REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MENISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHARCHE SCINTIFIQUE

UNIVERSITE Dr YAHIA FARES DE MEDEA
FACULTE DES SCIENCES ET DES TECHNIQUES



DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE

Mémoire de fin de d'étude pour l'obtention du diplôme de Master en Génie électrique.

Option : commande et électronique industrielle.

THEME

Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à cage

Elaboration d'un estimateur non linéaire pour le flux statorique

Dirigé par :

Dr. KABACHE Nadir.

Dr. MOULAHOUM Samir.

Réalisé par:

Mr .SAHRAOUI .Bilal.

Mr. BOUZENAG. Djamel Eddine.

Promotion : 2012

Remerciements

Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné la volonté, le pouvoir, la puissance et la patience à terminer ce travail.

Au de ce mémoire de fin d'études de MASTER, nous tenons à formuler nos chaleureux remerciements à Monsieur DR . KABACHE.N notre encadreur , qui a dirigé notre travail avec dévouement jusqu'à son achèvement.

Nos remerciements sont exprimés aussi à Monsieur Dr .MOULAHOUM.S pour ses encouragements et son soutien.

Nos remerciements sont aussi orientés à notre collègue Monsieur Ouail.M qui nous aide beaucoup dans notre travail

A messieurs les membres de jury nous exprimons toute notre gratitude pour avoir accepter de faire partie de notre jury .

Nous tenons à remercier tous les enseignants qui nous ont apporté leur soutien et aide dans notre travail.

Enfin, Nous exprimons toutes notre reconnaissance à l'égard de tous ceux qui de près ou de loin ont contribué à l'élaboration de ce mémoire.

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail :

A mes très chère parents et ma grande famille.

A mes très chère frère et mes soeurs.

A tous mes amis.

A tous ceux qui m'aiment et que j'aime.

A tous mes collègues de la promotion 2012.

A vous.

BILAL

DEDICACES

Je dédie ce travail à mes très chers parents,
que dieu me les garde éternellement heureux
A Mes frères
A mon binôme Bilal et sa famille
A Nassima .A
A Mohamed Sbaihi
A Tous mes amis : Ismail , Mohamed. , Zohir ,
, Ali, Fiçal .
A Mes amis de la promotion de Commande et
Electronique Industrielle 2012.
A Tous ceux qui me sont chers
Et à vous .

DJAMEL EDDINE.

Sommaire

Notations

***Introduction générale*.……..…..01**

Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone

I .1. Introduction.……..…..03

I .2. Structure de la Machine Asynchrone.……..…..03

I.3. Principe de fonctionnement ……..…..04

I.4. Modèle mathématique de la machine asynchrone à cage.……..…..05

I.4.1. Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel triphasé ……..…..06

I.4.2 Modèle de Park ……..…..08

I.4.3. Equations de la machine asynchrone dans le révérenciel biphasé.……..…..09

a. Equations de tension.……..…..10

b. Equations des flux.……..…..10

c. Equation du couple.……..…..11

I.4.4.Choix du référentiel.……..…..11

I.4.5. modèle de simulation du moteur synchrone à cage.……..…..13

I.5. Association onduleur - machine asynchrone à cage.……..…..14

I.5.1. Modélisation de l'onduleur.……..…..15

I.5.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (stratégie triangulosinusoïdale).……..…..16

I.6. résultats de simulation.……..…..17

I.7.Conclusion.……..…..19

Chapitre II : Commande Direct de Couple (DTC)

II.1. Introduction……20

II.2. principe de la commande directe du couple (DTC)…… 20

II.3. Fonctionnement avec un onduleur de tension de niveaux……22

II.4. Contrôle de flux et de couple électromagnétique…… ……23

II.4.1. Contrôle du flux statorique……23

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique……24

II.4.3. Choix du vecteur tension et table de commande……26

II.4.4.Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique……27

II.4.5. Table de commutation… ……29

II.5. Résultats de simulation ……32

II.6. Conclusion……39

Chapitre III : Elaboration des estimateurs non linéaires

III.1. Introduction……40

III.2. Estimation du flux statorique via l'estimation de la résistance statorique……41

III.2.1. Résultats de simulation et Interprétations ……46

III.3. estimateur des flux statoriques……50

III.31. Résultats de simulation et Interprétations ……52

a. fonctionnement avec paramètres fixes……52
b. Robustesse de l'estimateur vis-à-vis la variation paramétrique……56
c. Inversion du sens de rotation……62
d. Fonctionnement à basse vitesse……64
e. Comparaison entre les résultats des deux estimateurs ……66

III.4.Conclusion……69

Conclusion générale ……70

Annexe *…….....*

Références Bibliographiques*…….....*

[1] A.Merabet , " Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone", thèse de doctorat en ingénierie , l'université du Québec à Chicoutimi, France, 2007.

[2] Chatelain ,« Machines électriques», vol 2, Edition Dunod, 1983.

