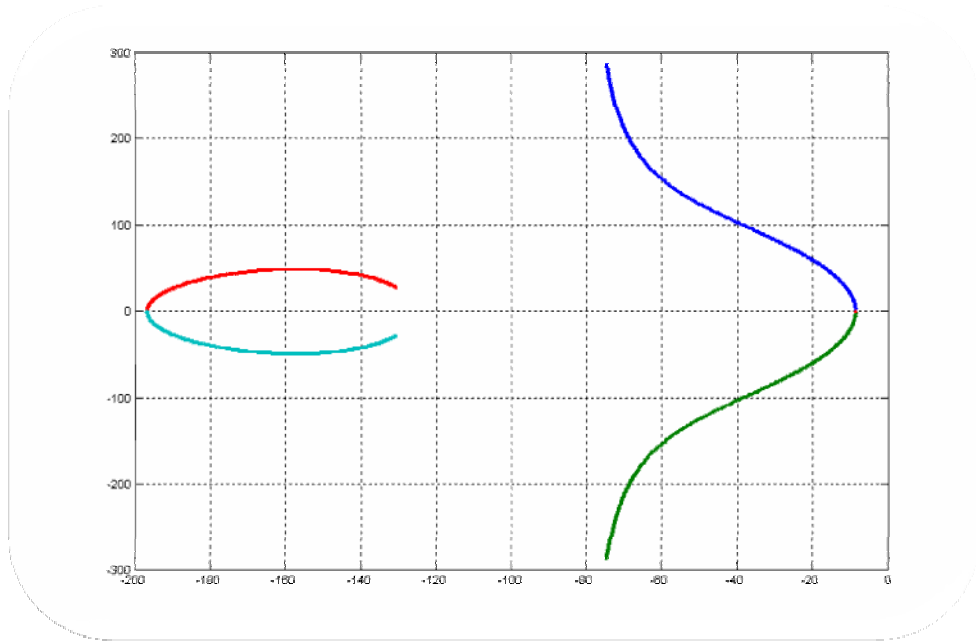


Figure (I.3) : Les lieux des racines en modèle (α, β)

I.5.2 Référentiel lie au rotor (x, y)

Ce référentiel est caractérisé par $\theta_a = \theta_r$ et $\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_r$.

Les équations électriques sont reformulées comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sx} \\ \phi_{sy} \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rx} \\ V_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rx} \\ \phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

Ce référentiel est utilisé pour étudier les processus transitoires des machines asynchrones, il est intéressant dans les problèmes où la vitesse est constante.

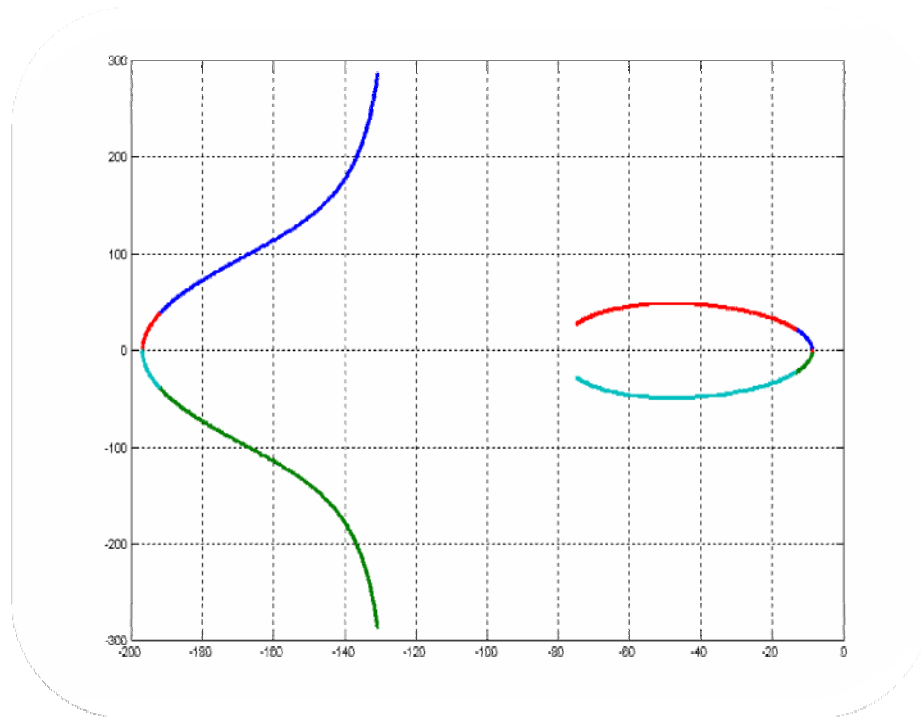


Figure (I.4) : Les lieux des racines en modèle (x,y)

I.5.3 Référentiel lié au champ tournant (d, q)

Les équations de ce modèle sont caractérisées par $\theta_a = \theta_s$ et $\frac{d\theta_a}{dt} = \omega_a = \omega_s$

Avec : $\omega_s - \omega = \omega_r$

Les équations électriques correspondants sont données par :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des machines asynchrones à fréquence variable et il est utilisé pour la commande vectorielle par l'orientation du flux.

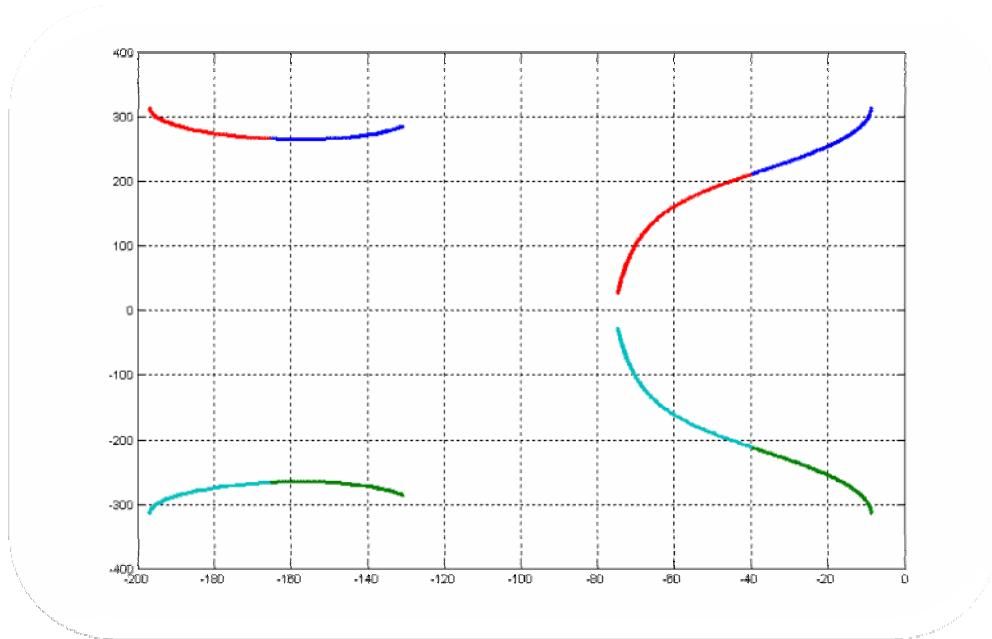


Figure (I.5) : Les lieux des racines en modèle (d, q)

L'analyse des figures (I.3), (I.4) et (I.5) montre que, pour des vitesses proches de zéro, les valeurs propres dominantes ont des parties réelles faibles, caractéristiques des systèmes lents. Les systèmes liés au stator ou au rotor ont également des parties imaginaires de faible amplitude à faible vitesse par rapport au système lié au champ tournant. Ils se caractérisent par un comportement dominant de type peu oscillatoire. De plus, en choisissant le repère rotorique par rapport au repère fixe, nous avons un modèle mieux amorti sur toute la plage de vitesse puisque les parties imaginaires des valeurs propres dominantes restent faibles. Cependant, le choix d'un tel repère demande l'utilisation de matrices de transformation dépendant de la position instantanée du rotor.

I.6 EQUATIONS ELECTROMAGNETIQUE ET MECANIQUE

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix de variables d'état [5]. Dans notre cas les variables choisis sont le flux et le courant statoriques. Le couple électromagnétique est représenté sous la forme suivante.

$$C_{em} = P[\phi_{Sv} i_{Su} - \phi_{Sv} i_{Sv}] \quad (I.23)$$

P : Nombre de paire de pôles

L'évolution de la vitesse de rotation en fonction du couple électromagnétique et de la charge de la machine caractérisée par le couple résistant C_r , est décrite par l'expression suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega - C_{em} - C_r \quad (I.24)$$

Avec :

J Moment d'inertie.

f Coefficient de frottement.

C_r Couple résistant imposé par la charge mécanique.

C_{em} Couple électromagnétique.

Ω Vitesse mécanique de rotation avec $\omega = P\Omega$

I.7 MISE EN EQUATIONS D'ETATS

La machine asynchrone utilisée, est décrite par un système d'équations différentielles non linéaires, l'alimentation en tension de la MAS permet de choisir comme variables de commande, les tensions statoriques $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Les variables d'états choisis les courants et les flux statoriques ($\phi_{s\alpha}, \phi_{s\beta}, i_{s\alpha}, i_{s\beta}$). Le modèle d'état correspondant est :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (I.25)$$

Avec :

$$[X] = [\phi_{s\alpha} \ \phi_{s\beta} \ i_{s\alpha} \ i_{s\beta}]^T \quad (I.26)$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}] \quad (I.27)$$

Tel que :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \frac{\omega}{L_s \sigma} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) & -\omega \\ -\frac{\omega}{L_s \sigma} & \frac{1}{T_r L_s \sigma} & \omega & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} - \frac{1}{T_r} \right) \end{bmatrix} \quad (I.28)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{T_r L_s} & 1 \\ 0 & \frac{1}{T_r L_s} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

Avec :

$$T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad \text{Constante de temps statorique;}$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \text{Constante de temps rotorique;}$$

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

I.8. SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet de simuler la machine s'une manière simple à l'aide de logiciel SIMULINK sous MATLAB. La machine est alimentée directement par un réseau triphasé [220/380 V, 50 Hz], les paramètres de la machine asynchrone sont donnés dans l'annexe [A].

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitude constante, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{sc} = \sqrt{2} V_{eff} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (I.30)$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$\omega = 2\pi f$, avec f la fréquence d'alimentation.

Le schéma bloc de simulation de la modélisation de la MAS est représenté par la figure (I.6)

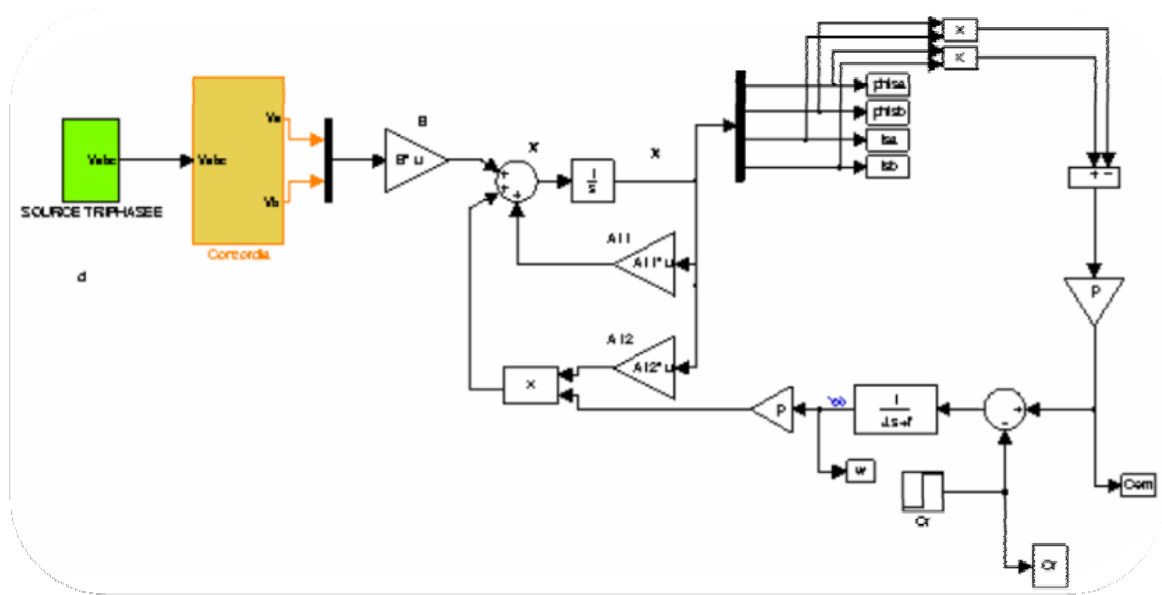


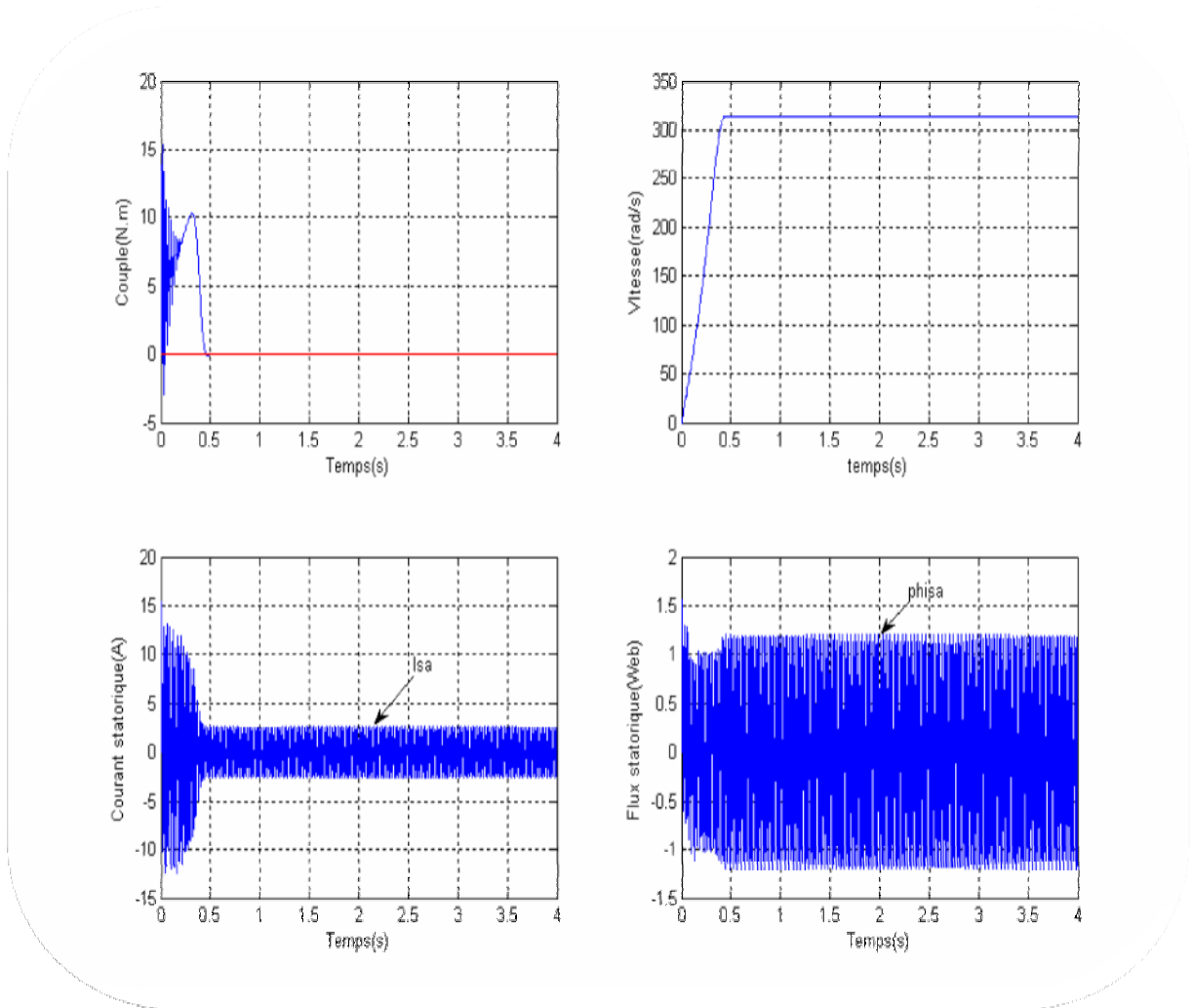
Figure (I.6) : Schéma bloc du modèle de simulation de la machine synchrone

Les résultats de simulation correspondants sont regroupés dans la figure (I.7) lorsque la machine est alimentée à vide et la figure (I.8) lorsque la machine est en charge.

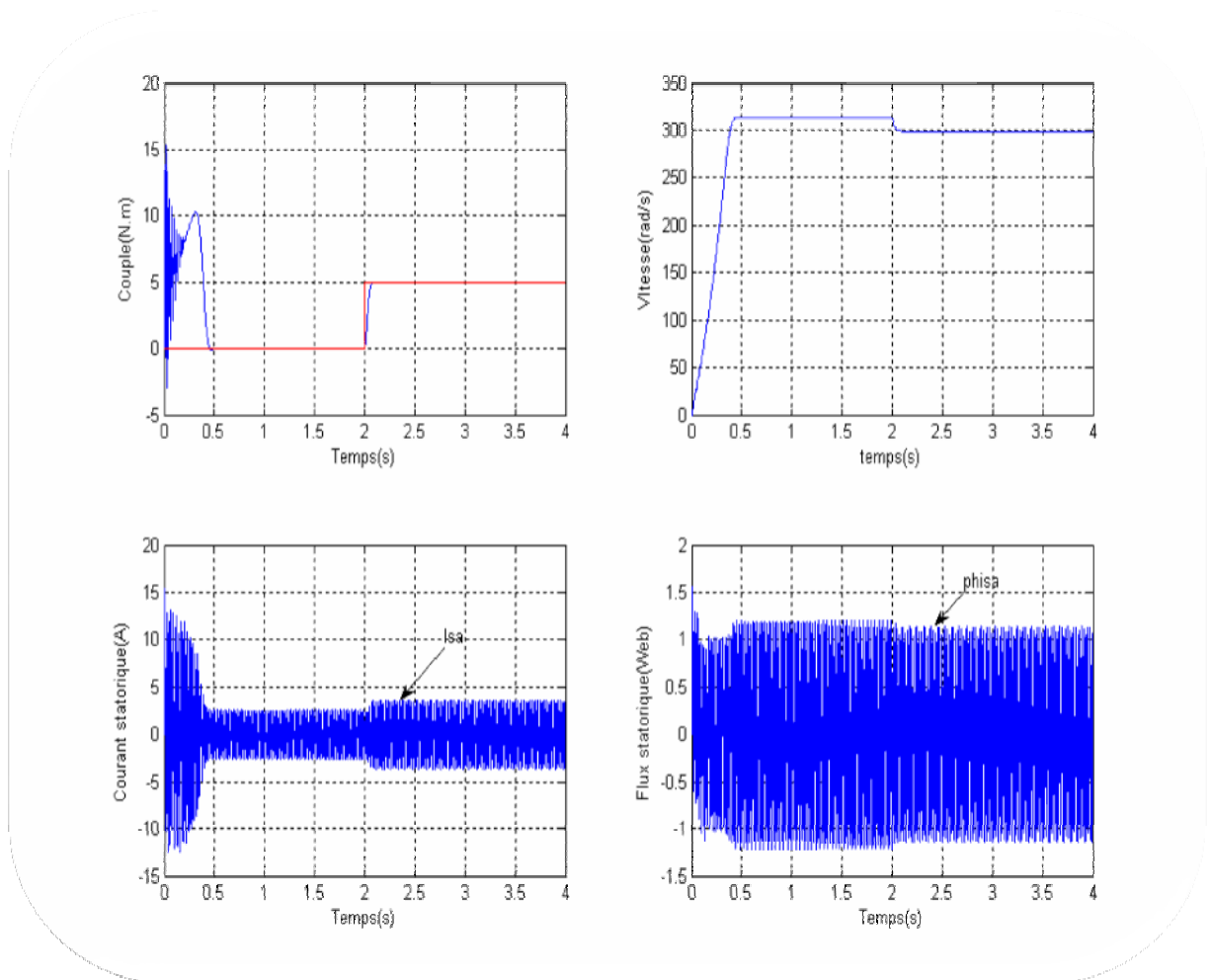
A vide la courbe de vitesse présente des oscillations dans le démarrage avec une augmentation linéaire puis atteint sa valeur nominale (157 rad/s). Le couple électromagnétique pendant le régime transitoire est fortement oscillatoire après il se stabilise à une valeur nulle. Les flux statoriques se présentent sous forme sinusoïdales d'amplitude presque constante (1.2 Web). Les courants statoriques présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

Le deuxième essai, correspond à l'application d'une charge mécanique ($C_r=5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t=2 \text{ s}$).

La courbe de la vitesse diminue au moment de l'application de la charge mécanique et se stabilise à la valeur 149(rad/s). Le couple électromagnétique rejoint la valeur de couple résistant (charge mécanique). Les flux statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules. Les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.



Figure(I.7) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine MAS à vide



Figure(I.8) : Résultat de simulation de la modélisation de la machine en charge

I.9 CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, on a introduit les hypothèses de travail et la transformation de PARK, ce que nous a permis d'élaborer un modèle mathématique à partir des équations non linéaires.

les résultats de simulations de la modélisation de la machine asynchrone en boucle ouverte à vide et en charge sont obtenus grâce au logiciel MATLAB/SIMULINK. L'application de la charge entraîne la diminution de la vitesse, ce qui explique que la machine seule ne peut répondre aux exigences des entraînements à vitesse variable. Pour cette raison l'association d'une commande externe s'avère nécessaire, ce qui sera l'objectif du prochain chapitre.

II.1 INTRODUCTION

La vitesse variable est un besoin qui se généralise dans tous les secteurs de l'industrie, La difficulté du contrôle de la machine asynchrone a restreint depuis longtemps son utilisation dans le domaine de la vitesse variable. Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle à savoir le flux et le couple électromagnétique.

La DTC ou (Direct Torque Control) est une régulation du couple de la machine asynchrone, par l'application des déferents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont le flux statorique et le couple électromagnétique, elles sont habituellement contrôlées par des régulateurs à hystérésis et sont maintenus à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation [6].

Dans ce chapitre, il sera présenté en premier lieu la modélisation de l'onduleur à deux niveaux ainsi que le principe du contrôle direct du couple, en suite l'amélioration de cette commande par des déférentes stratégies et par le changement du nombre des secteurs, et finalement la boucle de régulation de la vitesse avec des tests de poursuite.

II.2 PRINCIPE DU CONTRÔLE DIRCT DU COUPLE

La commande DTC correspond à un contrôle direct de flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine asynchrone. L'idée de base est en effet ici de contrôler des grandeurs instantanées rapides et significatives de l'état électromagnétique de la machine.

La suppression de l'étage MLI est la principale caractéristique dans une commande DTC. Ainsi la génération des commandes de l'onduleur se fait de façon directe sans l'intermédiaire de cet étage. Deux contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux assurent la régulation séparée de ces deux grandeurs [8].

La DTC présente certains avantages parmi lesquelles, de ne pas nécessiter des calculs dans le repère (d, q) , il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle, en plus elle présente une réponse dynamique est très rapide. Comme toutes les commandes, la DTC présente également certains inconvénients tels que ; l'existence de problèmes à basse vitesse, en plus l'existence des oscillations du couple, et la fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent

exciter des résonances mécaniques. Avant de présenter le principe de la DTC, on doit passer par la modélisation de l'onduleur.

II.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

La Figure (II.1) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique alimentant une charge triphasée supposée équilibrée. La commande de chaque demi pont est décalée par rapport à celle du demi pont qui suit en conduction par un tiers de période.

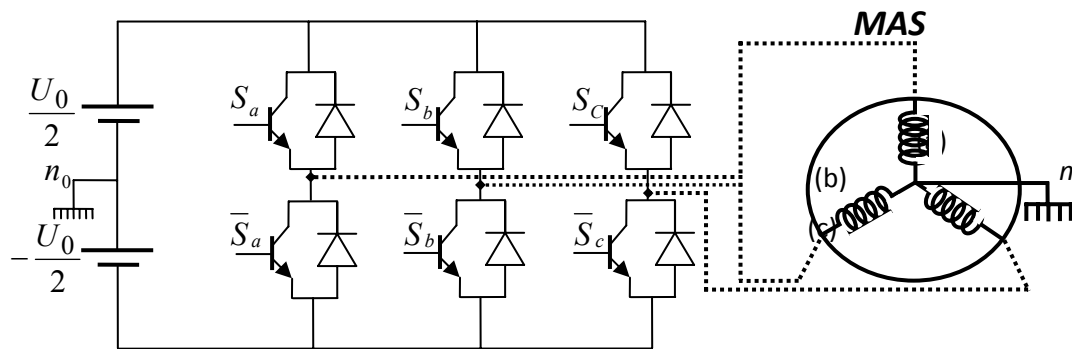


Figure (II.1) : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

Le vecteur tension \underline{V}_s est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs est contrôlé par 3 grandeurs booléennes de commande $S_j (j = a, b, c)$ telles que :

$S_j = 1$ Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_j = 0$ Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé

Dans ces conditions, on peut écrire les tensions des phases V_{jmo} en fonction des signaux de commande S_j tel que :

$$V_{jmo} = S_j U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{II.1})$$

On peut considérer que l'onduleur délivre un vecteur tension \underline{V}_{smo} :

$$\underline{V}_{smo} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(V_{an0} + V_{bn0} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn0} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (\text{II.2})$$

D'après l'équation (II.1) le vecteur de tension peut être écrit en fonction des signaux de commande par la relation suivante :

$$V_{sno} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (\text{II.3})$$

Les combinaisons des trois grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer 8 positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (0\ 0\ 0)$ ou $(1\ 1\ 1)$ comme le montre la figure (II.2).

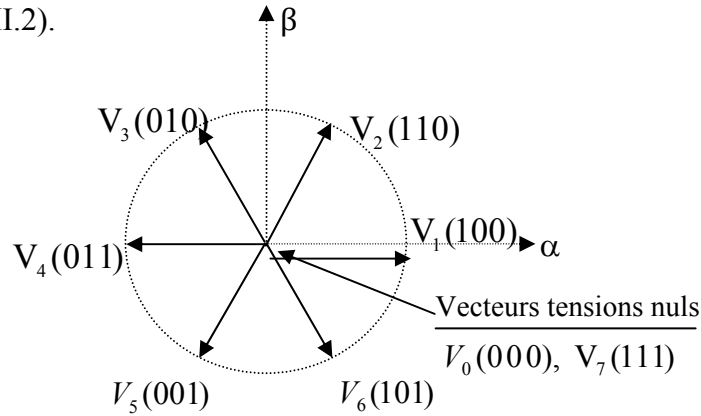


Figure (II.2) : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

D'après la figure (II.2), les six vecteurs tensions non nuls peuvent être donnés par :

$$V_i = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} \quad i=1, \dots, 6 \quad (\text{II.4})$$

Dans le cas où la machine constitue une charge triphasée équilibrée, les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante :

$$V_{san} + V_{sbn} + V_{scn} = 0 \quad (\text{II.5})$$

L'utilisation de l'équation (II.5) nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} (2V_{san0} - V_{sbn0} - V_{scn0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3} (V_{san0} - 2V_{sbn0} - V_{scn0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3} (V_{san0} - V_{sbn0} - 2V_{scn0}) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes :

$$\begin{cases} V_{nm} = \frac{1}{3}(2S_n - S_h - S_r)U_n \\ V_{lv} = \frac{1}{3}(S_u - 2S_b - S_c)U_0 \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(S_a - S_b - 2S_c)U_0 \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

II.4 CONTRÔLE DU FLUX STATORIQUE

A partir du modèle statorique de la machine asynchrone, le flux est peut être déduit par :

$$\frac{d}{dt}\phi_s = V_s - R_s i_s \quad (\text{II.8})$$

La représentation du module de flux statorique dans un repère tournant d'axes (d,q) ou l'axe d coïncide avec le flux statorique permet de mieux illustrer le comportement du module du flux statorique en fonction de la tension et des courants statoriques comme il est représenté en Figure (II.3)

$$\|\phi_s\| = \phi_s = \phi_{sd} \quad \text{Et} \quad \phi_{sq} = 0 \quad (\text{II.9})$$

Nous obtenons ainsi :

$$\frac{d}{dt}\phi_s = V_{sd} - R_s i_{sd} \quad (\text{II.10})$$

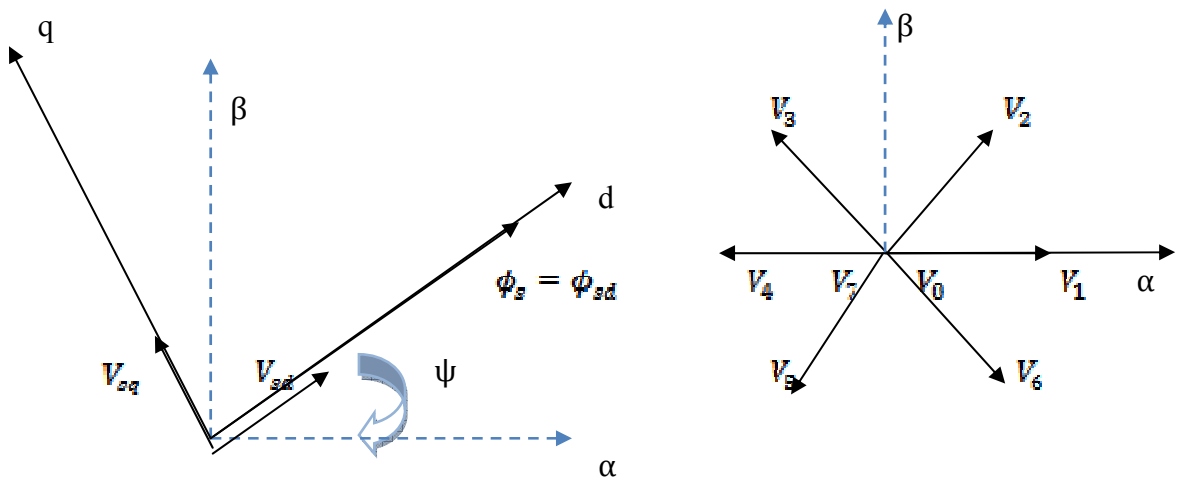


Figure (II.3) : Orientation de l'axe du repère tournant selon la direction du flux statorique

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient :

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = V_{sd} \quad (\text{II.11})$$

L'approximation sur la chute de tension dans la résistance statorique est réalisée exceptée aux faibles vitesses où le terme $R_s i_s$ doit être considéré.

À partir d'équation (II.11) nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique (V_{sd}). C'est-à-dire que lorsqu'un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux statorique qui permet de faire évoluer son module.

Si une séquence de tension nulle est appliquée ($V_{sd} = 0$), nous constatons que la variation du module du flux statorique est négative et proportionnelle au terme ($-R_s i_s$) équation (II.12).

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = -R_s i_s \quad (\text{II.12})$$

A moyenne et grande vitesse, le terme $-R_s i_s$ peut être négligé et la variation du module du flux statorique est considérée nulle.

$$\frac{d}{dt} \|\phi_s\| = 0 \quad (\text{II.13})$$

A partir de la figure (II.3), on constate que les vecteurs (V_1, V_2, V_5) possèdent une composante V_{sd} positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. En revanche, les vecteurs (V_3, V_4, V_5) possèdent une composante V_{sd} négative permettant la diminution du module du flux statorique.

II.5 CONTRÔLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

La recherche d'une règle d'évolution pour le couple électromagnétique s'avère plus délicate mais s'effectue de la même façon pour le flux. Une étude basée sur un modèle de petite variation de la machine à induction permet d'exprimer la variation du couple en fonction de la tension et des grandeurs de contrôles (flux, couple), [9].

Considérons l'expression du couple électromagnétique d'une machine à induction exprimée en fonction du courant et du flux statorique dans un repère (α, β).

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{II.14})$$

La dérivée du couple s'exprime de la façon suivante :

$$\frac{dC_{em}}{dt} = P \left(\phi_{s\alpha} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \phi_{s\beta} \frac{di_{s\alpha}}{dt} \right) + P \left(\phi_{r\beta} \frac{di_{r\alpha}}{dt} - \phi_{r\alpha} \frac{di_{r\beta}}{dt} \right) \quad (\text{II.15})$$

Or, on a les équations magnétiques suivantes:

$$\begin{cases} \phi_{sd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \\ \phi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} \\ \phi_{rd} = L_r i_{rd} + M i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

D'autre part, considérons-les d'équations (II.16) de la machine exprimant dans repère d'axes fixes:

$$V_s = R_s i_s + l_{s\delta} \frac{di_s}{dt} + M \frac{d(i_s + i_r)}{dt} \quad (\text{II.17})$$

$$0 = R_r i_r + l_{r\delta} \frac{di_r}{dt} + M \frac{d(i_s + i_r)}{dt} - j\omega \phi_r \quad (\text{II.18})$$

Comme $M \gg l_{s\delta}, l_{r\delta}$, on suppose que :

$$\frac{d(i_s + i_r)}{dt} = 0 \quad (\text{II.19})$$

Donc, sur un intervalle de temps court séparant deux instants d'échantillonnage nous avons :

$$i_s = -i_r \quad (\text{II.20})$$

Par conséquent, le système des équations (II.17), (II.18) devient

$$V_s = R_s i_s + l_{s\delta} \frac{di_s}{dt} \quad (\text{II.21})$$

$$0 = R_r i_r + l_{r\delta} \frac{di_r}{dt} - j\omega \phi_r \quad (\text{II.22})$$

En tenant compte de l'équation (II.20), les deux équations (II.21), (II.22) s'ajoutent et se résument en une seule équation.

$$V_s = (R_s + R_r) i_s + (l_{s\delta} + l_{r\delta}) \frac{di_s}{dt} + j\omega \phi_r \quad (\text{II.23})$$

Nous obtenons ainsi le schéma électrique équivalent d'une machine à induction

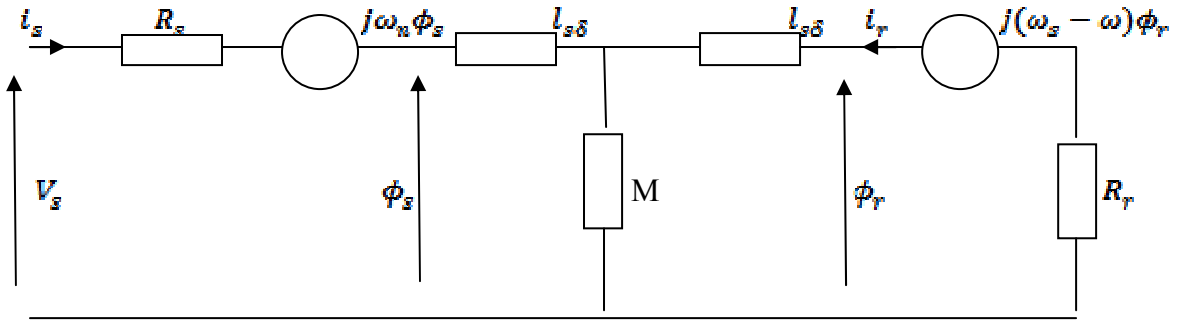


Figure (II.4) : Schéma électrique équivalent d'une machine asynchrone

Ainsi, nous exprimons la dérivée du courant statorique en fonction de la tension statorique, du flux rotorique et du courant statorique.

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} [V_{s\alpha} - (R_s + R_r)i_{s\alpha} + \omega\phi_{r\beta}] \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} [V_{s\beta} - (R_s + R_r)i_{s\beta} - \omega\phi_{r\alpha}] \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

D'autre part à partir de l'expression (II.8) nous avons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} = V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} \\ \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} = V_{s\beta} - R_s i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

En remplaçant les équations (II.24) et (II.25) dans l'équation (II.15), nous obtenons l'équation de la variation du couple (II.27) sachant que :

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \phi_{s\alpha} - (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})i_{s\alpha} \\ \phi_{r\beta} = \phi_{s\beta} - (l_{s\sigma} + l_{r\sigma})i_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

La dérivée du couple valable à l'échelle de temps de la commutation est la suivante :

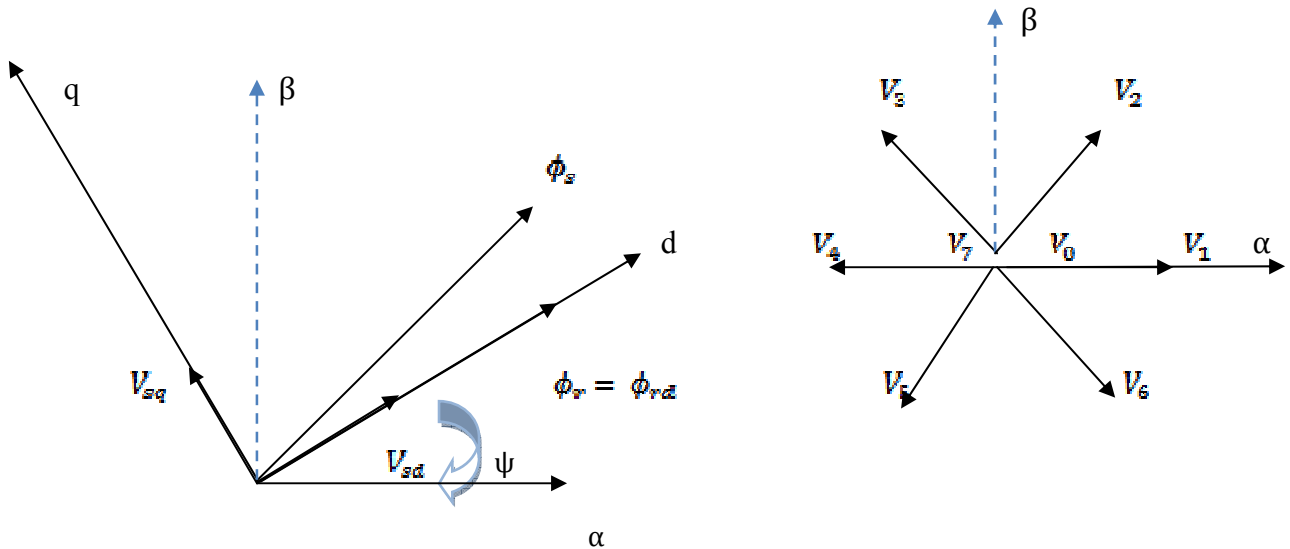
$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} [\phi_{r\alpha}(V_{s\beta} - \omega\phi_{s\alpha}) - \phi_{r\beta}(V_{s\alpha} - \omega\phi_{s\beta}) - \frac{(R_s + R_r)}{p} C_{em}] \quad (\text{II.27})$$

Ou bien

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(l_{s\sigma} + l_{r\sigma})} [\text{Im}[\phi_r^*(V_s - j\omega\phi_s)] - \frac{(R_s + R_r)}{p} C_{em}] \quad (\text{II.28})$$

Nous exprimons aussi la dérivée du couple dans un repère tournant d'axes (d, q) ou l'axe d coïncide avec le flux rotorique Figure (II.5).

$$\frac{dC_{em}}{dt} = \frac{P}{(L_{s\sigma} + L_{r\sigma})} [(V_s - j\omega\phi_s) \parallel \phi_r \parallel - \frac{(R_s + R_r)}{P} C_{em}] \tag{II.29}$$



Figure(II.5): Orientation de l’axe d du repère tournant selon la direction du flux rotorique

A partir de l’équation (II.29), nous avons de façon approché l’évolution du couple électromagnétique pour tout point de fonctionnement de la machine asynchrone et quelque soit la séquence de tension appliquée [10].

II.5.1 Application d’une séquence de tension active

La variation de couple équation (II.29) ne dépend pas seulement de la tension appliquée mais aussi avec la variation de la vitesse de rotor, du flux, de l’état de charge et des paramètres de la machine.

Les vecteurs (V_2, V_3, V_4) figure (II.5) possède une composante V_{sq} positive. Ce sont donc ces vecteurs qui augmente la valeur algébrique du couple de façon plus ou moins rapide selon le niveau de la vitesse du couple et selon la phase du flux (position du repère d, q). En revanche, les vecteurs (V_5, V_6, V_1) possèdent une composante V_{sd} négative permettant de diminuer la valeur algébrique du couple.

II.5.2 Application d’une séquence de tension nulle

Lorsqu’une séquence de tension nulle est appliquée ($V_{sq} = 0$), la dérivée du couple s’exprime de la façon suivante.

$$\frac{dC_{em}}{dt} = - \frac{P}{(I_{sd} + I_{rq})} [\omega \phi_{sd} \|\phi_r\| + \frac{(R_s + R_r)}{P} C_{em}] \quad (II.30)$$

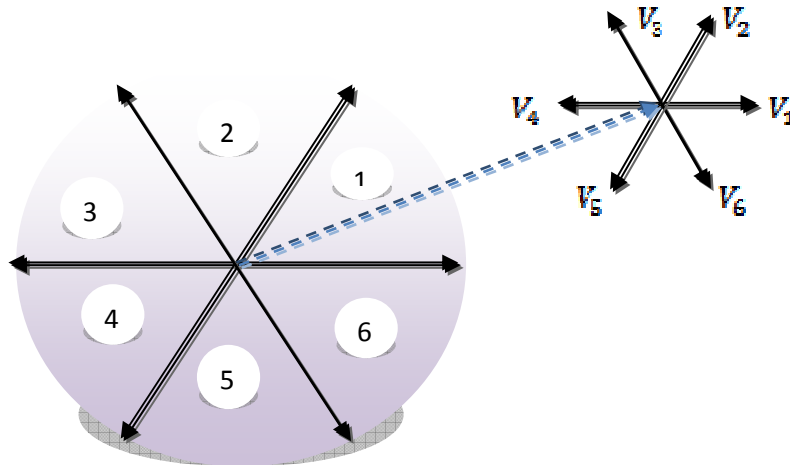
L'expression(II.30) montre qu'une séquence de tension nulle permet de faire varier le couple dans un sens ou dans l'autre selon le point de fonctionnement de la machine. En conséquence, pour augmenter le couple ($\frac{d}{dt} C_{em} > 0$), il faut appliquer le vecteur de tension qui permet d'avoir la composante la plus grande en quadrature par rapport au flux rotorique et tel que :

$$V_{sq} > \left(\omega \phi_{sd} + \frac{(R_s + R_r)}{P \|\phi_r\|} C_{em} \right)$$

Si non, le vecteur de tension appliqué, diminue le couple ou le garde constant.

II.6 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMANDE AVEC DES TENSIONS ACTIVES

A fin d'illustrer la génération de la table de vérité nécessaire à la commande de l'onduleur il s'avère intéressant de montrer un exemple sur le choix du vecteur tension à appliquer pour augmenter à la fois le module du flux et le couple, le vecteur flux statorique étant dans le secteur N avec $N=1,2,3,4,5,6$; figure(II.6).



Figure(II.6):Choix des vecteurs de tension

Les vecteurs (V_1, V_2, V_6) contribuent à augmenter le module du flux, et les vecteurs (V_2, V_3) contribuent à augmenter le couple. Donc seul le vecteur V_2 est applicable pour répondre aux exigences demandées.

Ce même raisonnement s'applique à tout les cas de figure (II.5) ce qui donne naissance aux tables de commande du flux et du couple.

II.6.1 Table de commande du flux

La table de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\uparrow \ \phi_s\ $	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\downarrow \ \phi_s\ $	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

II.6.2 Table de commande du Couple

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\uparrow C_{em}$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$
$\downarrow C_{em}$	$V_5 V_6$	$V_6 V_1$	$V_1 V_2$	$V_2 V_3$	$V_3 V_4$	$V_4 V_5$

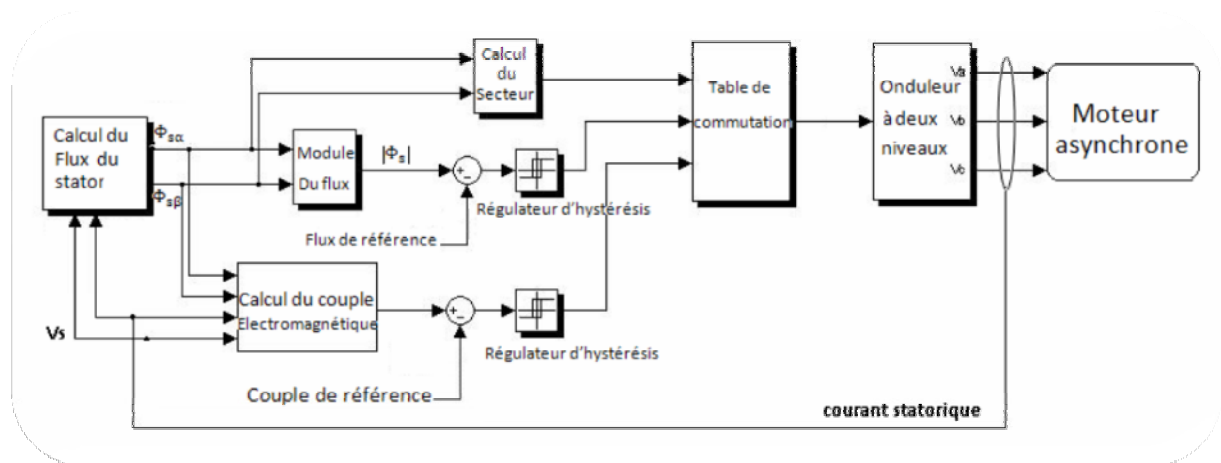
Finalement, la comparaison des tables de commande de module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une table de command.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$(\uparrow C_{em}) \& (\uparrow \ \phi_s\)$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
$(\uparrow C_{em}) \& (\downarrow \ \phi_s\)$	V_5	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$(\downarrow C_{em}) \& (\uparrow \ \phi_s\)$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$(\downarrow C_{em}) \& (\downarrow \ \phi_s\)$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table (II.1) : Stratégie de contrôle avec correcteur à deux niveaux à tensions actives

II.7 STRUCTURE GENERALE DU CONTRÔLE DIRECT DU COUPLE

La figure (II.7) représente le schéma global de la commande directe de couple avec l'utilisation des tables basées sur des tensions actives. Il y'a deux boucles de régulation l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes. Les erreurs obtenues sont introduits dans des régulateurs d'hystérésis, qui donnent des variables logiques avec la position du module de flux statorique. Ils sont utilisés pour déterminer les vecteurs de tensions correspondants à la commande.

**Figure (II.7) :** Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

La figure (II.8) présente le comportement de la structure du contrôle direct du couple appliquée à la machine asynchrone pour une table de commutation à deux niveaux du couple et du flux statorique avec des tensions actives. Ces résultats montrent une bonne performance de couple qui suit précisément sa valeur de référence, cette précision dépend de la variation de la charge. La trajectoire du flux décrit un cercle, la vitesse présente une croissance presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Mais l'utilisation d'un régulateur à deux niveaux de couple ne permet pas de bien contrôler la variation du couple et il est valable pour un seul sens de rotation de la machine.