[3] L. Baghli, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", note de cours iufm de lorraine-uhp, 2005.

[4] B.K. Bose, «modern power electronics and ac drives», prentice hall, upper saddle river, 2002 .

[5] F. Benzarafa, et R. Moussaoui ," Commande direct du couple d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique- Application du filtre de Kalman", thèse de master en commande et électronique industrielle d'université Yahia Feres de Médéa , Algérie ,2011 .

[6] B. TARK, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST », Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.

[7] L. NEDJAI, "étude d'une commande non linéaire et adaptative d'un machine synchrone à aimant permanant ". Thèse d'ingénieur en électrotechnique, université de Batna, 2006.

[8] [13] F. Benzarafa, et R. Moussaoui ," Commande direct du couple d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique- Application du filtre de Kalman", thèse de master en commande et électronique industrielle d'université Yahia Feres de Médéa , Algérie ,2011 .

[9] : B , SEBTI, « contribution a la commande directe du couple de la machine a induction », thèse de doctorat en sciences en génie électrique ,Université de Batna ,2011.

[10] T.G. HABETLER ET D.M. DIVAN, «Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation», IEEE Trans. Ind. Applicat., IA-27(5): 893-901, 1991.

[11] :M.BENAISSA , « minimisation des pulsation du couple dans une commande directe du couple DTC d'une machine asynchrone » thèse de magister en électrotechnique option Commande Electrique, Université de Batna,2008.

[12] : F. BOUADJADJA, et A.RAIS , « commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone » thèse d'ingéniorat , université de YAHIA FERES ,Médéa ,2010.

[14] : B , SEBTI, « Contribution a la commande directe du couple de la machine a induction », thèse de doctorat en sciences en génie électrique ,Université de Batna ,2011.

[15] : B. AYACHE, et B.BRADU, et A, MORAUX, « Commande d'une MAS par méthode de DTC (Directe et torque control) » projet TI22, master, TIS, 2006.

***[16] B .C**hetate , **N.K**abbache et **R.B**radai, « **adaptative control of induction motor with unknown motor résistance** » , AMSE journal (in press , accepted in 2006).*

La machine asynchrone (MAS) , de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. TESLA , quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne, toutefois, d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor. C''est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, reliée directement au réseau industriel à tension et à fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines asynchrones et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. Les progrès conjoints de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande d'axe à vitesse variable dans des applications de faibles puissances. Avec l'apparition de composants interrupteurs rapides et le développement des technologies numériques de commande, il est possible de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée. Ainsi, on peut mettre en exergue des principes de contrôle permettant d'obtenir des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu.

Dans les années 1980, sont apparues les premières commandes dites directes du couple (DTC), 1986, 1988. Initialement développé pour les machines asynchrones, ce type de commande considère le convertisseur associé à la machine comme un ensemble où le vecteur de commande est constitué par les états de commutation. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique du couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux.

En utilisant les tensions et les courants mesurés, le flux et le couple électromagnétique doivent êtres estimés via le modèle de la machine. Dans ce cas, en ce qui concerne l'estimation du flux statorique, la connaissance précise de la valeur de la résistance statorique est indispensable. Du fait que cette résistance est amenée à varier dans le temps, elle doit être de son coté identifier. A cet effet, dans la majorité des schémas de commande adaptatifs à base de DTC, proposent l'identification de la résistance statorique et, par suite, ils utilisent le modèle du moteur pour reconstituer les valeurs des deux composantes du flux statorique ce qui présente une double tache.

Pour simplifier la commande DTC, dans le présent travail, nous proposons l'élaboration d'un estimateur non linéaire permettant de fournir directement les valeurs du flux statorique sans passer par l'estimation de la résistance statorique. Cet estimateur utilise le principe du modèle de référence adaptatif. Pour l'ajustement de cet estimateur, la dynamique des courants statoriques. Par principe, l'estimateur utilise comme fonction objective pour optimiser son comportement l'erreur entre les valeurs des courants mesurés et celles des courants estimés.

Pour valider les performances de l'estimateur proposé il a été inséré dans le schéma de commande par DTC et tester pour les différentes conditions de fonctionnement du moteur où des performances satisfaisantes ont été obtenus.

Le présent mémoire est partagé en trois chapitres :

Dans le chapitre I, nous présenterons une modélisation de la machine à asynchrone à cage en s'appuyant sur la transformation de Park puis une représentation de l'onduleur de tension triphasé, Ce dernier est commandé par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons le principe du contrôle direct du couple (DTC). Les résultats de la simulation de la machine asynchrone commandée par cette technique seront notamment présentés. Les avantages et les inconvénients de cette technique seront également discutés.

Dans le troisième chapitre, nous aborderons l'élaboration de l'estimateur non linéaire proposé qui sera utilisé pour les performances dynamique de la machine asynchrone avec la commande DTC.