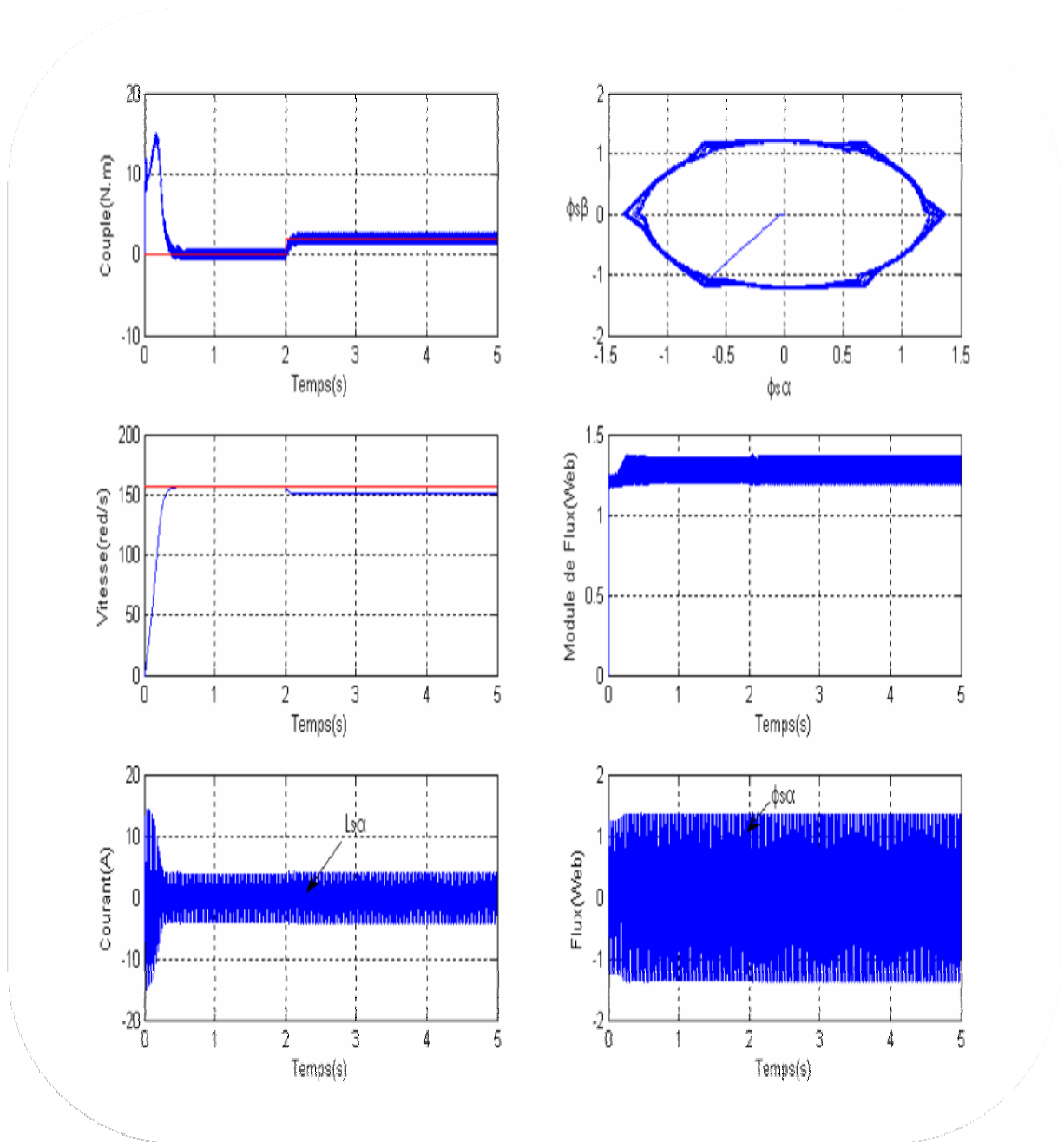
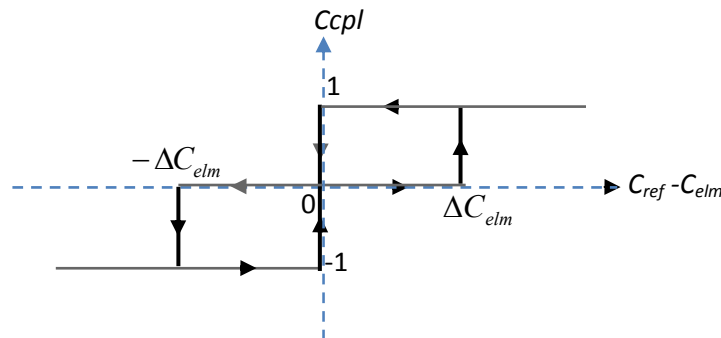


Figure (II.8) : Résultat de simulation de correcteur à deux niveaux

II.8 CORRECTEUR DU COUPLE A TROIS NIVEAUX

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La variation de l'erreur du couple est représentée par une variable logique booléenne ($Ccpl=1$) pour une consigne positive et

($C_{cpl}=-1$) pour une consigne négative ou pour une diminution avec ($C_{cpl}=0$). La structure de ce correcteur est représentée dans la figure (II.9).



Figure(II.9): Correcteur de couple à hystérésis à trois niveaux

Pour améliorer les performances dynamiques de la DTC et lui permettant de fonctionner dans les quatre quadrants, il est nécessaire d'utiliser les vecteurs de tension (V_5, V_6) comme il est montré dans la table (II.2).

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	Ccpl=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	Ccpl=0	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5

Table (II.2) : Stratégie de contrôle avec correcteur à trois niveaux à tensions actives

La figure (II.10) présente le comportement de la structure du contrôle direct de couple appliquée à la machine asynchrone pour une table de commutation à trois niveaux de couple avec des tensions actives. Les résultats obtenus montrent une bonne performance, mais en revanche, l'idée n'appliquer que des séquences de tension actives n'est pas optimale. En effet, l'absence de séquences des tensions nulles dans la table de commande contribue à augmenter le nombre de commutation et donc les pertes correspondantes.

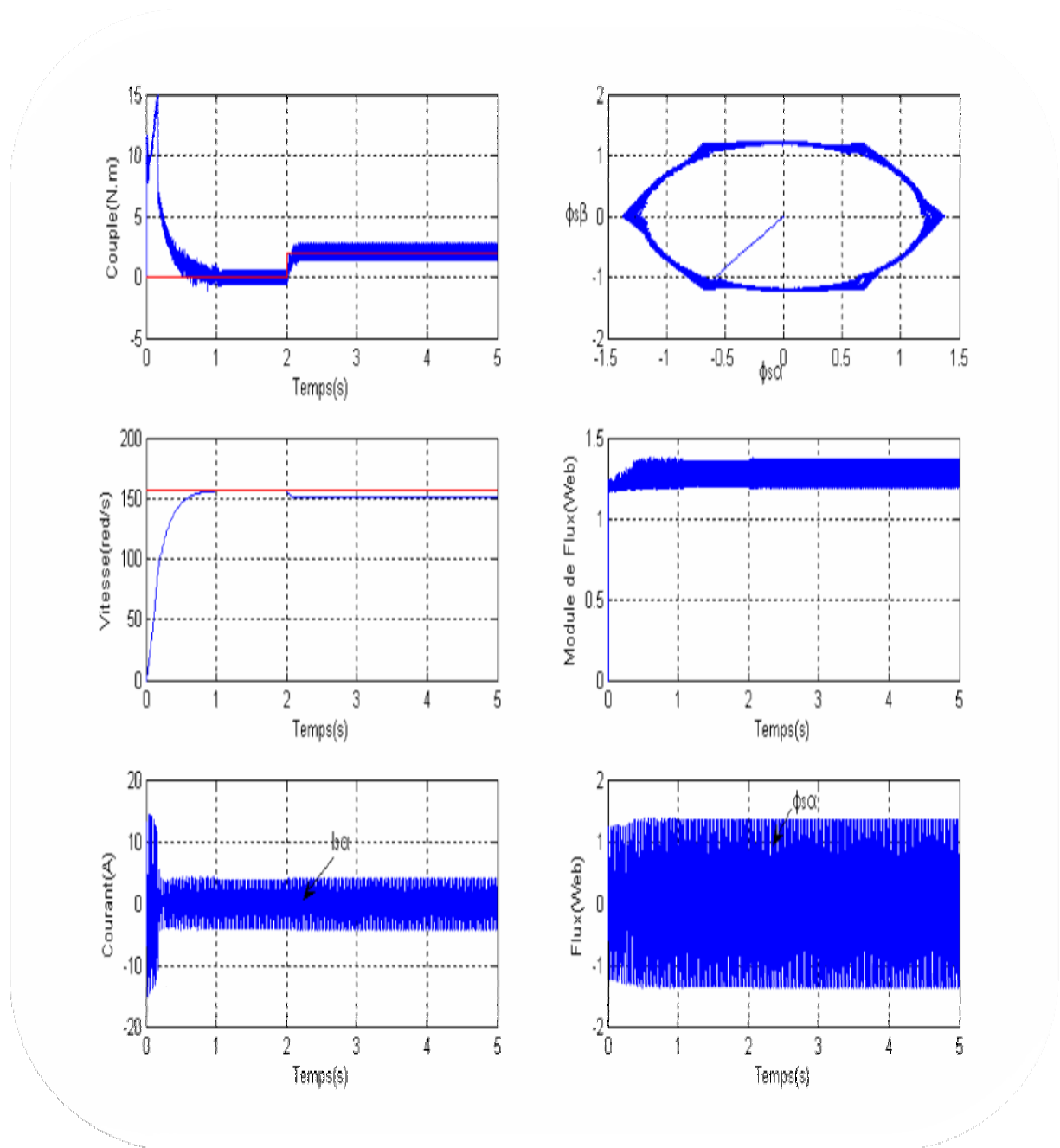


Figure (II.10) Résultat de simulation de correcteur à trois niveaux avec tension actives

II.9 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION AVEC DES TENSIONS ACTIVES ET NULLES

La table (II.3) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants. Les résultats de simulation de la DTC améliorée par l'utilisation des comparateurs d'hystérésis à trois niveaux avec des tensions nulles sont regroupés dans la figure (II.11). On remarque une amélioration de la réponse du couple (minimisation des ondulations) et une bonne poursuite vers la valeur de référence.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
Cflx=0	Ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	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
Cflx=1	Ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	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

Table (II.3) : Stratégie de contrôle avec correcteur à trois niveaux à tensions actives et nulles

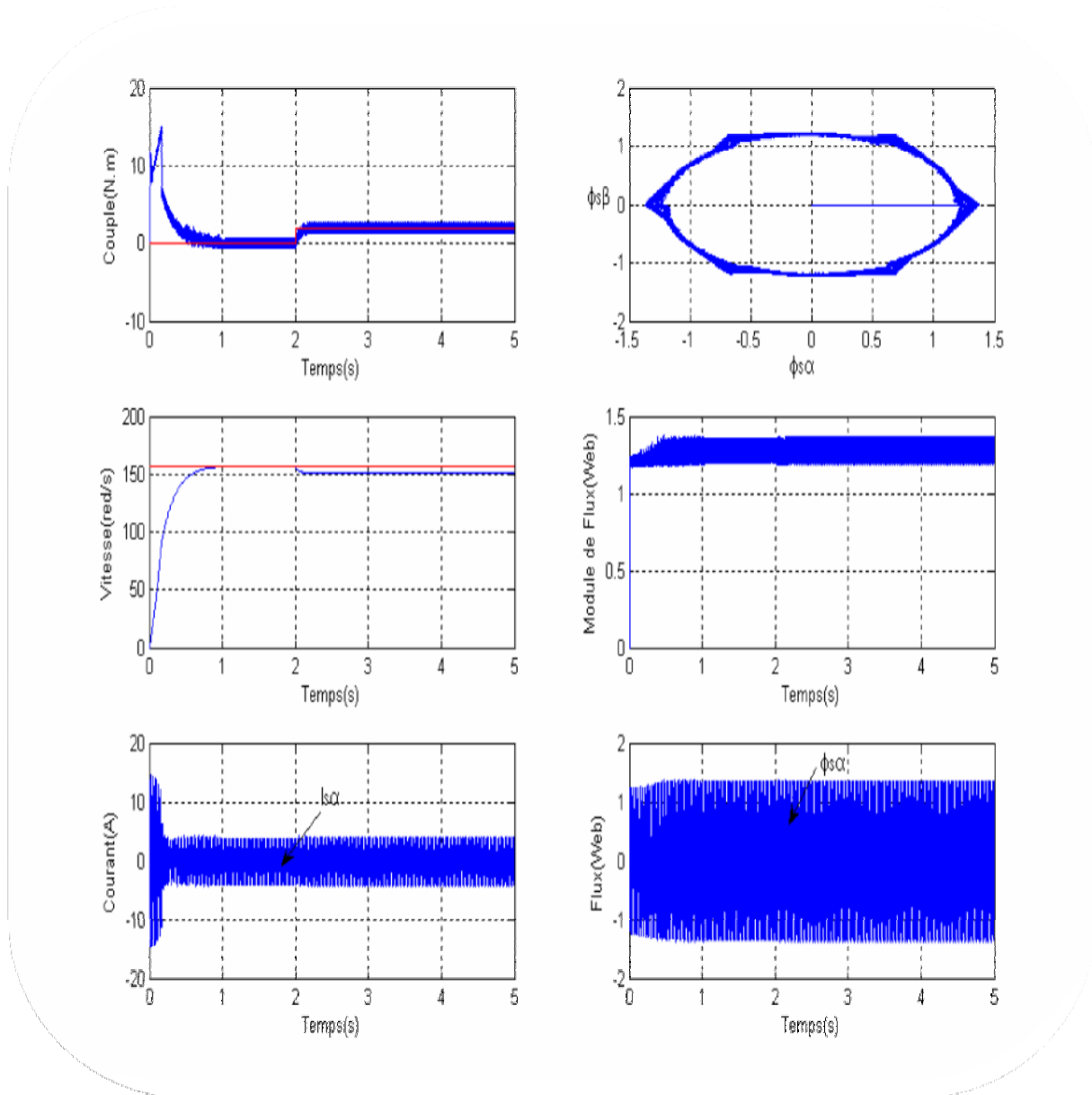


Figure (II.11) : Résultat de simulation du correcteur à trois niveaux avec tensions actives et nulles

II.10 AMELIORATION DE LA DTC PAR LA TABLE DE 12 SECTEURS

Il existe pratiquement plusieurs types d'amélioration de la DTC pour minimiser les ondulations du couple électromagnétique et améliorer le temps de réponse [8]. Dans notre cas, on utilise des tables de commutation de 12 secteurs pour permettre les grandes et les petites variations du couple électromagnétique et du flux statorique. Par exemple, le vecteur V_1 produit une grande augmentation du flux statorique et une augmentation faible du couple électromagnétique, et le vecteur V_3 produit une augmentation du couple et une diminution du flux statorique. La figure (II.12) représente les 12 secteurs de la DTC.

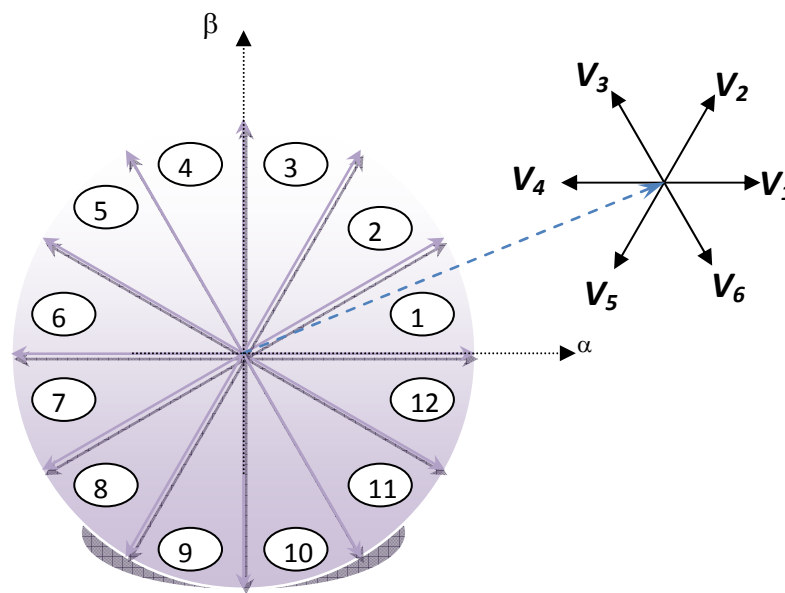


Figure (II.12) : Les 12 Secteurs de la commande DTC

Cette table représente les deux cas où on peut appliquer les six vecteurs de tensions

$N=1$	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
Φ_s	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
C_{em}	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
$N=12$	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
Φ_s	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
C_{em}	V_2, V_3, V_6	V_5, V_6, V_1

Table (II.4): Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs S1 et S12

II.10.1 Correcteur de couple à quatre niveaux

Pour un secteur 12, il faut utilisé un correcteur de couple à quatre niveaux, pour tenir compte des grandes et des faibles variations du couple, comme il est montré dans la figure(II.13).

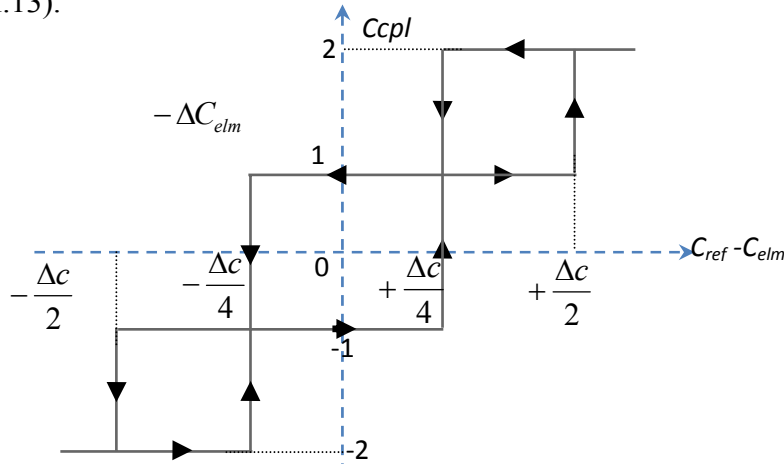


Figure (II.13) : Correcteur de couple à quatre niveaux

La table correspondante est donnée par :

<i>N</i>		<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>	<i>7</i>	<i>8</i>	<i>9</i>	<i>10</i>	<i>11</i>	<i>12</i>
<i>cflx=1</i>	<i>ccpl=2</i>	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂
	<i>ccpl=1</i>	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁
	<i>ccpl=-1</i>	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆
	<i>ccpl=-2</i>	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
<i>cflx=0</i>	<i>ccpl=2</i>	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃
	<i>ccpl=1</i>	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃
	<i>ccpl=-1</i>	V ₇	V ₅	V ₀	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄
	<i>ccpl=-2</i>	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅

Table (II.5): Stratégie de contrôle par DTC avec correcteur à quatre niveaux pour des tensions actives et nulles

La figure suivante représente les résultats de simulation de la DTC améliorée par l'utilisation de 12 secteurs. Les résultats obtenus présentent des oscillations du couple moindre que dans les cas précédents. Toutefois il faut améliorer la réponse de la vitesse en introduisant un régulateur de vitesse.

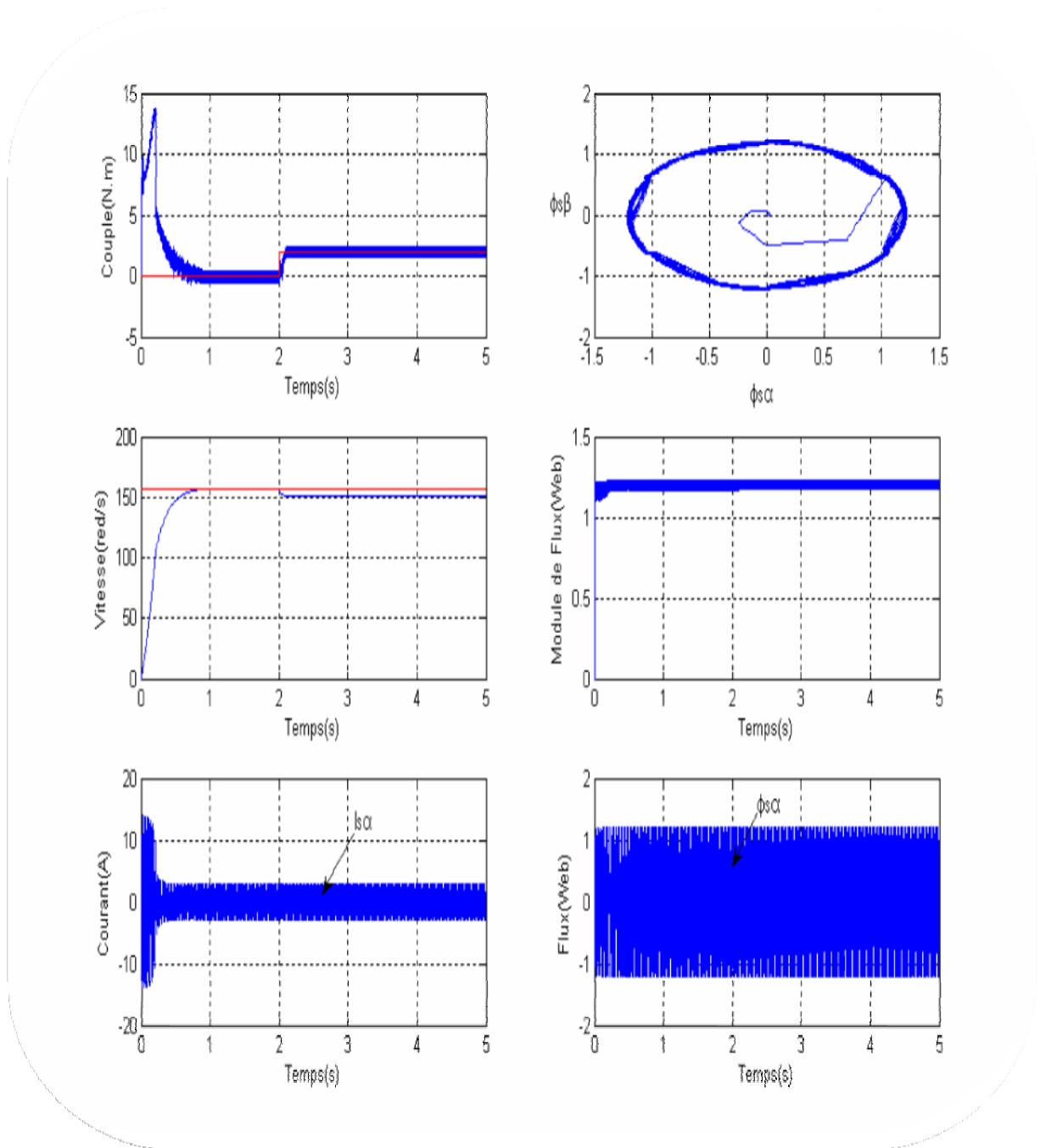


Figure (II.14) : Résultat de simulation de la DTC avec 12 secteurs

II.11 REGLAGE CLASSIQUE DE LA VITESSE

La régulation de la vitesse est un besoin indispensable dans l'industrie contre les variations indésirables dans la charge. Pour cette régulation en boucle fermée, on utilise un correcteur de type (PI) qui combine l'action proportionnelle et intégrale pour améliorer le

régime permanent et transitoire de la réponse de vitesse. L'équation dans le régime temporel de ce correcteur est donnée ci-dessous.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (\text{II.31})$$

Où $e(t)$, $u(t)$, K_p et K_i désignent respectivement l'erreur à l'instant t , la commande générée et les gains du correcteur.

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{1}{\tau_i s}\right) \quad (\text{II.32})$$

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} \quad \text{Constante de temps}$$

Où s est l'opérateur dérivée de LAPLACE

Le schéma suivant représente la structure du correcteur de type (PI)

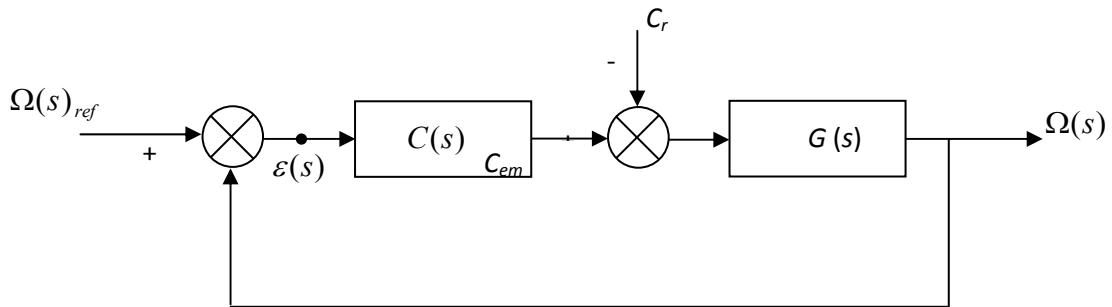


Figure (II.15) : Régulation de vitesse avec un correcteur PI

$C(s)$ est donnée par l'expression (II.32), La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H(s) = \frac{C(s)G(s)}{1+C(s)G(s)} \quad (\text{II.33})$$

Avec :

$$G(s) = \frac{1}{s+f} \quad (\text{II.34})$$

En remplaçant les équations (II.32) et (II.34) dans l'équation (II.33) avec $C_r = 0$, on obtient :

$$H(s) = \frac{\left(\frac{K_p}{K_i}\right)s+1}{\frac{J}{K_i}s^2 + \left(\frac{K_p+f}{K_i}\right)s+1} \quad (\text{II.35})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_p et K_i , dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_n}s + \frac{1}{\omega_n^2}s^2} \quad (\text{II.36})$$

Par analogie entre les expressions (II.35) et (II.36) on trouve:

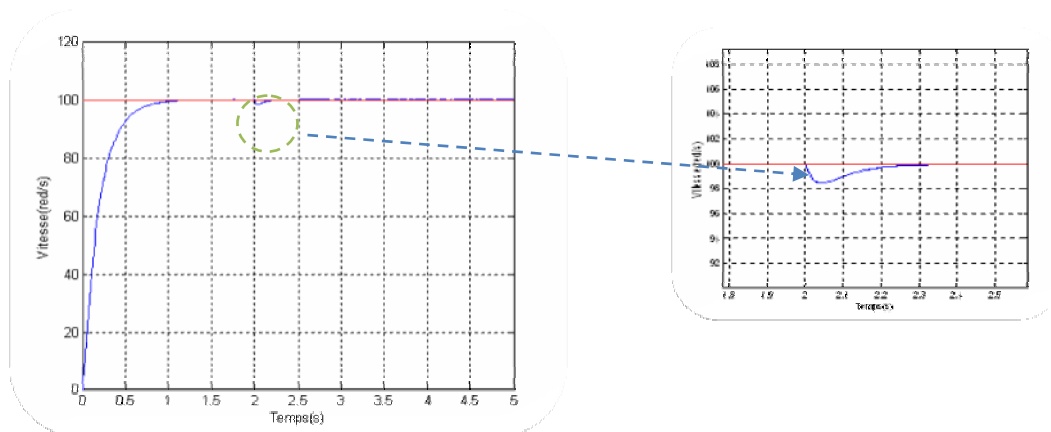
$$\begin{cases} \frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_p+f}{K_i} \\ \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{J}{K_i} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} K_p = \frac{2\xi}{\omega_n} K_i \\ K_i = J\omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_p et K_i .

Pour $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$ et $\omega_n = 13 \text{ rad/s}$ on a :

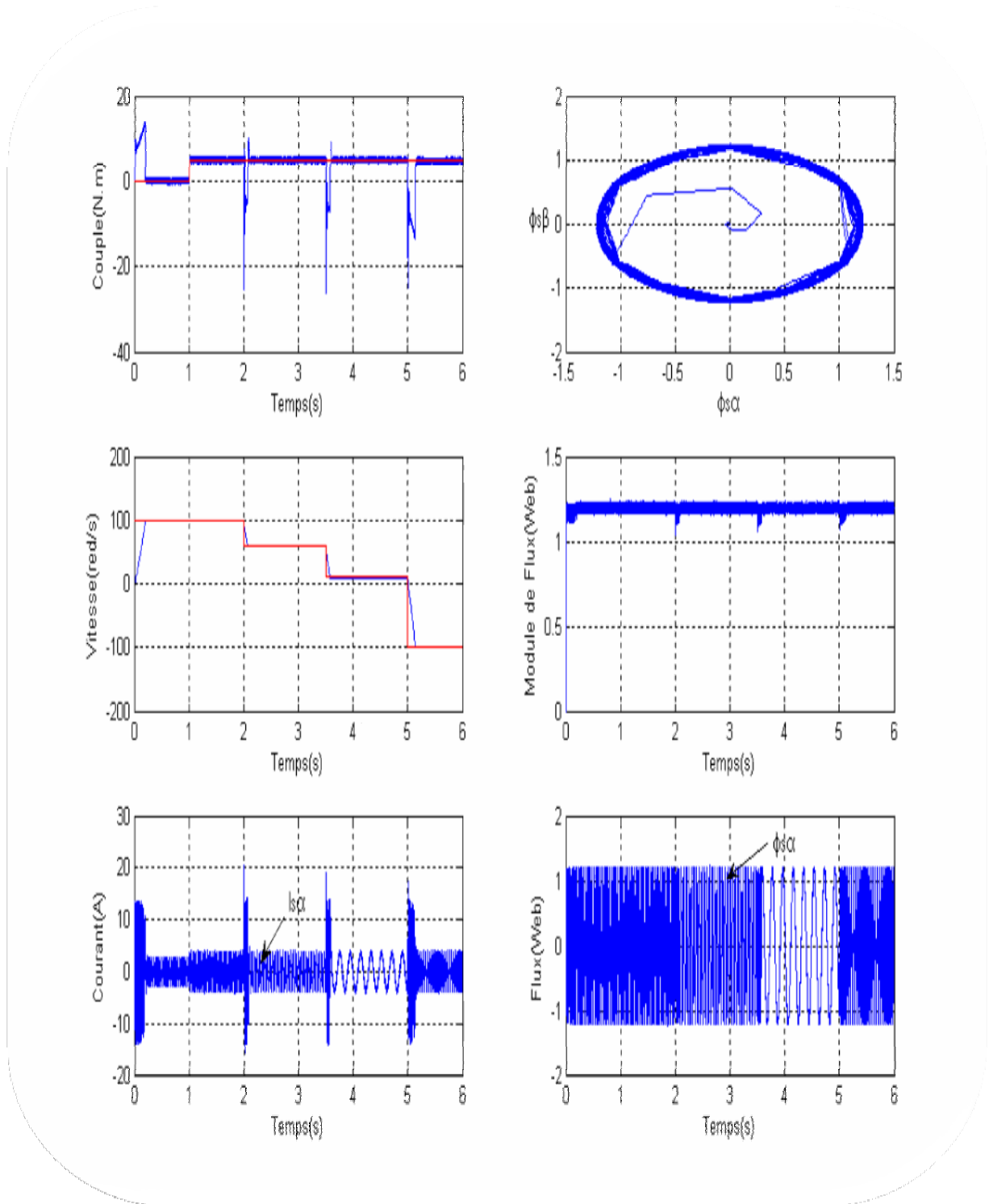
$$\begin{cases} K_p = 0.36 \\ K_i = 3.38 \end{cases}$$

La figure (II.16) montre le résultat de simulation de la vitesse avec la boucle de régulation de vitesse pour une référence de 100 rad/s.



Figure(II.16) : Réponse de la vitesse avec un régulateur PI

Un test de poursuite a été appliqué lors du contrôle direct du couple amélioré de la machine asynchrone pour une variation de vitesse. Les résultats de simulation obtenus sont représentés dans la figure (II.17).



Figure(II.17) : Test de poursuite lors du contrôle par DTC améliorée de la MAS avec régulation de vitesse

Les résultats obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse à sa valeur de référence, ce test provoque des ondulations du couple électromagnétique au moment du changement de la vitesse qu'on peut diminuer avec des références sous formes exponentielles.

La réponse du module du flux est représenté sous forme circulaire, le flux statorique présente des oscillations et se stabilise à sa valeur de référence.

II.12 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le principe du contrôle direct du couple de la machine asynchrone avec des différentes améliorations des tables de commutation. Par suite, on a introduit une boucle de régulation de la vitesse dont les performances ont été confirmées par un test de poursuite.

La commande DTC est basée essentiellement sur la connaissance exacte et instantanée des flux statorique dont la mesure est souvent gênante, exigeante, coûteuse, et non certaine lors des pannes ou lors du vieillissement des capteurs. Une estimation de ces grandeurs s'avère très intéressante et fera l'objet du chapitre suivant.

III.1 INTRODUCTION

Les quantités principales à connaître dans la commande directe du couple du moteur asynchrone sont les flux du stator et/ou du rotor. Ceux-ci peuvent être mesurés ou estimés. La mesure directe de flux exige des sondes de coût élevé et une nécessité de modification de la conception de la machine. D'où la nécessité d'estimer le flux. En général, son estimation est basée sur les courants et les tensions mesurés du moteur. Dans les algorithmes basés sur le modèle courant, le flux du moteur est estimé en résolvant un ensemble d'équations dans lesquelles les courants, la vitesse, ou la de position du rotor sont exigés. Différemment, les algorithmes basés sur le modèle de tension nécessitent seulement les tensions et les courants, par conséquent ils sont considérés plus commodes en raison de leur simplicité.

Dans ce chapitre, on présentera quelques types d'estimateurs du flux statorique avec les améliorations nécessaires, en finissant par la présentation d'un observateur hybride permettant d'associer deux différents types d'estimateurs.

III.2 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE

L'estimateur de flux statorique, le plus simple est à base du modèle statorique de la machine donné par l'équation suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{D'où : } \phi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s) \quad (\text{III.2})$$

Dans ce modèle le flux est estimé en intégrant le la force contre électromotrice (F_{CEM}), il y a un seul paramètre du moteur qui doit être connu, c'est bien la résistance statorique R_s . Celle-ci est mesurée et considérée fixe dans la majorité des applications car sa variation avec la variation de la vitesse de la machine est négligeable. L'intégration pure est affectée par deux problèmes principaux: Le problème des conditions initiales et la composante continue (DC offset) de la F_{CEM} à intégrer, cette dernière est pratiquement inévitable car elle vient généralement des erreurs dans la tension et dans les mesures du courant et quoiqu'elle soit très petite, elle peut conduire finalement l'intégrateur à la saturation.

Pour éviter ces problèmes, trois différentes philosophies d'estimation du flux statorique seront proposées dans ce chapitre: Un filtre passe-bas avec une basse fréquence de coupure,

un filtre passe-haut pour éliminer la composante continue de la F_{CEM} avant l'intégration et un Algorithme hybride tenant compte du modèle de courant et de tension pour estimer le flux avec sur une grande bande de variation de vitesse

III.2.1 Algorithmes d'estimation à base de filtres passe-bas

Une solution efficace est de remplacer l'intégrateur pur par un filtre passe-bas. Evidement, le filtre passe-bas va produire une erreur dans le gain et la phase, pour cela il faut choisir soigneusement sa fréquence de coupure. Nous allons étudier trois intégrateurs modifiés pour résoudre les problèmes préalablement indiqués, les performances de chaque intégrateur seront étudiées en reposant uniquement sur la simulation.

L'intégrateur modifié

La sortie des trois intégrateurs utilisés peut être généralement exprimée par:

$$\tilde{\Phi}_{s,\beta} = \frac{1}{s+\omega_c} F_{CEM_{\alpha,\beta}} + \frac{\omega_c}{s+\omega_c} z \quad (III.3)$$

Où z : est une compensation.

Supposons que la compensation est mise à zéro, notre intégrateur sera équivalent à un filtre passe bas du premier ordre qui généralement adopté pour remplacer l'intégrateur pure. Si, dans l'autre coté, la compensation est prise de la sortie de l'intégrateur (*i.e.*, $z = \tilde{\Phi}_s$)

Nous aurons alors :

$$\begin{aligned} \tilde{\Phi}_{s,\beta} &= \frac{1}{s+\omega_c} F_{CEM_{\alpha,\beta}} + \frac{\omega_c}{s+\omega_c} \tilde{\Phi}_s \rightarrow \tilde{\Phi}_s \left(1 - \frac{\omega_c}{s+\omega_c}\right) = \frac{1}{s+\omega_c} F_{CEM_{\alpha,\beta}} \\ \tilde{\Phi}_{s,\beta} \left(\frac{s}{s+\omega_c}\right) &= \frac{1}{s+\omega_c} F_{CEM_{\alpha,\beta}} \end{aligned}$$

D'où :

$$\tilde{\Phi}_{s,\beta} = \frac{1}{s} F_{CEM_{\alpha,\beta}} \quad (III.4)$$

L'intégrateur modifié devient alors l'équivalent à un intégrateur pur. Il est alors clair que l'intégrateur modifié est plus performant que le filtre passe-bas seul ainsi que les problèmes d'intégrateur pur sont totalement évités. La structure générale de l'intégrateur modifié est donné en figure (III.1).

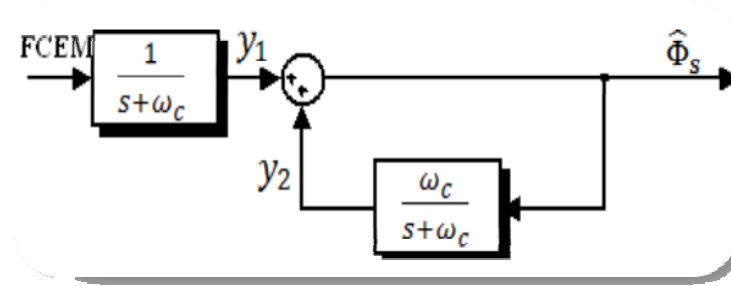


Figure. (III.1) : Structure générale de l'intégrateur modifié (FCM sous forme complexe).

III.2.1.a Intégrateur modifié avec retour saturable

Le schéma bloc de l'intégrateur modifié à retour saturable présenté dans la Figure (III.2) est composé d'une sortie du premier filtre Φ_{s1} et d'un retour du deuxième filtre Φ_{s2} .

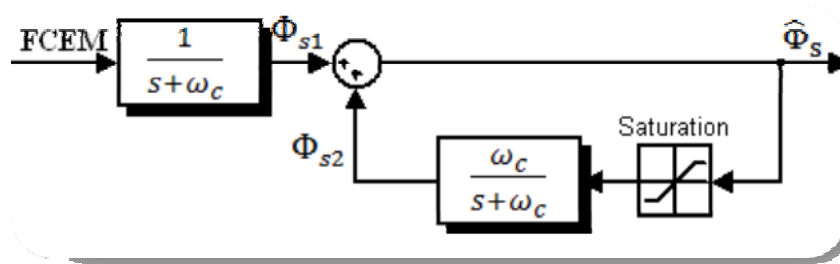


Figure. (III.2) : Intégrateur à retour saturable (FCM sous forme complexe).

Si une fréquence du signal d'entrée F_{FCM} est plus haute que la fréquence de coupure ω_c de l'intégrateur modifié, le gain du deuxième filtre sera proche de zéro, par conséquent, le retour Φ_{s2} sera négligeable et l'intégrateur sera composé essentiellement du premier filtre. A faibles fréquences, le deuxième filtre joue un rôle important pour éliminer la composante continue du signal et la saturation.

Supposant que le maximum du gain du flux statorique est limité à L (i.e. $-L \leq \Phi_s \leq L$), si ce niveau est atteint, la sortie de l'intégrateur sera :

$$\hat{\Phi}_{s\alpha,\beta} = \frac{1}{s + \omega_c} F_{FCM\alpha,\beta} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} Z(L) \tag{III.5}$$

$Z(L)$: est la sortie du bloc saturation dont l'amplitude est limitée à L .

Il est intéressant de constater que le niveau distorsion non linéaire produite par le bloc saturation est limité par le deuxième filtre. Le problème pour cet algorithme c'est comment déterminer la valeur de L ?

Une méthode suivi [12], indique à fixer cette valeur limite à celle de l'amplitude du flux ($1.2Wb$ pour notre machine), lors du dépassement de cette valeur à cause de la composante continue, le bloc saturation s'occupe de l'écrêtage, et le deuxième filtre corrige le décalage. Si la valeur de L est plus petite que l'amplitude du flux, il n'y aura pas d'apparition du problème de la composante continue, toutefois, le flux Φ_{s2} contiendra beaucoup d'harmoniques ce qui sera montré dans les résultats qui suivent.

II.2.1.b Intégrateur modifié avec limiteur d'amplitude

Pour éviter le plus possible la distorsion dû au bloc de saturation, un nouvel algorithme est utilisé. Les flux $\Phi_{\alpha s}$ et $\Phi_{\beta s}$ sont les intégrales des forces contre-électromotrices $Fcem_{\alpha}$ et $Fcem_{\beta}$, en faisant une transformation aux coordonnées polaires on trouve :

$$\begin{cases} |\Phi_s| = \sqrt{\Phi_{\alpha s}^2 + \Phi_{\beta s}^2} \\ \hat{\theta} = \arctg\left(\frac{\Phi_{\beta s}}{\Phi_{\alpha s}}\right) \end{cases} \quad (III.6)$$

La restitution aux coordonnées cartésiennes sera effectuée après avoir limité le module du flux (Figure. III.3).

Le faite de limiter le module du flux uniquement, résulte une amélioration des performances de l'intégrateur car aucune modification ne sera attribuée au niveau des phases des flux $\Phi_{\alpha s}$ et $\Phi_{\beta s}$. Toutefois le problème de la détermination de la valeur limite L se pose toujours, notamment si on a affaire à une commande à plusieurs niveaux de flux. Une surestimation de L causera une perte d'efficacité du bloc limiteur, tandis qu'une sous-estimation de L causera un écrêtage du flux qui génère beaucoup de distorsions non linéaires. La Figure (III.4) montre bien ce cas.

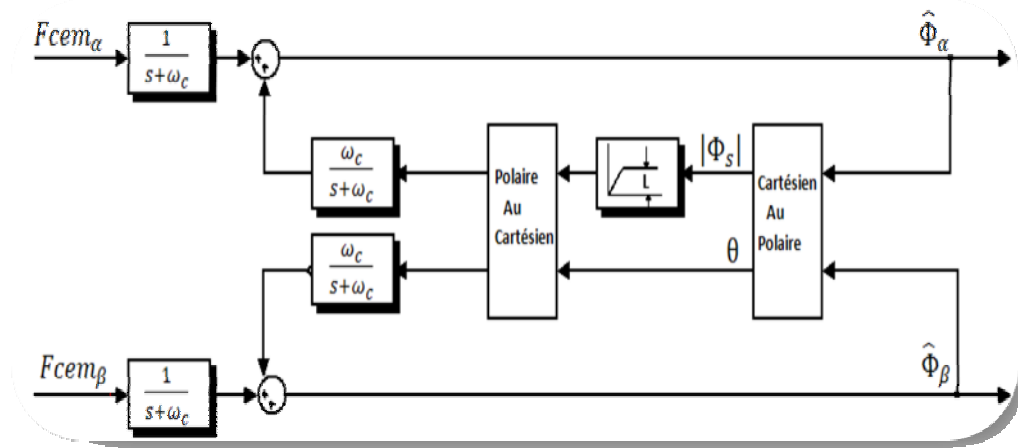


Figure.(III.3) : Intégrateur à limiteur de gain.

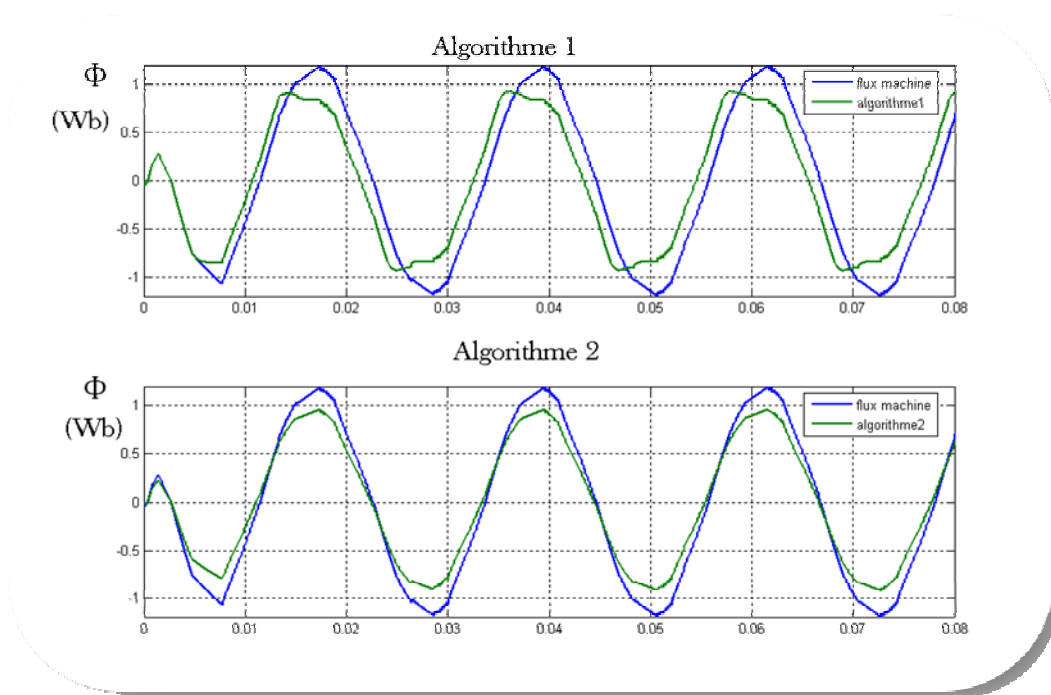


Figure.(III.4): Flux produit par l'Algorithme 1 et 2
(Gain de saturation et du limiteur L=0.9 mauvais choix)

Pratiquement, dans les deux types précédents, un programme auxiliaire doit être mis en place pour calculer à chaque fois la valeur de limitation du flux L [12].

III.2.1.c Intégrateur modifié à compensation adaptative

L'algorithme dont le schéma bloc est présenté dans la Figure (III.5) est plus général et il est désigné aux modes opératoires à plusieurs niveaux de flux. Ce diagramme est développé sur la base que les flux $\hat{\Phi}_{\alpha s}$ et $\hat{\Phi}_{\beta s}$ sont orthogonaux à leurs propres forces contre-électromotrices $Fcem_{\alpha}$ et $Fcem_{\beta}$. Un détecteur de quadrature est proposé pour détecter cette orthogonalité et un correcteur proportionnel intégrateur (PI) est utilisé pour générer une compensation appropriée.