En fin, une conclusion générale finalise ce mémoire et qui fait une synthèse de notre mémoire.

I .1. Introduction

Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. De ce fait, une modélisation de la machine asynchrone, destinée aussi bien à l'étude de son comportement qu'à la mise en place des fonctionnements de la commande, est nécessaire pour le bon déroulement du processus d'entraînement [**1**].
La modélisation des machines asynchrones est primordiale pour la commande. Un modèle basé sur les équations des circuits est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulation court, cependant, la précision des résultats de simulations est évidemment, tributaire du modèle employé. Plus ce dernier est fin, plus précis sont les résultats obtenus.

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant soit fixé au stator, ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates. Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, et en fin nous présenterons les résultats de simulation pour un essai avec charge.

I .2. Structure de la Machine Asynchrone

La Machine Asynchrone cage se constitue des principaux éléments suivants (Fig. I.1) :

- Stator (partie fixe) constitué de disques en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement triphasé court-circuité.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

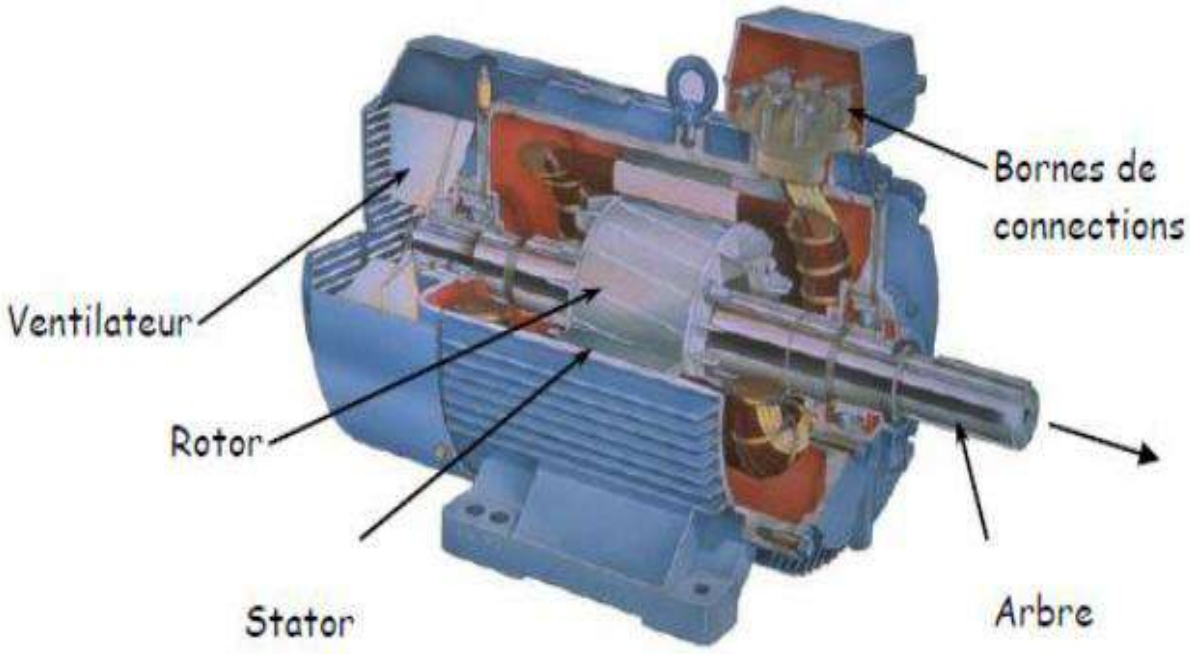


Figure I.1 : Constitution de la machine asynchrone à cage

I.3. Principe de fonctionnement :

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone repose sur la loi d'induction où la machine asynchrone est transformatrice à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.

La variation du champ tournant statorique engendre une f.e.m (loi de LENZ)

$$E = -\frac{d\phi}{dt} \qquad \text{(I.1)}$$

Cette f.e.m crée un courant dans le rotor. Les conducteurs du rotor portant ces courants induits se trouvent dans le chemin de flux provenant du stator, ils sont alors soumis à des forces électromagnétiques considérables, qui tendent à entrainer le rotor dans le sens de rotation du champ tournant.

Notant par :

Ωs : vitesse de rotation (champ tournant).

Ω : vitesse de rotation (rotor).

Etant donné que le rotor tourne moins vite que le champ statorique, on dit alors que le rotor glisse par apport au champ tournant (fonctionnement en asynchrone) d'où on définie le glissement.

$$g = (\Omega s - \Omega) / \Omega s = (w_s - w) / w_s \quad \text{(I.2)}$$

$$\Omega s = w_s / 2 \cdot \pi \cdot \text{np} \quad \text{(I.3)}$$

$$\Omega = w / 2 \cdot \pi \cdot \text{np} \quad \text{(I.4)}$$

La fréquence des courants induits (rotoriques) est donnée par :

$$f_r = g \cdot f_s = g \cdot f \quad \text{(I.5)}$$

Où :

f_s : La fréquence de synchronisme.

f : La fréquence de liée à la vitesse de rotation du rotor.

I.4. Modèle mathématique de la machine asynchrone à cage

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices

- La machine est de constitution symétrique.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont tous négligés.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- L'influence de l'effet de peau n'est pas prise en compte.
- On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques **[2].**

I.4.1. Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel triphasé :

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué figure (I.2). Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles mêmes.

θ est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.

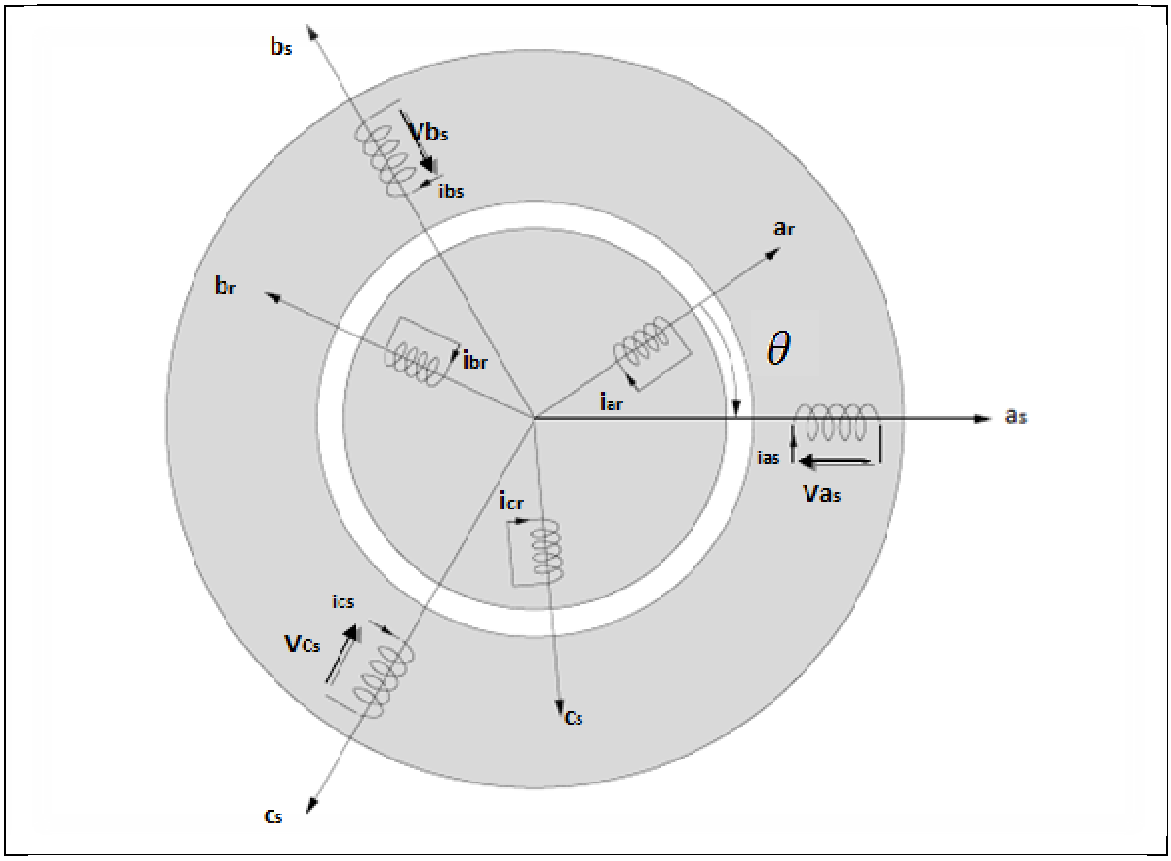


Figure I.2: Réprensentation des enroulements statoriques et rotoriques

Pour chaque enroulement (statorique ou rotorique), la loi de Faraday permet d'écrire :

$$v = Ri + \frac{d\phi}{dt} \qquad \text{(I.6)}$$

Pour les trois phases statoriques on résume cette écriture par l'écriture matricielle condensée :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix} \qquad \text{(I.7)}$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases, il n'y a pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

De même pour le rotor :

$$[v_{abcr}] = R_r[i_{abcr}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix}0\\0\\0\end{bmatrix} \qquad \text{(I.8)}$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles. Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne.