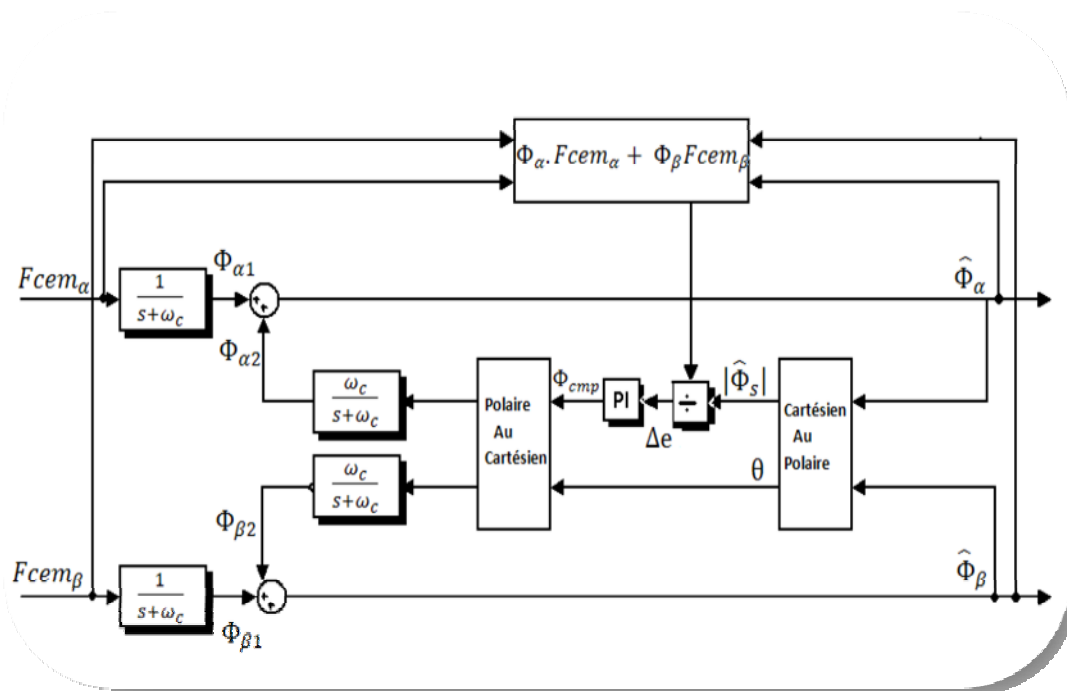


Figure.(III.5): Intégrateur à compensation adaptative.

Selon le principe d'orthogonalité, l'erreur de flux peut être écrite par comme :

$$\Delta e = \frac{\hat{\Phi}_{\alpha} Fcem_{\alpha} + \hat{\Phi}_{\beta} Fcem_{\beta}}{|\hat{\Phi}|} \quad (III.7)$$

Le flux de compensation est comme suit :

$$\Phi_{comp} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{\hat{\Phi}_{\alpha} Fcem_{\alpha} + \hat{\Phi}_{\beta} Fcem_{\beta}}{|\hat{\Phi}|} \quad (III.8)$$

Où : k_p et k_i sont les constantes du régulateur PI. Le flux de compensation Φ_{comp} n'est plus fixe et il est gouverné par l'équation (III.6).

Ces trois algorithmes ne sont qu'une amélioration l'un de l'autre pour éviter le maximum des distorsions non linéaires et le problème de détermination du flux limite, par conséquent il n'y aura pas une grande différence dans la précision d'estimation comme le montre la Figure (III.6). La comparaison des flux estimés avec le flux de la machine indique que les trois estimateurs sont d'excellente précision. La Figure (III.7) présente une comparaison des trois flux estimés avec le flux issue de l'intégrateur pur, on trouve que les problèmes de ce dernier sont complètement évités.

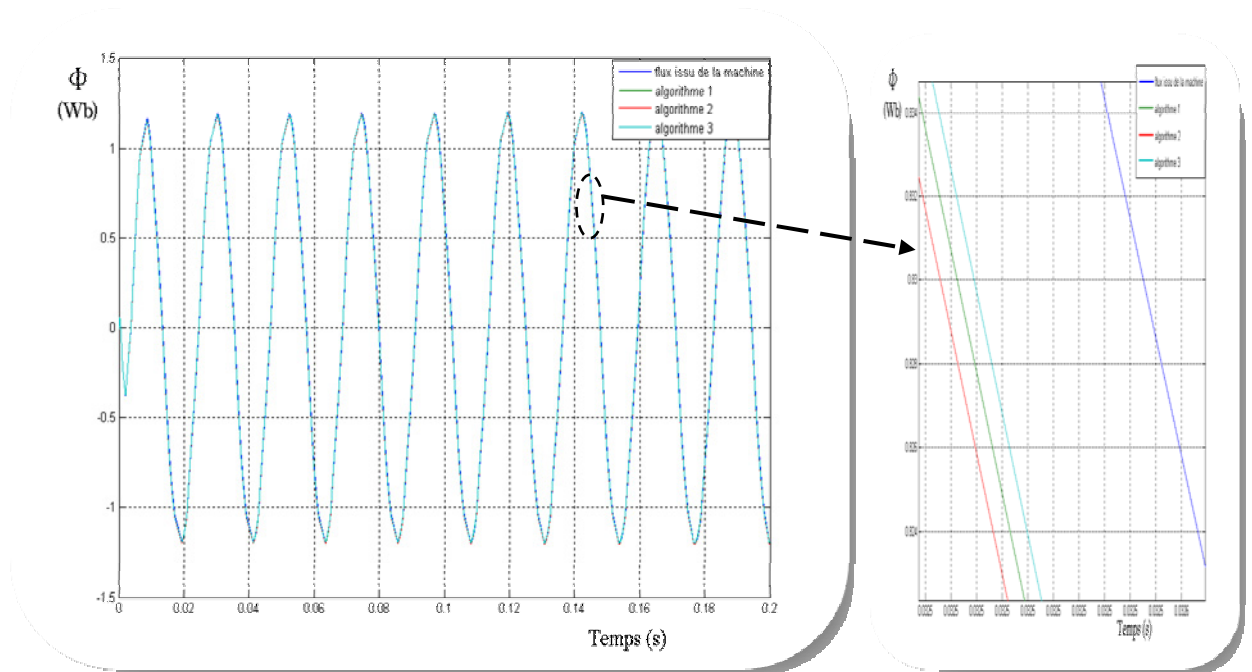


Figure.(III.6): Comparaison entre les différents flux estimés
(Moteur fonctionnant en régime permanent).

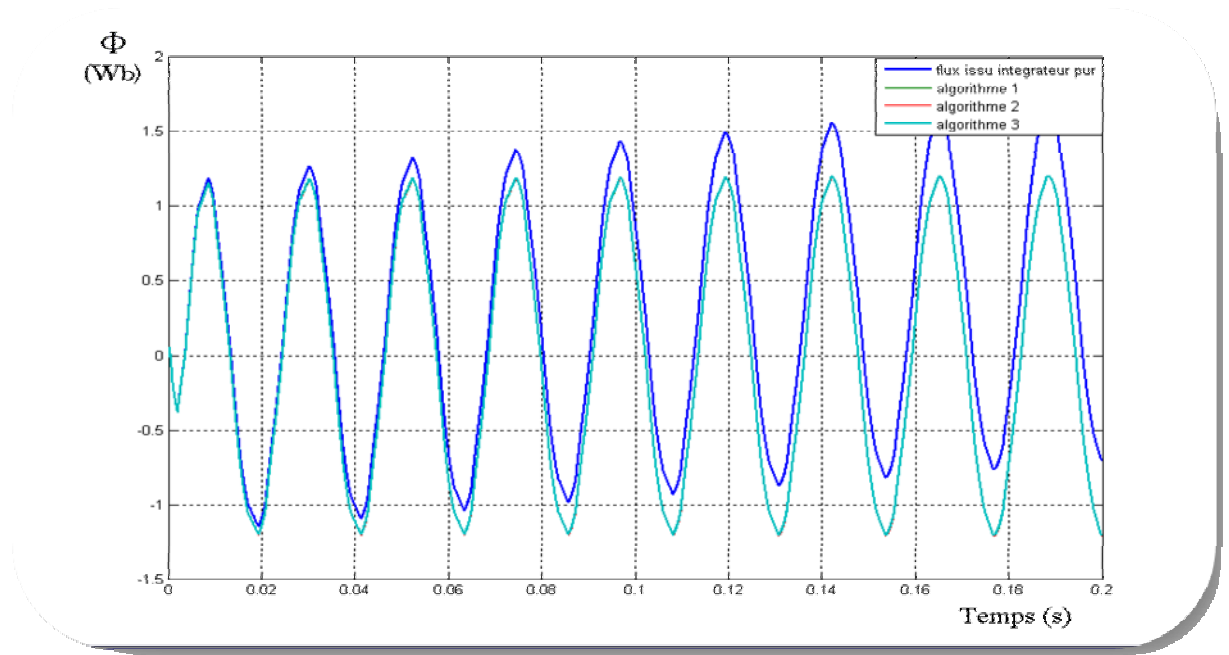


Figure.(III.7): Comparaison entre l'algorithme 3 et l'intégrateur pur
(Erreur de courant de 10 mA)

L'estimateur à compensation adaptative est le cas le plus général des trois, la Figure (III.8) montre la comparaison entre le flux issue de la machine et celui du troisième estimateur et l'évolution du flux de compensation Φ_{comp} .

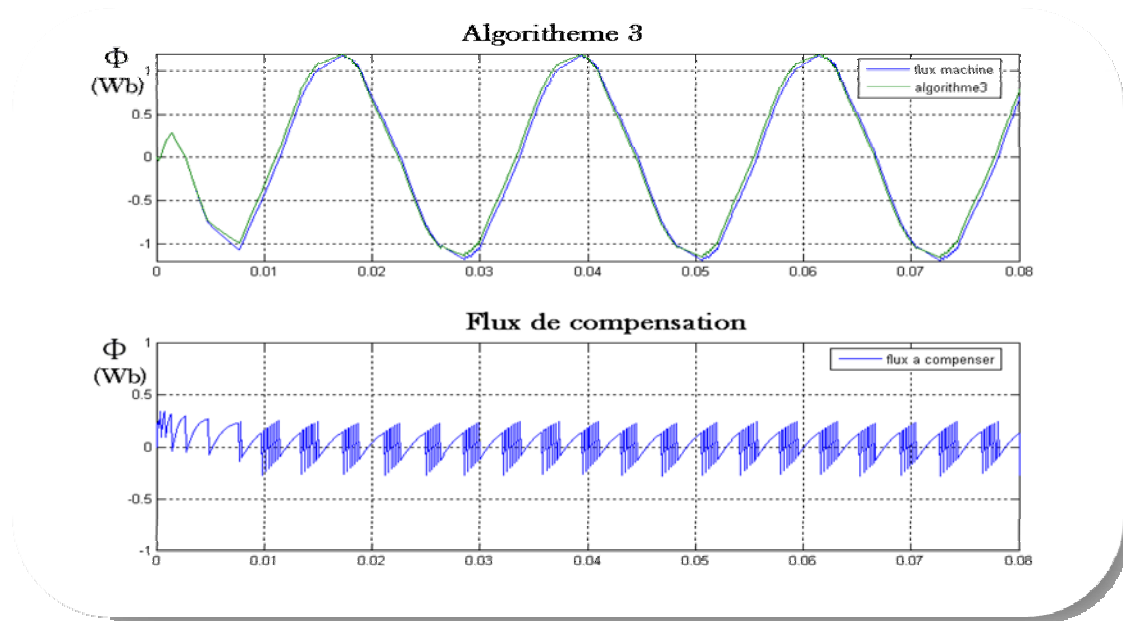


Figure.(III.8): a) Comparaison entre l'algorithme 3 et le flux de la machine.
b) Flux de compensation

Toutefois, un mauvais choix de la fréquence de coupure fait dégrader la qualité de l'estimation comme le montre la Figure (III.9).

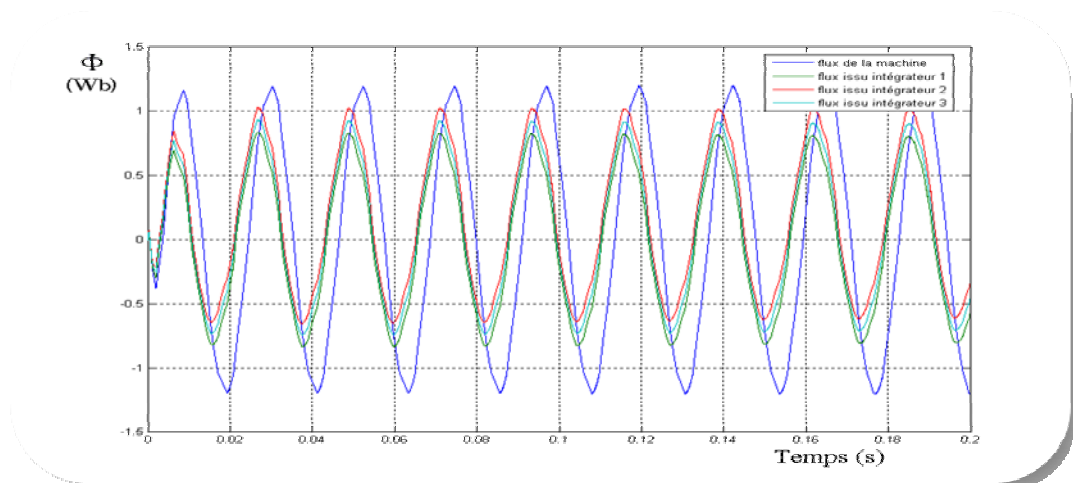


Figure.(III.9): Comparaison entre le flux de la machine et ceux issues des trois algorithmes
(Cas d'un mauvais choix de ω_c)

II.2.1 Conclusion

Nous avons étudié une structure modifiée d'intégrateur basée sur la notion du filtre passe-bas mené d'un bloc de saturation pour éviter le problème de l'intégrateur pur avec une excellente précision. Une deuxième amélioration était de faire la limitation du module du flux

sans toucher au déphasage ce qui a réduit beaucoup la distorsion produite par le bloc de saturation. Une troisième amélioration, pour éviter la contrainte de déterminer la limite du flux, surtout lorsqu'il y en a une nécessité de variation en utilisant structure adaptative. Toutefois, la seule contrainte pour ce type d'intégrateur est la détermination de la fréquence de coupure ω_c qui doit être soigneusement choisie.

III.2.2 Algorithme d'estimation à base de filtres passe-haut

Le filtre passe-bas est largement utilisé en pratique pour estimer le flux statorique en évitant les problèmes cités préalablement, toutefois, un mauvais choix de la fréquence de coupure ω_c cause une erreur de phase et de gain du flux. Pour éviter ce problème il faut laisser ω_c variable selon la vitesse de fonctionnement du moteur [13] (i.e. correction de la fréquence de coupure).

En ce qui suit, nous allons présenter une autre topologie d'estimateur basée sur la théorie du filtre passe-haut permettant d'éviter le problème de la fréquence de coupure. L'intérêt du filtre passe-haut est qu'il ne permet pas (partiellement) le passage des composantes à basse fréquence, ce qui permet d'éliminer la composante continue de la F_{CEM} avant son intégration.

III.2.2.a Algorithme à un seul étage de filtres d'entrée

La première architecture présentée dans la figure (III.10), est constituée des filtres linéaires et des blocs de calcul algébrique. Le but du premier niveau du filtre passe-haut est d'éliminer les problèmes relatifs à la composante continue de la F_{CEM} , la sortie de ce premier filtre sera donc sinusoïdale mais à déphasage et amplitude alternés. Pour obtenir le module et la phase exacte du flux, nous utilisons la sortie du deuxième niveau de filtre, comme les deux filtres sont identiques, ils vont affecter leurs entrées de la même façon en termes d'amplitudes et de phases. Alors, en calculant le rapport des deux gains (entrée-sortie) du deuxième filtre, nous obtenons le coefficient du gain, de même façon, en évaluant la différence entre la phase entrée et celle de la sortie, nous obtenons la différence de position (bloc gain angle).

Le déphasage et le module réel du flux seront reconstruits à partir de ces deux grandeurs (bloc synthèse signal).

La fonction de transfert du filtre passe-haut est :

$$FPH(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (\text{III.9})$$

Où : $\omega_c = 2\pi.f_c$ et f_c : la fréquence de coupure.

Le coefficient de gain sera obtenu par :

$$\text{Gain} = \sqrt{\frac{X_\alpha^2 + X_\beta^2}{Y_\alpha^2 + Y_\beta^2}} \quad (\text{III.10})$$

On constate que ce gain s'adapte à la variation de la fréquence.

La différence de position est donnée par :

$$\begin{cases} \theta_x = \text{arctg} \left(\frac{X_\beta}{X_\alpha} \right) \\ \theta_y = \text{arctg} \left(\frac{Y_\beta}{Y_\alpha} \right) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

L'angle de compensation sera donnée par :

$$\text{Angle} = \text{arctg} \left(\frac{\sin(\theta_y - \theta_x)}{\cos(\theta_y - \theta_x)} \right) \quad (\text{III.12})$$

On constate que l'angle s'adapte avec la variation de la fréquence. La compensation du gain est donc appliquée à sortie de l'intégrateur pur :

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s0} = \text{Gain} \cdot Z_\alpha \\ \Phi_{\beta s0} = \text{Gain} \cdot Z_\beta \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Les opérations dans le bloc synthèse signal :

$$\theta_{s0} = \text{arctg} \left(\frac{\Phi_{\beta s0}}{\Phi_{\alpha s0}} \right) = \text{arctg} \left(\frac{Z_\beta}{Z_\alpha} \right) \quad (\text{III.14})$$

$$\theta_s = \text{arctg} \left(\frac{\sin(\theta_{s0} - \text{Angle})}{\cos(\theta_{s0} - \text{Angle})} \right) \quad (\text{III.15})$$

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{\alpha s0}^2 + \Phi_{\beta s0}^2} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{cases} \Phi_{\alpha s} = \Phi_s \cdot \cos(\theta_s) \\ \Phi_{\beta s} = \Phi_s \cdot \sin(\theta_s) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Le schéma bloc suivant représente l'intégrateur à un seul étage du filtre d'entrée :

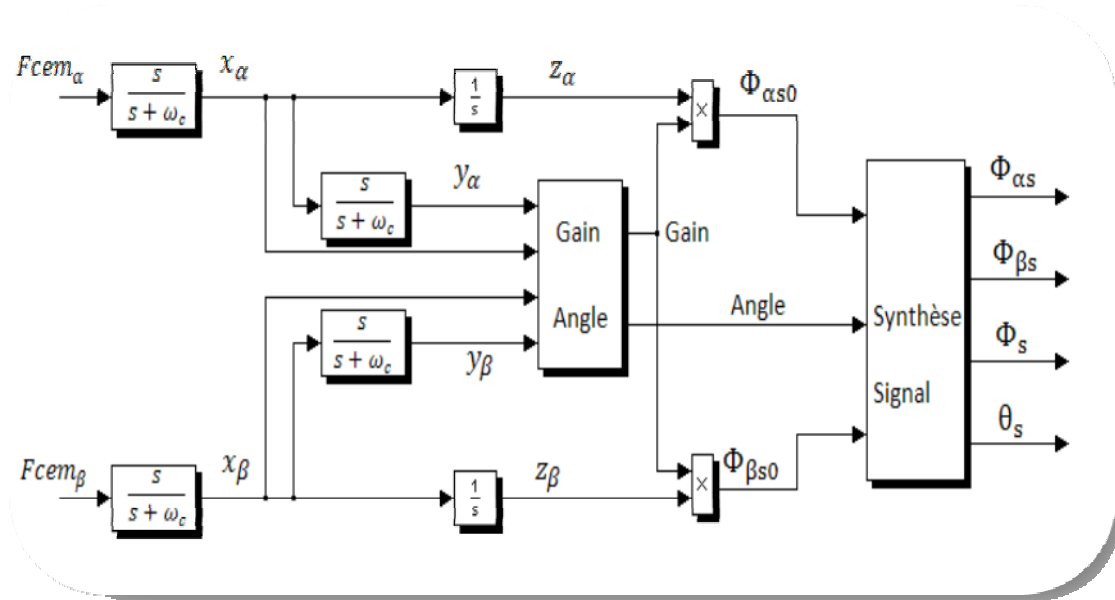
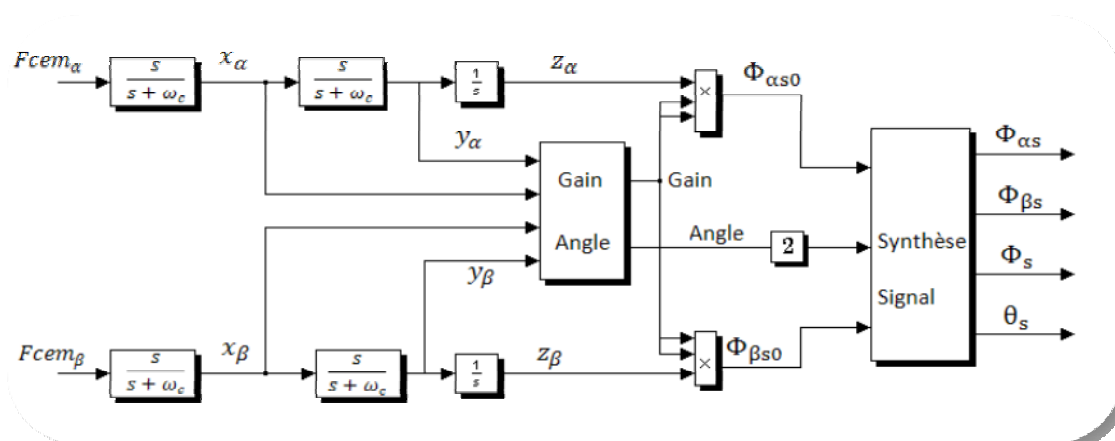


Figure. (III.10) : Algorithme à un seul étage de filtres d'entrée

Grâce à sa compensation en temps réel, cet intégrateur reste efficace pour une large bande de fréquences et grâce au premier filtre passe-haut, toute composante continue des forces contre électromotrices n'est plus visible pour l'intégrateur pur.

III.2.2.b Algorithme à deux étages de filtres d'entrée

Le schéma bloc de la Figure (III.11) représente une autre façon de concevoir un intégrateur à base de filtre passe haut. Comme les filtres passe-haut sont en série avec l'intégrateur pur dans chaque branche, le coefficient de gain sera alors le carré du coefficient obtenu dans la première structure. En plus, l'angle de compensation de position sera le double



de l'angle calculé précédemment.

Figure.(III.11) Algorithme à deux étages de filtres d'entrée

III.2.2.c Algorithme à architecture de base

Pour obtenir une réponse plus rapide que celle des deux premières structures avec une possibilité d'aller à une fréquence de coupure ω_c plus grande, une troisième structure de base est proposée dans la Figure (III.12). Cette même structure, peut être obtenue du second algorithme en éliminant le premier filtre qui n'aura plus d'effet sur le coefficient du gain (pas de carré) et sur le coefficient de phase (pas de double).

La fréquence de coupure de cette structure doit être au moins sept fois moins que la fréquence de marche du moteur [13].

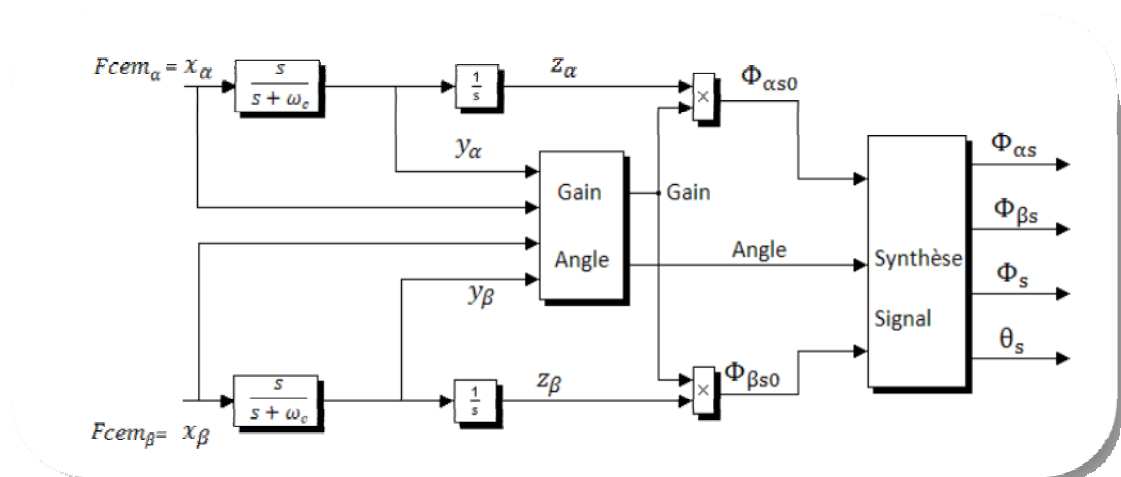


Figure.(III.12) Algorithme de base.

Nous allons, dans ce qui suit, comparer des résultats des algorithmes 1, 2 et 3 avec le flux de la machine à vitesse nominale ($\omega = 157 \text{ rad/s}$) et à vitesse réduite ($\omega = 10 \text{ rad/s}$) dont les résultats sont présentés dans les Figures (III.13) et (III.14)

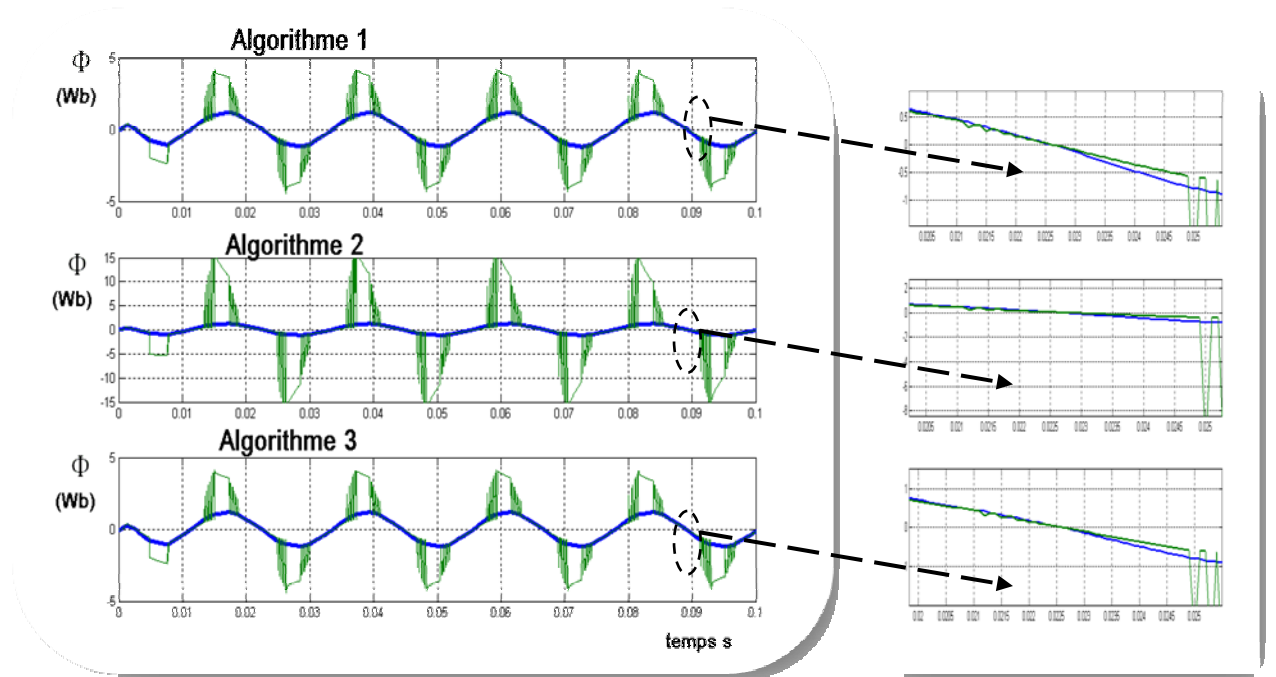


Figure.(III.13) Comparaison des flux calculés grâce aux algorithmes 1, 2, 3 et le flux de la machine (vitesse nominale $\omega = 157 \text{ rad/s}$).

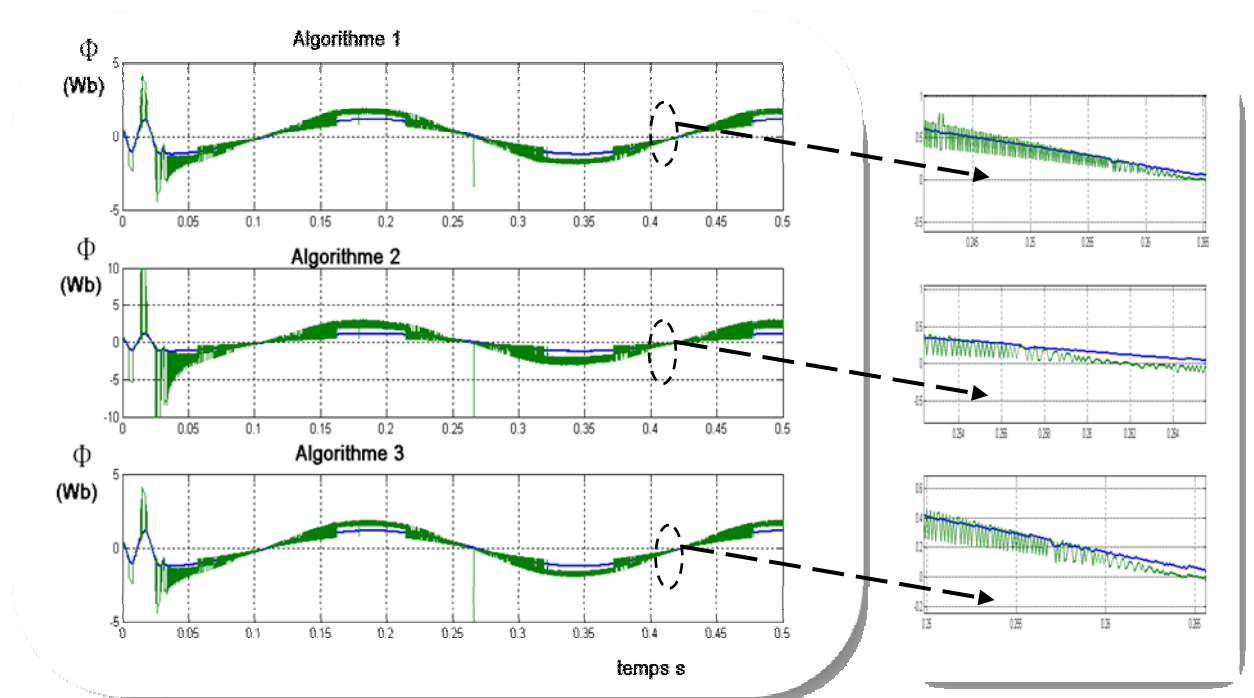


Figure.(III.14) Comparaison des flux calculés grâce aux algorithmes 1, 2, 3 et le flux de la machine

$$(\omega = 10 \text{ rad/s}).$$

On constate qu'à vitesse nominale et à faible vitesse, l'estimation est bonne, mais il existe quelques points où l'estimateur fait des pics à cause de la variation rapide du flux (rappelons que le filtre passe-haut est un dérivateur). Et comme le moteur fonctionne à vitesse nominale (157 rad/s), ces algorithmes ne sont pas encore compatibles avec notre commande. Un limiteur de gain est proposé dans le bloc de synthèse du signal, dont la valeur maximale sera déduite à partir du flux de référence (1.2 Wb) en minimisant plus la fréquence de coupure du filtre.

La Figure (III.15) représente la comparaison entre le flux de la machine et les flux issus des intégrateurs modifiés à vitesse nominale.

Nous trouvons que ces algorithmes modifiés, donnent de bons résultats à vitesse nominale et à basses vitesses. Comparées aux algorithmes basés sur le filtre passe-bas, cet algorithme ne nécessite pas la détermination de la fréquence de coupure ω_c . Alors, il y a toujours une possibilité d'utiliser un filtre passe-haut d'un degré élevé.

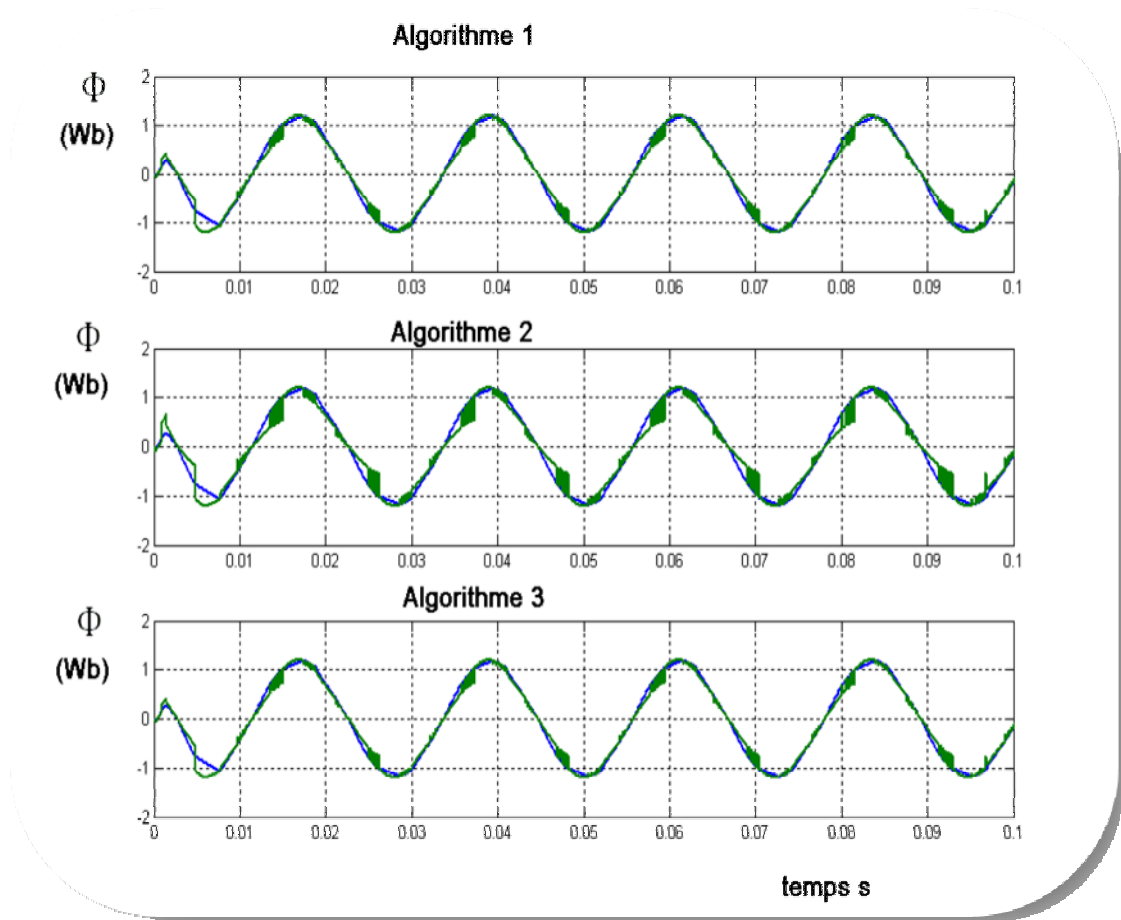


Figure. (III.15) : Comparaison entre flux de machine et les flux des intégrateurs modifiés ($\omega = 157 \text{ rad/s}$)

III.2.3 Observateur hybride

Tous les modèles précédents se basent sur le modèle de tension (i.e. l'estimation du flux statorique en intégrant la force contre électromotrice). Une autre topologie pour faire l'estimation du flux statorique est basée sur la l'association de deux estimateurs, l'un basé sur le modèle de la tension et l'autre basé sur le modèle du courant comme l'indique le schéma bloc de la Figure (III.16). Une correction de l'erreur entre les deux topologies est réalisée à l'aide d'un correcteur proportionnel intégrateur (PI).

Les équations des tensions statoriques et rotoriques sont reconsidérées dans ce cas :

$$\begin{cases} V_{\alpha s} = R_s I_{\alpha s} + s\Phi_{\alpha s} \\ V_{\beta s} = R_s I_{\beta s} + s\Phi_{\beta s} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{\alpha r} + s\Phi_{\alpha r} - \omega_r \Phi_{\beta r} \\ 0 = R_r I_{\beta r} + s\Phi_{\beta r} + \omega_r \Phi_{\alpha r} \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Les équations des flux statoriques et rotoriques :

$$\Phi_s = L_s I_s + M I_r \quad (\text{III.20})$$

$$\Phi_r = L_r I_r + M I_s \quad (\text{III.21})$$

L'estimateur possédant deux boucles d'estimation, la première basée sur le modèle du courant, elle est bien conçu pour le fonctionnement à basse vitesse. la deuxième qui est basée sur le modèle de tension, est performante pour une large bande de vitesse [14].

On déduit le modèle du flux de la première boucle à partir des équations (III.19) et (III.21) comme suit :

$$I_{\alpha r} = \frac{1}{R_r} (-s\Phi_{\alpha r} + \omega_r \Phi_{\beta r}) \quad (\text{III.22})$$

En remplaçant (III.22) dans (III.21) et en simplifiant on trouve :

$$\Phi_{\alpha s} = \frac{M}{sT_r + 1} I_{\alpha s} + T_r \frac{\omega_r}{sT_r + 1} \Phi_{\beta r} \quad (\text{III.23})$$

De même :

$$\Phi_{\beta s} = \frac{M}{sT_r + 1} I_{\beta s} - T_r \frac{\omega_r}{sT_r + 1} \Phi_{\alpha r} \quad (\text{III.24})$$

Si on fait une orientation (champ relié au rotor) du flux rotorique alors :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r = \frac{M}{1+sT_r} I_{ds} \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Alors, on déduit la sortie du premier modèle basé sur le courant comme suit :

$$I_r = \frac{1}{L_r} (\Phi_r + M \cdot I_s) \tag{III.26}$$

En remplaçant (III.26) en (III.20) et en simplifiant on trouve :

$$\Phi_s^i = \left(\begin{matrix} L_s L_r - M^2 \\ L_r \end{matrix} \right) I_s + \frac{M}{L_r} \Phi_r^i \tag{III.27}$$

Où Φ_s^i et Φ_r^i sont respectivement les flux statorique et rotorique estimés par la boucle basée sur le modèle du courant.

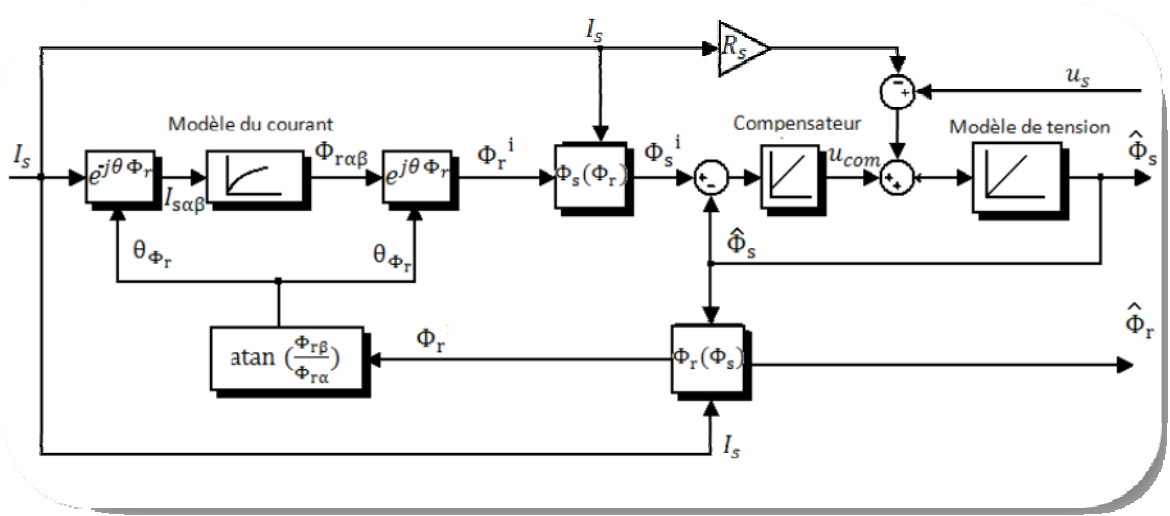


Figure (III.16) : Structure de l'observateur à topologie hybride.

L'estimation basée sur le modèle de tension discutée préalablement repose sur le principe d'intégration de la force contre électromotrice.

$$\Phi_s = \frac{1}{s} (V_s - R_s I_s - u_{comp}) \tag{III.28}$$

Pour corriger l'erreur du flux estimé due à l'intégrateur pur discuté préalablement, une grandeur de compensation u_{comp} est adaptée par un correcteur PI comme suit:

$$u_{comp} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\Phi_s - \Phi_s^i) \tag{III.29}$$

Les Figure (III.17) et (III.18) montrent une comparaison entre le flux de l'observateur et le flux de la machine à vitesse nominale $\omega = 157 \text{ rad/s}$ et à faible vitesse $\omega = 10 \text{ rad/s}$.

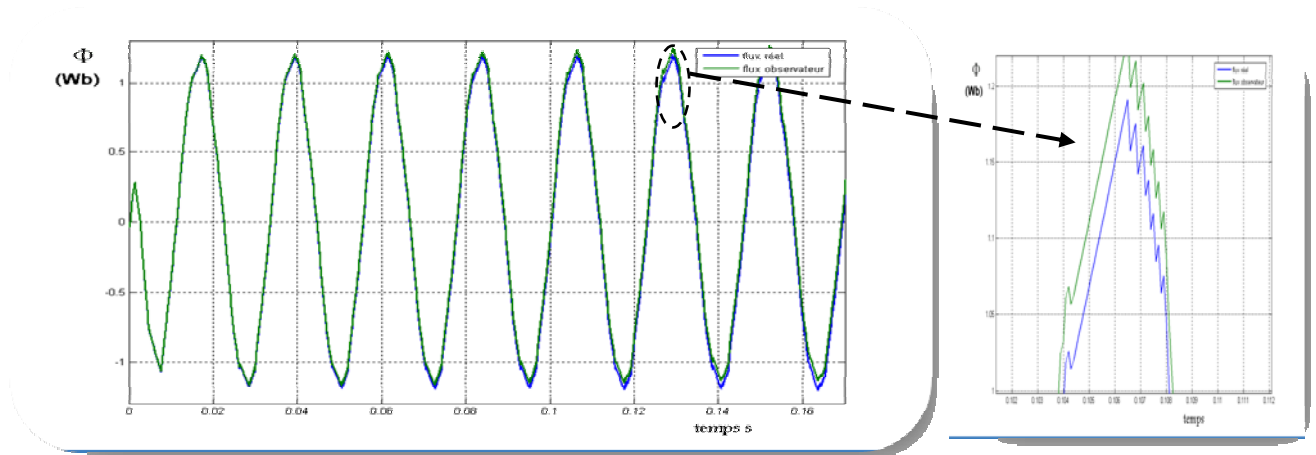


Figure. (III.17) Comparaison observateur et le flux de la machine à vitesse nominale $\omega=157 \text{ rad/s}$.

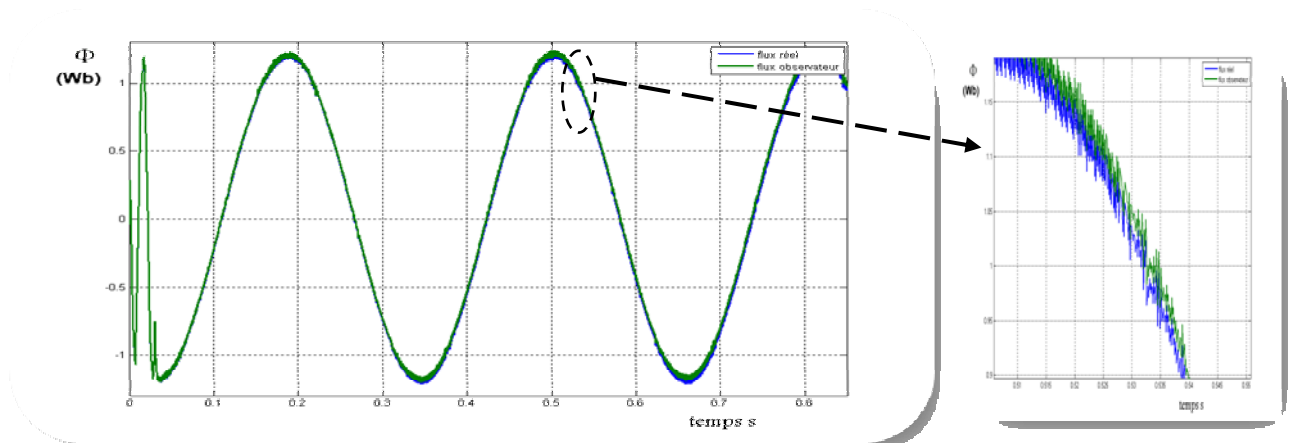


Figure.(III.18) Comparaison observateur et le flux de la machine à $\omega=10 \text{ rad/s}$

Il est observable que cet observateur possède de bonnes performances à vitesse nominale et à basse vitesse, la poursuite est excellente par rapport aux deux premiers algorithmes.

III.3 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons fait une étude de trois différentes philosophies d'estimateurs du flux statorique.

Nous avons utilisé un algorithme d'intégration basé sur les filtres passe-bas et on a vérifié l'élimination des problèmes de l'intégrateur pur, nous avons encore étudié trois différentes structures de ce type d'estimateur.

Nous avons étudié une autre topologie basée sur la théorie des filtres passe-haut, l'élimination de la composante continue de la force contre-électromotrice a été bien vérifiée. Ce filtre n'est pas vraiment compatible avec la commande directe du couple, mais il a comme donné de bons résultats.

Une autre topologie, qui est la plus générale et la plus performante, c'est bien l'association des deux modèles de courant et de tension dans un observateur hybride, les résultats sont les meilleurs, moins d'ondulation et bande de vitesse plus large.

IV.1 INTRODUCTION

Nous avons étudié dans le chapitre précédent des différentes structures des estimateurs de flux statorique dont les résultats de simulation sont satisfaisants. Toutefois, le jugement final ne peut être accompli qu'après la présentation des autres grandeurs de la machine asynchrone lors de sa commande en DTC.

Dans la première partie de ce chapitre, on présentera une étude comparative des différents estimateurs présentés en chapitre trois. La deuxième partie sera réalisée avec une commande sans capteur de vitesse à base d'un estimateur en boucle ouverte.

IV.2 COMPARAISON DES ESTIMATEURS DE FLUX

Dans cette première étape, on a utilisé le flux issu des différents estimateurs pour calculer les commandes convenables. Pour la topologie basée sur les filtres passe bas, on prend la troisième structure (Figure III.5) qui est le cas le plus général. Pour l'estimateur à base de filtre passe haut, on considère la structure de base (Figure III.12) et la troisième structure est basée sur l'observateur hybride.

Les résultats de simulation indiqués dans les figures (IV.1), (IV.2) et (IV.3), représentent un test de poursuite de la vitesse en pleine charge (vitesse nominale $\omega=157$ rad/s, inversion du sens de rotation $\omega=-157$ rad/s, à vitesse moyenne $\omega=100$ rad/s et à faible vitesse $\omega=10$ rad/s).