Les équations des flux en matriciel sont :

$$\begin{bmatrix}\phi_{as}\\ \phi_{bs}\\ \phi_{cs}\\ \phi_{ar}\\ \phi_{br}\\ \phi_{cr}\end{bmatrix} = \left[\begin{array}{ccc:ccc} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ \hdashline m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{array}\right] \begin{bmatrix}i_{as}\\ i_{bs}\\ i_{cs}\\ i_{ar}\\ i_{br}\\ i_{cr}\end{bmatrix} \qquad \text{(I.9)}$$

Où :

l_s est l'inductance propre d'une phase statorique.

l_r est l'inductance propre d'une phase rotorique.

m_s est l'inductance mutuelle entre deux phases statoriques .

m_r est l'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.

$m_1 = m_{sr}\cos(\theta)$

$m_2 = m_{sr}\cos(\theta - \frac{2\pi}{3})$

$m_3 = m_{sr}\cos(\theta - \frac{4\pi}{3})$

m_{sr} est le maximum de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique. **[3].**

I.4.2 Modèle de Park

Les termes figurant dans les équations des flux (I.9) sont en fonction de l'angle θ, ce qui complique considérablement l'étude des régimes dynamiques. Pour pallier ce problème, on opère sur l'ensemble des grandeurs (tensions, courants et flux) un changement de base qui simplifie notablement les relations. Ce changement de base est appelé transformation de Park. Ainsi, la machine sera régie par un système d'équations à coefficients constants.

Par principe, la transformation de Park implique la transformation des enroulements statorique et rotorique de la machine originelle en des enroulements équivalents du point de vue électrique et magnétique disposés selon les axes en quadrature d et q comme le montre la figure (I.3). Cette transformation a pour effet de rendre les inductances mutuelles du modèle de la machine indépendante de la rotation, c'est à dire de l'angle θ. La transformation de Park est donnée par l'expression suivante:

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{(I.10)}$$

Le changement de variables relatif aux grandeurs X_i (courants, tensions ou flux) est défini par l'expression suivante:

$$\begin{bmatrix} xd \\ xq \\ xo \end{bmatrix} = P \begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} \quad \text{(I.11)}$$

X_o représente la grandeur homopolaire.

La matrice inverse $P(\theta)^{-1}$ est telle que $P(\theta)^{-1} = {}^{t}P(\theta)$.

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

D'où les transformations inverses des variables :

$$\begin{bmatrix} xa \\ xb \\ xc \end{bmatrix} = P(\theta)^{-1} \begin{bmatrix} xd \\ xq \\ xo \end{bmatrix} \qquad \text{(I.13)}$$

I.4.3. Equations de la machine asynchrone dans le révérenciel biphasé

On applique la transformation de Park aux courants, aux tensions et aux flux. Un changement de variable fait intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes d et q.

Les angles θ_s et θ_r qui interviennent respectivement pour les grandeurs statoriques et rotoriques sont représentés sur la figure (I.3) .

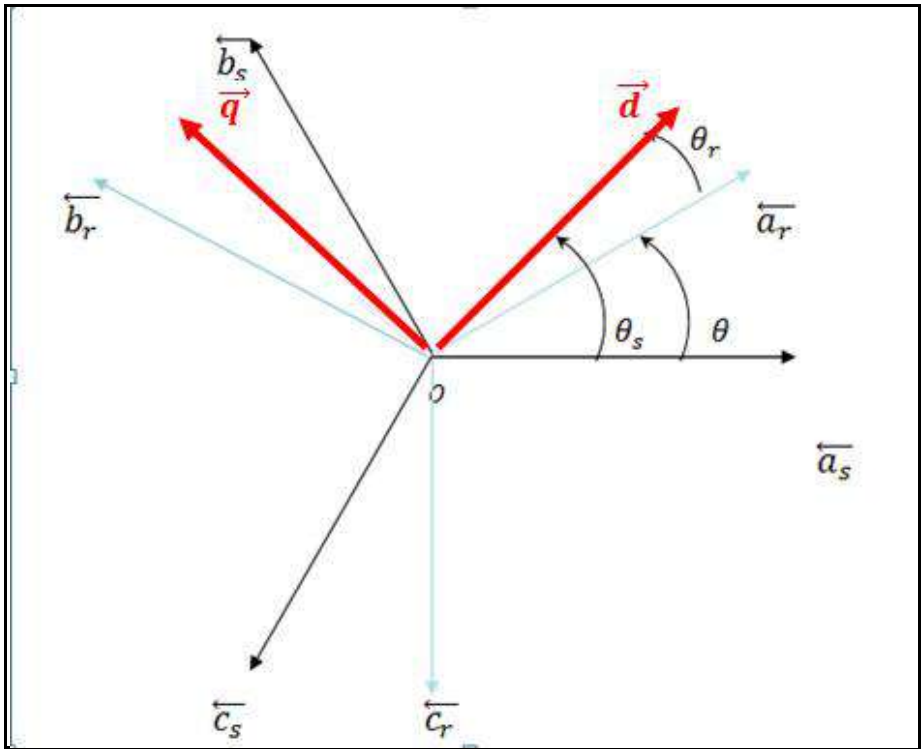


Figure I.3:Repérage angulaire des systèmes d'axes

a. Equations des tensions

Dans un repère dq tournant à la vitesse ω_c par rapport au stator, les équations (I.7) et (I.8) s'écrivent après application de la transformation de Park aux différentes grandeurs comme suit:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt}\phi_{ds} - \omega_c \phi_{qs} \\ V_{ds} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt}\phi_{qs} + \omega_c \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_c - \omega_r)\phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_c - \omega_r)\phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.14)}$$