La commande basée sur ces estimateurs est bonne avec une poursuite de la vitesse vers la vitesse de référence, toutefois il est observable que l'ondulation du couple est considérable lors de l'utilisation de l'estimateur à base du filtre passe haut par rapport à celle obtenu lors de l'estimateur à base du filtre passe bas.

Nous constatons aussi que les trois estimateurs sont fiables d'un point de vue commande, toutefois l'observateur hybride s'avère le meilleur car son association présente une ondulation du couple moins importante que celle des autres estimateurs.

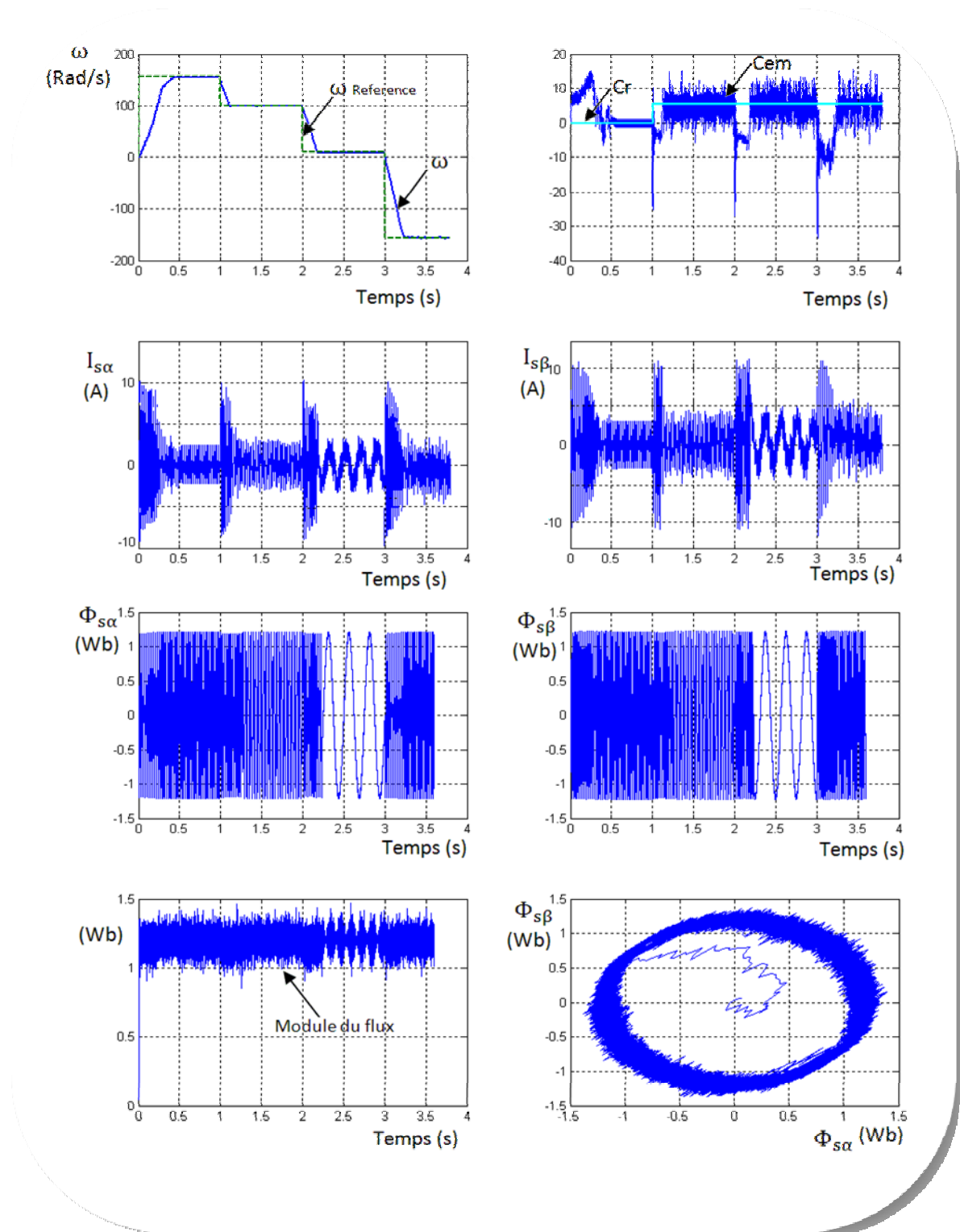


Figure (IV.1) : Intégration de l'estimateur de flux à base de filtre passe bas.

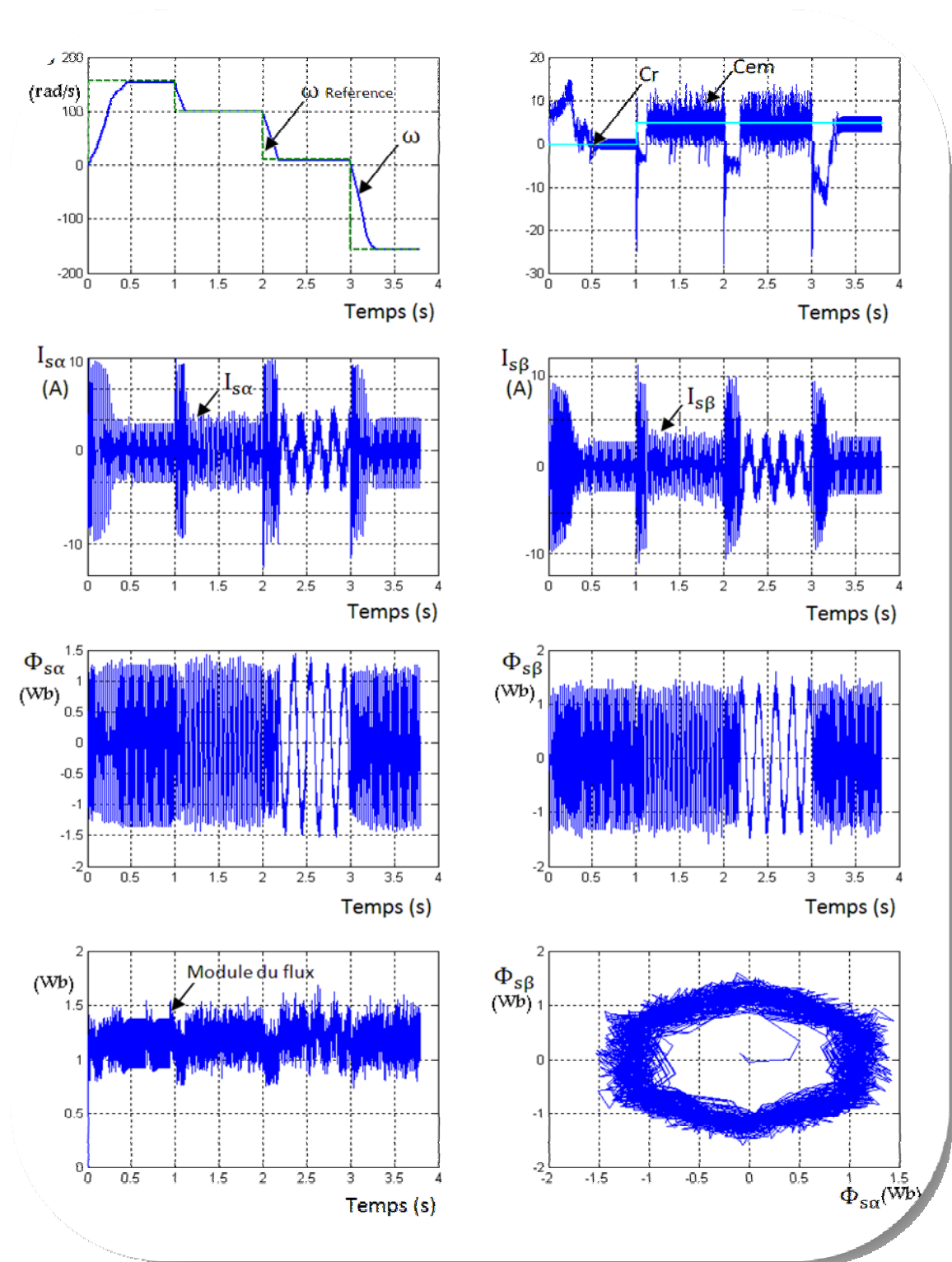


Figure (IV.2) : Intégration de l'estimateur de flux à base de filtre passe haut.

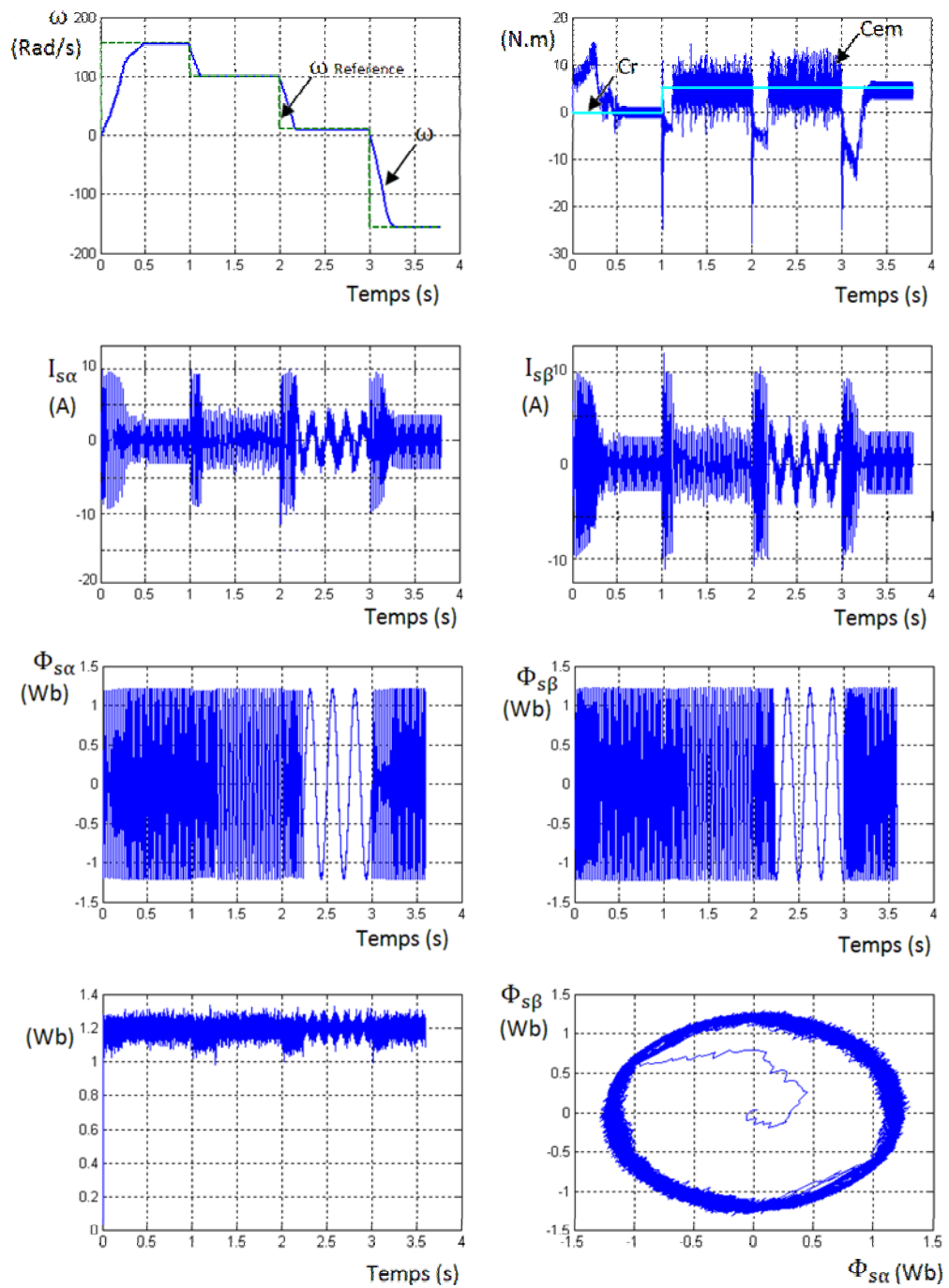


Figure (IV.3) : Intégration de l'observateur hybride du flux.

IV.3 COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE

La tendance du développement dans la commande électrique indique que les prochaines générations des systèmes de commande vont se baser essentiellement sur les commandes sans capteur de vitesse [1]. Ces dernières sont plus attractifs d'un point de vu coût et haute fiabilité en raison de l'absence de la composante mécanique (tachymètre et son câble).

Il existe différentes méthodes pour estimer la vitesse du moteur à induction [8], [10-11]. Dans ce travail, nous allons effectuer une estimation basée sur le modèle d'état de la machine asynchrone. Ce type d'estimation est en boucle ouverte, simple, fiable et facile à implémenter.

A partir des équations statoriques et rotoriques du modèle d'état, le flux peut être estimé par :

$$\begin{cases} \dot{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} (V_s - R_s \bar{I}_s - \sigma L_s \dot{\bar{I}}_s) \\ \dot{\Phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \Phi_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \end{cases} \quad (IV.1)$$

On estime l'angle de rotation θ_s à partir des composantes α et β du flux rotorique.

$$\theta_s = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{\Phi}_{r\beta}}{\hat{\Phi}_{r\alpha}} \right) \quad (IV.2)$$

Sa dérivée correspondantes est donnée par :

$$\dot{\theta}_s = \frac{\hat{\Phi}_{r\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha}}{\hat{\Phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{r\beta}^2} \quad (IV.3)$$

En remplaçant les expressions $\hat{\Phi}_{r\alpha}$ et $\hat{\Phi}_{r\beta}$ à partir de la deuxième équation de (IV.1) dans (IV. 3) on trouve :

$$\dot{\omega} = \dot{\theta}_s - \frac{M (I_{s\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha} - I_{s\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta})}{T_r (\hat{\Phi}_{r\alpha}^2 + \hat{\Phi}_{r\beta}^2)} \quad (IV.4)$$

Il convient de noter que le terme $(I_{s\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha} - I_{s\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta})$ de l'équation (IV.4) est proportionnel au couple de la machine. Nous pouvons grâce à cette formule estimer la vitesse du moteur comme indiqué dans le schéma bloc de la Figure (IV. 4).

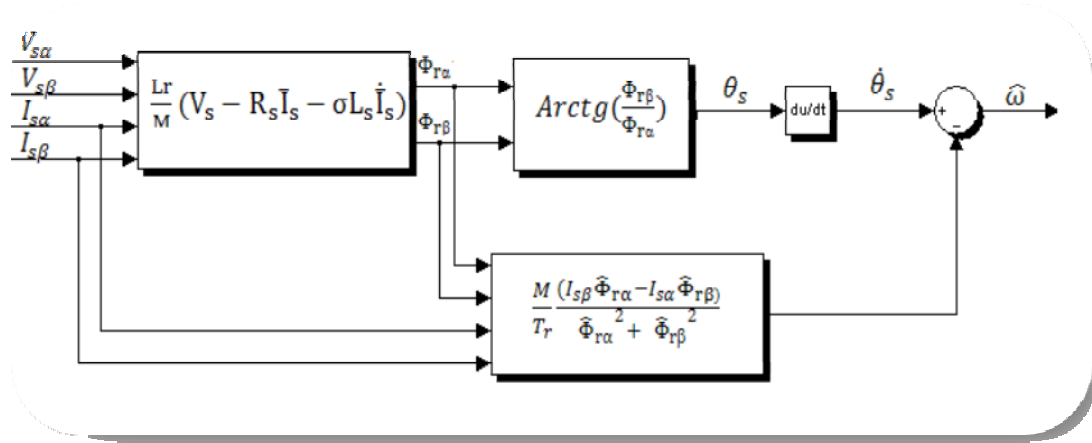


Figure. (IV.4) estimateur de vitesse.

La commande sans capteur de vitesse doit cependant avoir des performances qui ne s'écartent pas trop de celles que nous aurions eues avec un capteur mécanique. Il est donc important, lors de l'élaboration d'une approche de mesure de vitesse sans capteur de mettre l'accent sur les précisions de celui-ci en fonction du point de fonctionnement de la machine. Pour bien tester la précision, nous allons effectuer des tests pour différentes vitesse (haute vitesse, basse vitesse, inversion du sens de rotation) ou les résultats correspondants sont regroupés dans la Figure (IV.5).

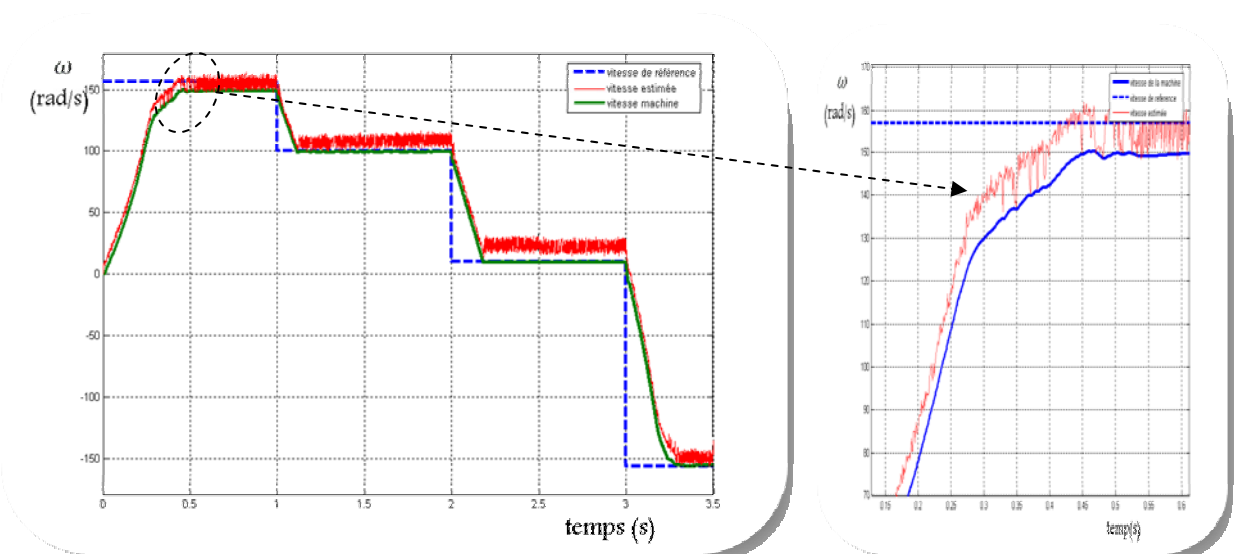


Figure.(IV.5) Résultats de simulation de la DTC sans capteur de vitesse (Variation de la vitesse)

D'après notre simulation, nous pouvons dire que l'estimateur de vitesse en boucle ouverte effectue une bonne poursuite avec la présence de certaines erreurs notamment à faible vitesse d'entraînement. Les performances de cet estimateur de vitesse et de celui du flux statorique sont alors confirmées, toutefois le jugement final de la robustesse de l'ensemble (estimateurs et loi de commande) nécessite l'effectuation de quelques tests de robustesse

IV.4 TESTS DE ROBUSTESSE GLOBALE

Nous faisons la synthèse de notre commande DTC avec l'estimateur en boucle ouverte. Pour l'estimation du flux statorique, on considère l'observateur hybride présenté en chapitre trois, qui s'avère le plus précis pour une large bande de vitesse.

La commande directe du couple se base essentiellement sur la connaissance précise et instantanée du flux statorique, alors sa robustesse dépend non seulement de la commande mais surtout de l'estimateur de flux utilisé. Tous tests qui suivent seront effectués en charge nominale ($C_r=5$ N.m):

- 1- Variation de la vitesse (vitesse nominale 157 rad/s ; faible vitesse 10 rad/s, inversion du sens de rotation).
- 2- Freinage (0 rad/s entraînement à pleine charge) .
- 3- Variations brusques des résistances rotorique et statorique jusqu'à +100% (à vitesse nominale 157 rad/s, faible vitesse 10 rad/s).

IV.4.1 Variation de la vitesse

Dans plusieurs processus industriels, la vitesse change en fonction de la qualité ou bien la quantité du produit (ex : un four à ciment, broyeur ...). En pratique, ces variations sont faibles et progressives, cependant, nous allons faire des tests sévères en imposant des variations larges et brusques dont les résultats sont regroupés dans la Figure (IV.6).

Il est observable que la vitesse fait une bonne poursuite de la référence malgré la rapidité de cette dernière, toutefois, on constate une large ondulation du flux (du couple par conséquent) ce qui génère des vibrations pouvant être dangereuses d'un point de vue mécanique.

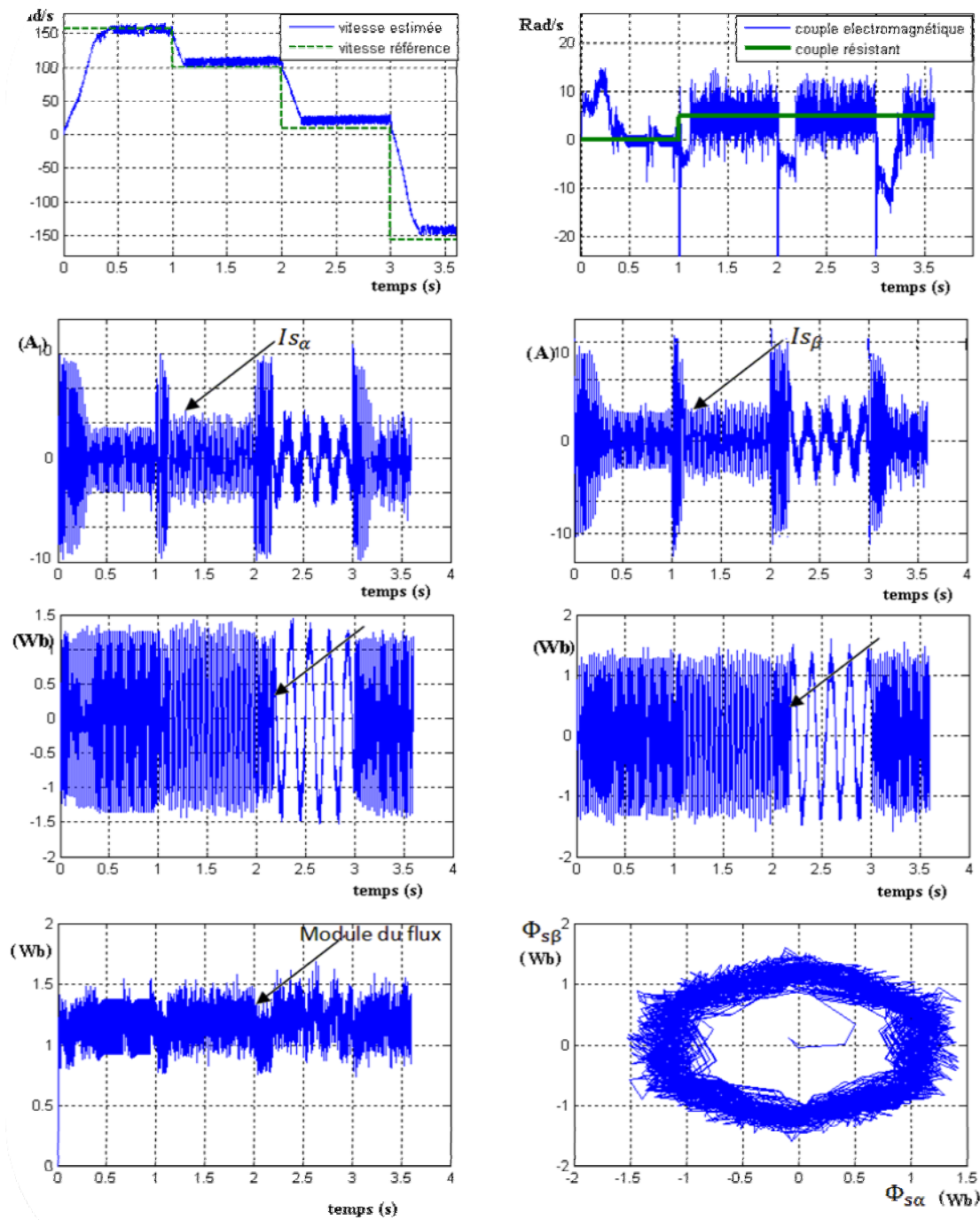


Figure.(IV.6) Variations de la vitesse et inversion du sens de rotation

IV.4.2 Freinage

En pratique il y a pas mal de méthodes efficaces pour faire le freinage (contre courant, injection du courant continu, moteur de freinage...) notamment pour les moteurs de puissance, toutefois il sera intéressant de connaître le comportement de notre système lors du freinage à pleine charge ($\omega = 0 \text{ rad/s}$, $C_r = 5 \text{ Nm}$). Ce test est représenté en Figure (VI.7).