ω_c et ω_r désignent respectivement la vitesse angulaire du repère dq et la vitesse du rotor par rapport au stator. Selon l'application envisagée, le repère dq peut être lié au stator($\omega_c = 0$), au rotor ($\omega_c = \omega_r$) ou au champ tournant ($\omega_c = \omega_s$). ($\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$ Étant la vitesse de synchronisme).

a. Equations des flux

Les différentes expressions des flux statoriques et rotoriques s'écrivent dans le modèle de Park sous la forme suivante:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = I_{ds} \cdot L_s + I_{dr} \cdot L_m \\ \phi_{qs} = I_{qs} \cdot L_s + I_{qr} \cdot L_m \\ \phi_{dr} = I_{dr} \cdot L_r + I_{ds} \cdot L_m \\ \phi_{qr} = I_{qr} \cdot L_r + I_{qs} \cdot L_m \end{cases} \quad \text{(I.15)}$$

L_s, L_r et L_m ont pour expressions :

$$\begin{cases} L_s = l_s - m_s \\ L_r = l_r - m_r \\ L_m = \frac{3}{2} m_{sr} \end{cases}$$

les différentes inductances désignent:

L_s : inductance cyclique propre d'une phase statorique.

L_r : inductance cyclique propre d'une phase rotorique.

L_m : inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

b. Equation du couple

Dans le modèle de Park, l'expression du couple s'écrit de la manière suivante:

$$\Gamma_e = np \cdot L_m (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \quad \text{(I.16)}$$

np désigne le nombre de paire de pôles de la machine.

I.4.4. Choix du référentiel

Nous pouvons simplifier ces équations encore en choisissant un référentiel particulier pour ***dq***. En effet, trois types de référentiels peuvent être envisagés, à savoir :

- **Référentiel lié au stator $(\alpha\beta)$:** caractérisé par $\omega_c = 0$, et par conséquence $\omega_{sl} = -\omega_r$. Le système d'équations (I.14) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.17)}$$

- **Référentiel lié au rotor :** caractérisé par $\omega_c = \omega_r$, et par conséquence $\omega_{sl} = 0$. Le système d'équations (I.14) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_r \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_r \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{(I.18)}$$

- **Référentiel lié au champ tournant (dq):** dans ce cas, la vitesse repère ***dq*** est la vitesse du synchronisme ω_s(vitesse du champ tournant), donc $\omega_c = \omega_s$, et $\omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$ .Le système d'équations (I.14) devient alors :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \dfrac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \dfrac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \phi_{ds} \\ 0 = R_r \cdot I_{dr} + \dfrac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{qr} \\ 0 = R_r \cdot I_{qr} + \dfrac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \cdot \phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.19)}$$

Dans ce cas, les grandeurs statiques sont continues en régime permanent. Il est donc préférable de travailler dans ce repère lors d'une étude de la commande de la machine asynchrone. **[4]**.

Par ailleurs, lors de la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, en particulier, les repères (***dq***) et (***αβ***). Ce passage ce fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle θ: [*P(θ)*], comme

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad \text{(I.20)}$$

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = [P(-\theta)] \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad \text{(I.21)}$$

Avec :

$$P(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad \text{(I.22)}$$

I.4.5. modèle de simulation du moteur synchrone à cage

Les différentes équations précédentes sont arrangées pour ressortir un modèle permettant de simuler ou commander le comportement dynamique du moteur asynchrone. Dans un référentiel lié au stator, ce modèle peut être donné sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}\right) I_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\phi_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r}\omega_r \phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}\right) I_{s\beta} - \frac{M}{\sigma L_s L_r}\omega_r \ \phi_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r}\phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r}\phi_{r\alpha} - \omega_r \phi_{r\beta} \\ \frac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r}\phi_{r\beta} + \omega_r \phi_{r\alpha} \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(\Gamma_{em} - K_f \Omega - C_r) \end{cases} \quad \text{(I.23)}$$

Avec :

$$\Gamma_{em} = np\frac{M}{L_r}(\phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad \text{(I.24)}$$

Où :

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

$T_r = \frac{L_r}{R_r}$: constant du temps rotorique .

K_f : coefficient de frottement .

I.5. Association onduleur - machine asynchrone à cage

L'alimentation directe de la machine asynchrone à partir du réseau ne permet pas la variation de la vitesse de rotation. A cet effet, nous devrons faire appel à des convertisseurs statiques opérant en double conversion en passant par le stade intermédiaire du courant continu. Ses convertisseurs permettent de faire varier la fréquence d'alimentation et par conséquent, la vitesse de rotation de la machine **[5]**.

Ces convertisseurs statiques sont :

- Du coté réseau, on trouve un redresseur triphasé (conversion alternative-continue)
- Du coté machine, on trouve un onduleur triphasé (conversion continue-alternative)

Entre ces deux convertisseurs, on trouve un filtre du type passe-bas dont le rôle principal est d'atténuer les ondulations de la tension et du courant générées par le redresseur, figure (I.4) .

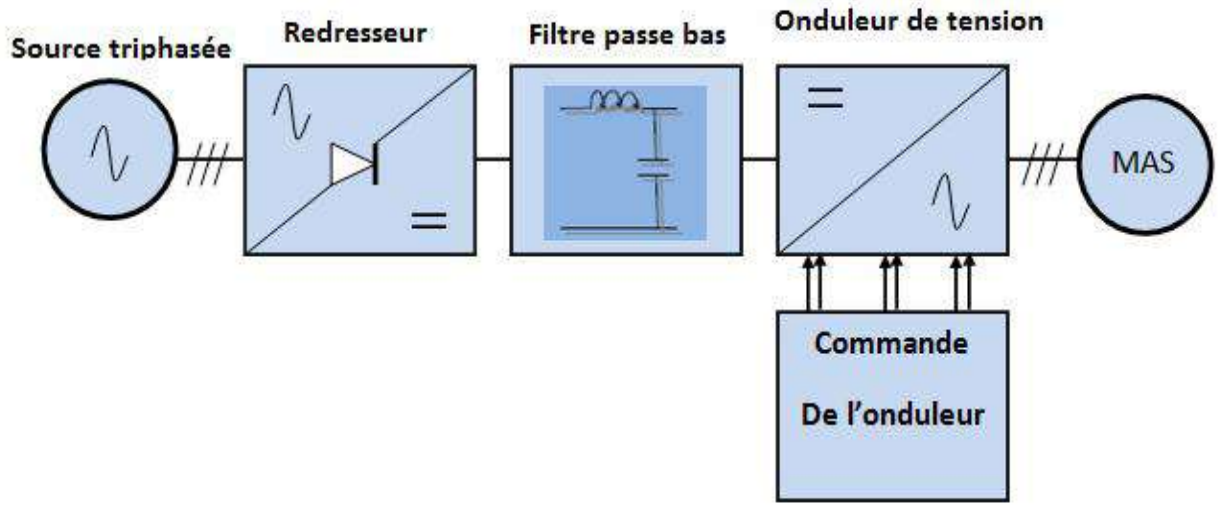


Figure I.4: Association convertisseur-machine asynchrone

I.5.1. Modélisation de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique continu-alternatif constitué de six interrupteurs rapides dont le schéma de principe est donné sur la figure (I.5) .

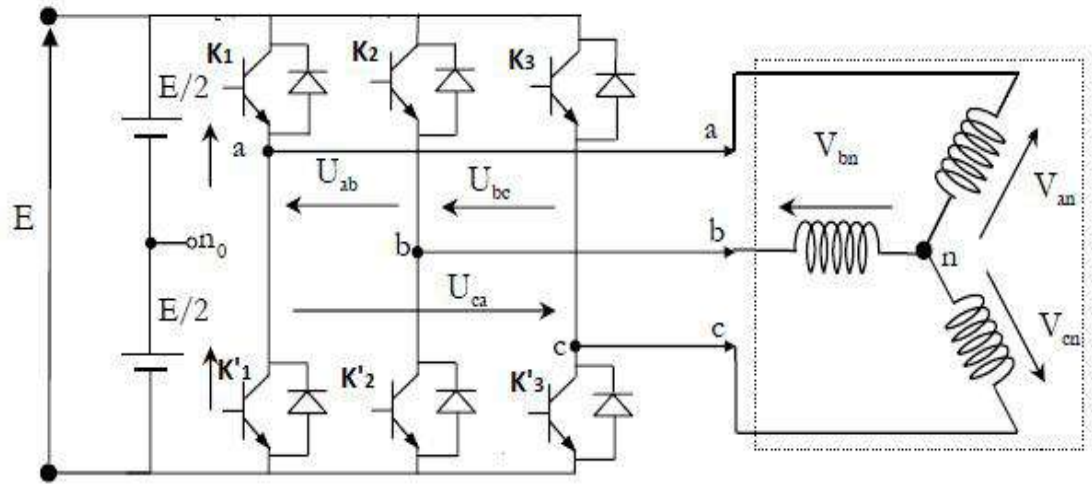


Figure 1.5 : schéma de l'onduleur de tension

Nous associons ainsi à chaque interrupteur une fonction logique S_j qui définit son état (ouvert, fermé), tel que :

$$S_j = \begin{cases} 1 & si \quad K_j \; est \; fermé \quad K_j' est \; ouvert \\ 0 & si \quad K_j \; est \; ouvert \quad K_j' est \; fermé \end{cases}$$