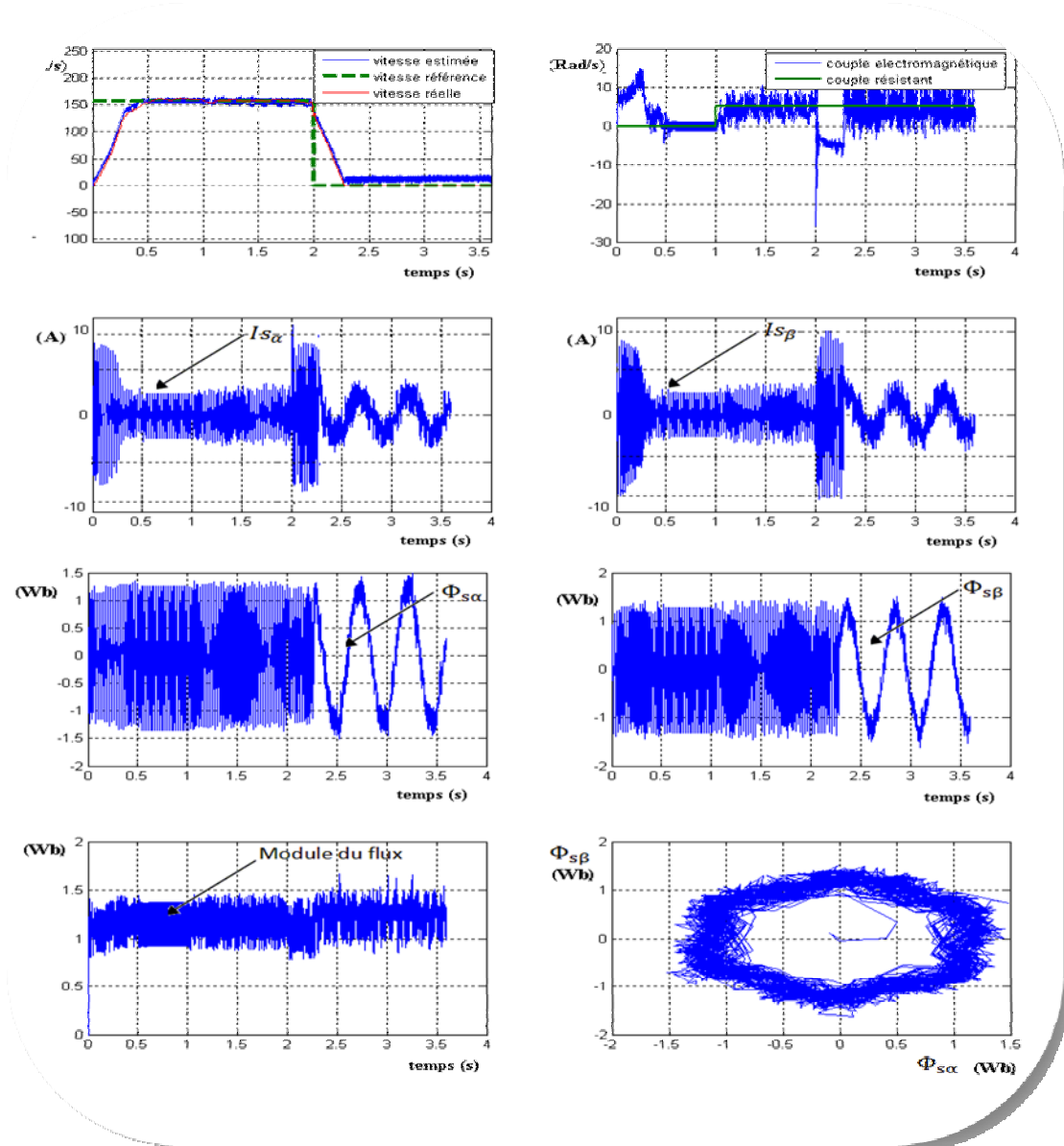


Figure.(IV.7) Entraînement à vitesse nulle (charge nominale)

Il est observable que la commande est robuste lors de l'entraînement à vitesse nulle en pleine charge, toutefois vu l'ondulation importante du couple, cet entraînement ne doit pas prendre une longue durée (risque de cassure de barres du rotor pour moteur à cage).

IV.4.3 Variation des résistances rotorique et statorique

A cause de l'augmentation de la température durant le fonctionnement du moteur, les résistances du moteur (statorique et rotoriques) peuvent augmenter considérablement, leurs valeurs deviennent donc différentes de celles sur lesquelles on a reposé dans notre conception des estimateurs et de la commande.

Les estimateurs à base de modèle de tension dépendent de la résistance statoriques (le cas des filtres passe bas et passe haut). L'observateur hybride dépend des deux résistances (rotorique et statorique) car il repose sur les deux modèles (de courant et de tension). Dans la modélisation de notre machine (chapitre I), nous avons considéré les hypothèses simplificatrices que les inductances sont constantes (fonctionnement linéaire), alors nous n'allons pas traiter le problème de variation des inductances statorique et rotorique.

En ce qui suit, nous allons faire un test de robustesse de l'ensemble (Estimateurs-Commande) lors de la variation de la résistance. En effet, la variation de la résistance n'est pas illimitée, la résistance statorique par exemple est gouvernée par la formule suivante [16]:

$$R_s = R_{s0} + \frac{R_{s0}}{2} (1 - e^{-t/T}) \quad (\text{IV.5})$$

Ce test consiste à varier les résistances rotorique et statorique comme le montre la Figure (IV.8). Ceux-ci varient pratiquement avec le temps durant l'exploitation du moteur, leurs variations sont lentes et approximativement proportionnelles et pouvant atteindre jusqu'à +50%. toutefois, nous allons faire des variations brusques jusqu'à +100% sur R_s , puis R_r , puis les deux simultanément en charge nominale et à vitesse nominale 157 rad/s (Figure.IV.9.1) et à basse vitesse 10 rad/s (Figure.IV.9.2).

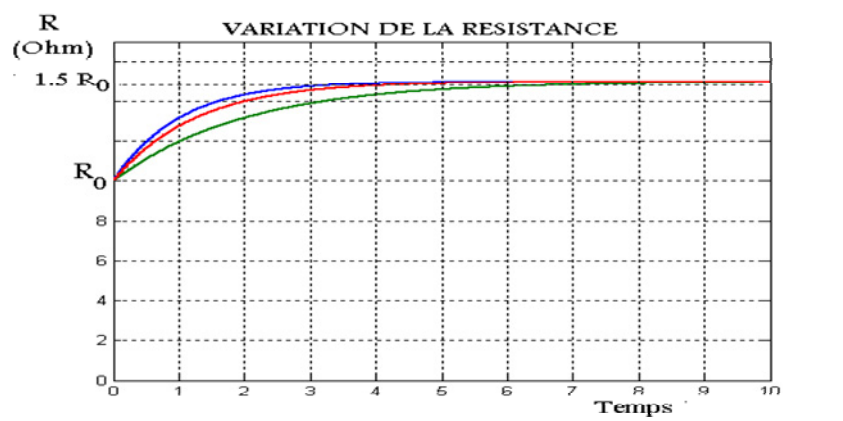


Figure. (IV.8) : variation de R_s avec la température

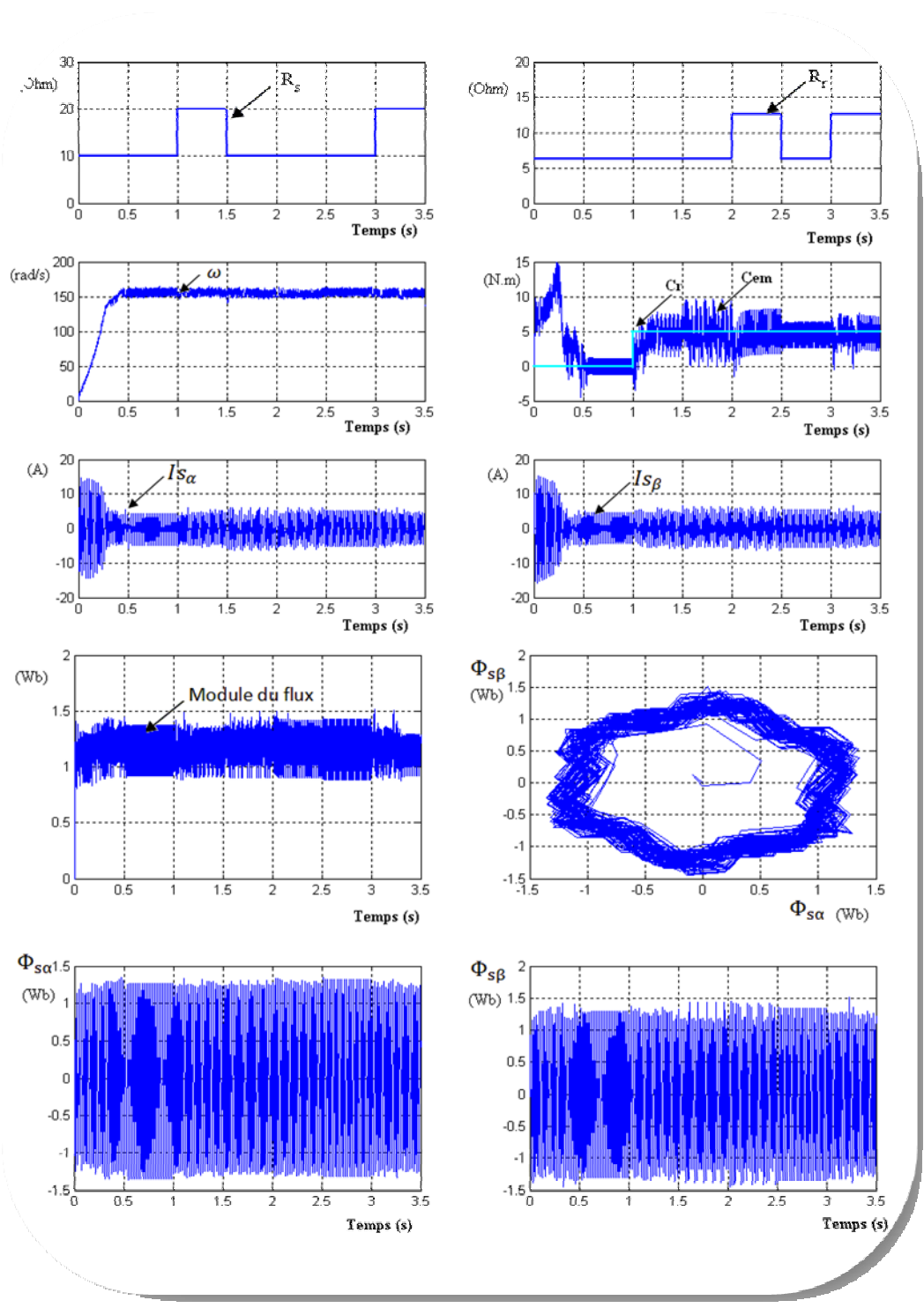


Figure. (IV.9.1) Variation des résistances statorique et rotorique
(vitesse nominale $\omega = 157 \text{ rad/s}$)

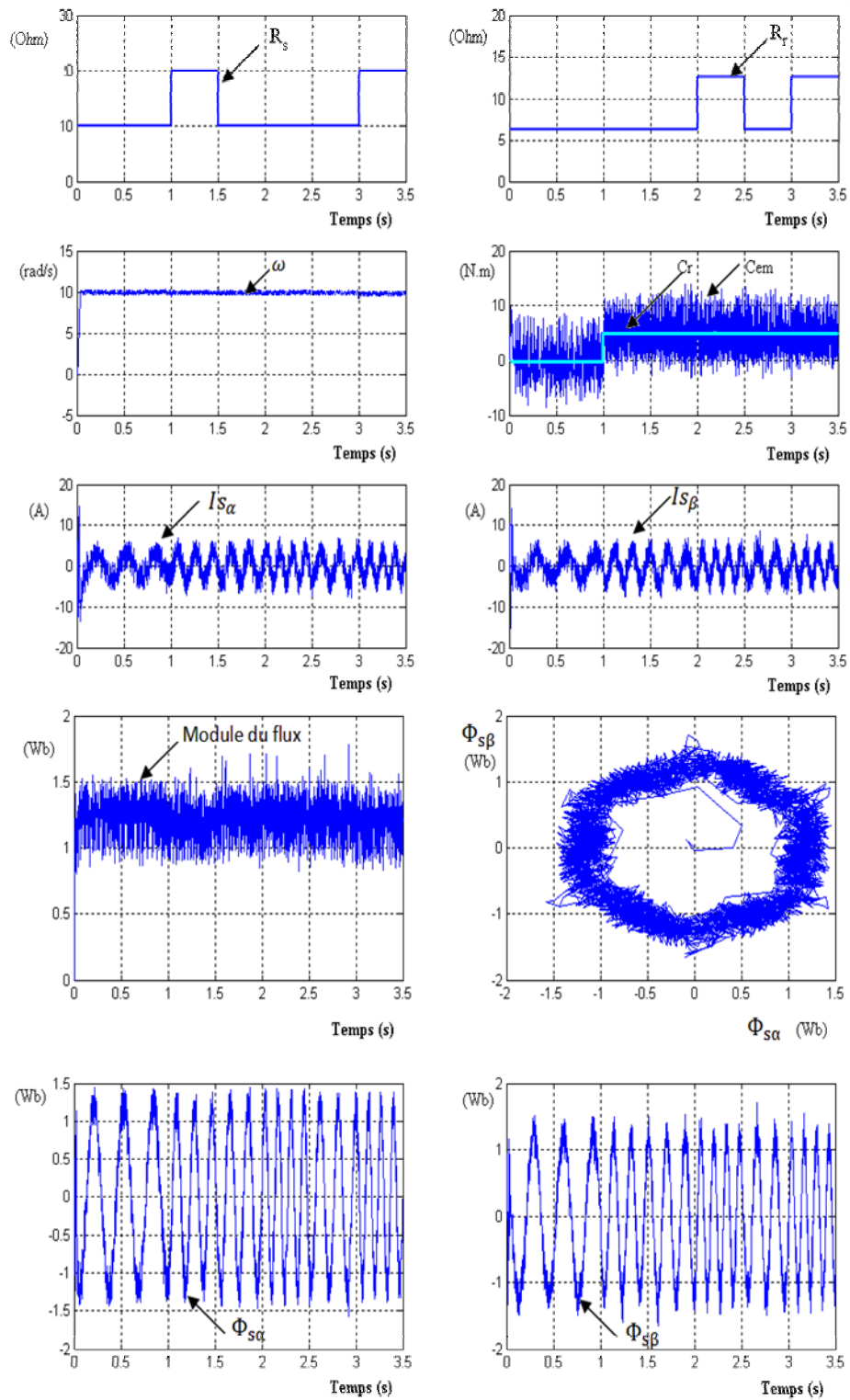


Figure. (IV.9.2) Variation des résistances statorique et rotorique

(Basse vitesse $\omega = 10 \text{ rad/s}$)

Nous constatons que la variation des résistances séparément ou bien simultanément jusqu'à +100% n'influe pas sur la robustesse de notre commande quoiqu'il y ait une augmentation dans l'ondulation du couple. Grâce à d'autres simulations, Nous pourrions aller jusqu'à +300% des résistances statorique et rotorique avant que notre commande ne commence à perdre sa robustesse, mais pratiquement +100% est suffisante pour juger qu'il n'y a pas une nécessité d'adapter les paramètres résistifs du moteur.

IV.4 CONCLUSION

L'estimateur de vitesse en boucle ouverte qu'on a étudié et dont on a confirmé les performances, nous a permis de concevoir une commande sans capteur de vitesse et par conséquent d'éviter les inconvénients de ce dernier et d'augmenter la fiabilité de la commande.

La synthèse de la commande DTC améliorée, l'observateur de flux statorique et l'estimateur de vitesse nous a permis d'élaborer une commande attrayante notamment pour les applications où il est difficile ou gênant de placer un capteur de vitesse/ flux ou bien le changer en cas de pannes.

Nous avons soumis notre commande à des tests très sévères de robustesse couvrant un maximum de cas délicats et de perturbations pouvant avoir lieu en pratique, notre commande a démontré sa bonne robustesse pour tous les tests.

Ce travail avait comme objectif de faire l'élaboration d'une commande directe du couple DTC améliorée sans capteur de flux statorique et de vitesse d'une machine à induction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. A l'issue de ce travail, nous pouvons faire une synthèse des résultats obtenus et établir les perspectives futures envisagées.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté la modélisation de la machine à induction. A l'aide des hypothèses simplificatrices, nous avons obtenu un modèle triphasé réduit à son tour à un modèle biphasé plus simple à étudier suite à l'application de la transformée de Park. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail. Des simulations ont été effectuées à vide et en charge sur le modèle obtenu montrant l'importance de la commande en boucle fermée pour l'entraînement à vitesse variable.

Dans le deuxième chapitre, nous avons exposé le principe de la commande directe du couple DTC, l'effet des vecteurs tensions actives et nuls sur l'évolution du couple et du module du flux. Nous avons fait une étude des différentes tables de commutation de base (correcteur du couple à deux niveau, trois niveau, avec et sans vecteurs de tension nuls), suivi par l'élaboration d'une table de commutation améliorée contenant 12 secteurs, l'amélioration des performances a été confirmée par simulations. Nous avons également introduit la régulation de la vitesse en boucle fermée en utilisant un régulateur PI.

Dans le troisième chapitre, dont l'objectif était la recherche d'un meilleur estimateur du flux statorique, nous avons exposés trois différentes topologies d'estimateurs à fin d'éviter les problèmes des conditions initiales et de l'erreur de mesure des courants statoriques et des tensions. La première topologie était l'intégrateur de la force contre électromotrice à base du filtre passe bas, nous en avons exposé trois structures dont les résultats de simulation ont confirmé leur bonne précision. La deuxième topologie était celle basée sur la notion des filtres passe haut servant à éliminer l'erreur de mesure avant d'intégrer la F_{CEM} , les trois structures classiques n'étaient pas compatible avec la commande DTC à cause de la variation brusque du flux et puisque le filtre passe haut est un dérivateur. Nous avons modifié ces structures de façon à avoir une bonne précision d'estimation. Nous avons étudié une troisième topologie hybride basée sur l'association de deux estimateurs, l'un basé sur le modèle de tension et l'autre basé sur le modèle de courant, en introduisant compensation (correction) dynamique

issue de la comparaison des deux estimateurs, cet observateur était le plus précis pour une large bande de vitesse (- 157 rad/s – 157 rad /s).

Dans le quatrième chapitre nous avons conçu un estimateur de la vitesse en boucle ouverte, cet estimateur a donné des résultats satisfaisantes, nous avons par la suite fait la synthèse de la commande DTC améliorée en se basant sur les grandeurs issues des estimateurs (flux, vitesse), nous avons soumis notre commande à des différents tests de robustesse (entraînement du moteur pour plusieurs vitesse, faible vitesse, inversion du sens de rotation, freinage en pleine charge, variation des résistances rotoriques et statorique jusqu'à +100%). Notre commande a prouvé sa robustesse en donnant des résultats satisfaisants dans les régimes dynamiques et permanents.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous proposons les perspectives suivantes :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux ou des convertisseurs matricielles tout en élaborant de nouvelles tables de commutation.
- L'utilisation des contrôleurs flous au lieu des régulateurs d'hystérésis pour le couple à fin de limiter son ondulation.
- L'utilisation d'un estimateur de vitesse à base du filtre Kalman étendu.
- L'implémentation de la commande sur DSP à fin de comparer les résultats pratiques avec ceux obtenus en simulations.

ANNEXE A :

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES

$R_s = 10 \Omega$ Résistance du stator

$R_r = 6.3 \Omega$ Résistance du rotor

$L_s = 0.4642 \text{ H}$ Inductance du stator

$L_r = 0.4612 \text{ H}$ Inductance du rotor

$M = 0.4212 \text{ H}$ Inductance Mutuelle

$P = 0,7 \text{ KW}$ puissance électrique

A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$ Moment d'inertie

$f = 0 \text{ SI}$ Coefficient de frottement

A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_{em} = 5 \text{ N.m}$ Couple nominal

$p = 2$ Nombre de paire de pôle.

-
- [1] “ACS 1000 Medium Voltage AC Drives for speed and torque control of 315 to 5000kW /400 to 6700 hp squirrel cage induction motors,” ABB technical catalog 3BHS125029, Rev. C © 2003 ABB Switzerland Ltd.
- [2] A. M.Tzynaldowski, “Control of induction motors,” © 2001 Academic Press. New York.
- [3] J.Chiasson, “Modeling and High performance control of electric machines,” *IEEE Press series on power engineering* © 2005 John Wiley & Sons.
- [5] C. Canudas de Wit, “Modélisation contrôle vectoriel et DTC,” Edition HERMES Science Europe Ltd.2000.
- [6] G.Greellet & G.Clarc, “Actionneurs électriques : Principes/ Modèles/ Commande,” Edition Eyrolles, Paris, ©2000.
- [7] P.Vas, “Sensorless vector and direct torque control,” ©1998 Oxford Science Publication.
- [8] B.Amin, “Induction motors, analysis and torque control,” © 2001 Springer-Verlag Telos.
- [9] P.pohjalainen.P. Tiitinen et J.Lalu, “The next generation motor control method: Direct Torque Control,” *Journal EPE*, Vol.05, N 3, March 1995.
- [10] V.Lovati.M.Oberti .M.Marchesoni.P.Segarich, “ Implimentation of a sensorless stator flux oriented asynchronous motor drive with high performances at low speed operation,” PESC’96 Record . Baveno Italy; June 1996.
- [11] I.El hassan, “Commande haute performance d’un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct de couple,” *Thèse de Doctorat. Université de Toulouse.* Mars 1999.
- [12] Hu, J.; Wu.B, “New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range,” *IEEE Trans. on Power.Electronics*, Vol. 13, No. 5, 1998.
- [13] Zerbo, M.; Sicard, P.; Ba-Razzouk, “ An Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive over a Wide Speed Range,” *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, pp.1082-1088, May 2005.

- [14] Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg F, "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive," *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 36, No. 1, Janeiro 2000.
- [15] A. W. F. V. Silveira, D. A. Andrade, C. A. Bissochi, T. S. Tavares, L. C. Gomes, "A Comparative Study Between Tree Philosophies of Stator Flux Estimation for Induction Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol.58 pp 1171-1176, September 2007.
- [16] Xiaohong Nian¹², Tao Wang¹, Jian Wang¹², Weihau Guil, "Adaptive Stator Resistance Estimation Method for Speed Sensorless DTC Controlled IM Drives," *IEEE Trans. Ind. Applications* Page(s), pp 214 - 221, May 2007.