Les différentes tensions, fournies par l'onduleur, sont exprimées en fonction de la matrice associée aux ordres de commutation des interrupteurs S_j. Nous obtenons les relations entre les tensions simples et les fonctions logiques comme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \qquad (I.26)$$

Il reste à déterminer les fonctions logiques correspondantes aux signaux de commande des interrupteurs S_j. Celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur **[6, 7].**

I.5.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion (stratégie triangulo-sinusoïdale)

La technique de modulation de la largeur d'impulsions consiste à multiplier le nombre d'impulsions renvoyées aux interrupteurs de l'onduleur. Ce procédé présente l'avantage de repousser les harmoniques de rangs faibles à des rangs d'ordre plus élevé ce qui facilite leur filtrage. Il permet aussi la variation à la fois de l'amplitude de fondamentale de la tension de sortie et sa fréquence.

Pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs, on fait appel à la technique MLI qui consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs en utilisant l'intersection de trois tensions de références sinusoïdales et une tension de modulation triangulaire.

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

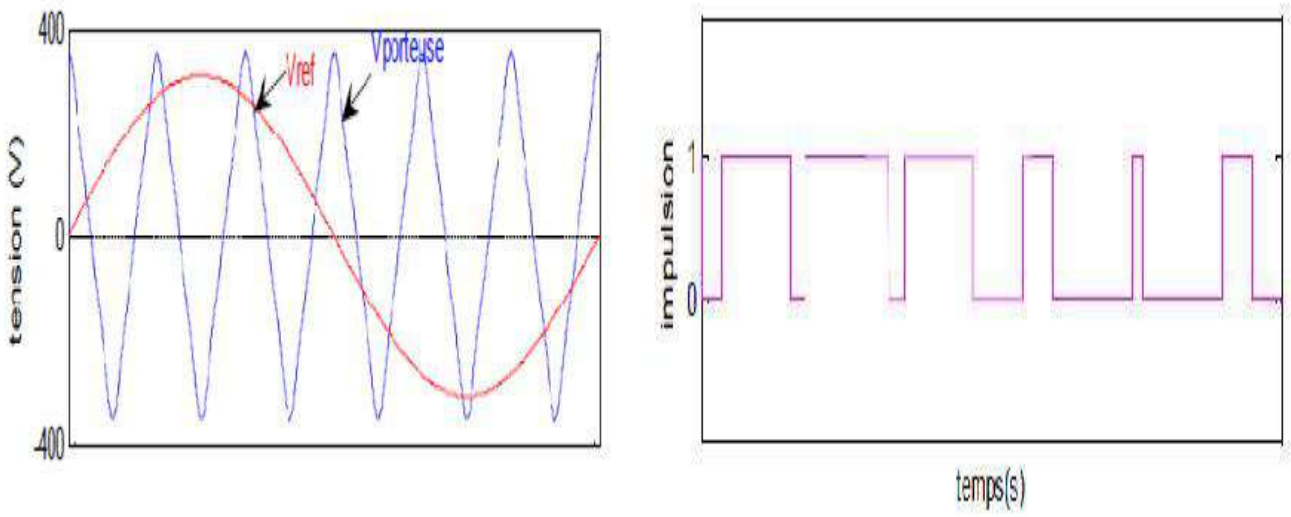
- L'indice de modulation m égale au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence :

$$m = \frac{f_p}{f_r} \qquad \text{(I.27)}$$

- Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude V_m de la de la référence à tension crête U_{pm} de la porteuse:

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \qquad \text{(I.28)}$$

Les figures (***I.6*** a et b) représentent un signal à MLI générés par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle (Vporteuse) d'une fréquence de 400 HZ, avec le signal de référence sinusoïdal (Vreférence) d'une fréquence de 50 HZ (a). Et représentent L'impulsion imposée au bras de l'onduleur (b).



-a- -b-

Figure I.6 : Génération d'une MLI naturelle

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques. L'avantage majeur de la technique de modulation sinus triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse, le couple et les courants; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement. **[8].**

I.6 Résultats de simulation

Le comportement de l'association machine asynchrone – onduleur a été simulé pour différentes conditions de fonctionnement du moteur.

En analysant les résultats obtenus, on constate que lors du démarrage, un fort appel de courant apparait et qui est nécessaire pour développer un couple de démarrage important. Ce couple atteint une valeur maximale puis il se stabilise après quelques oscillations à une valeur pratiquement nulle en régime permanent à vide.

De même, l'introduction d'un couple de charge provoque une diminution de la vitesse de rotation et du flux rotorique, sans rétablissement due l'absence de la commande.

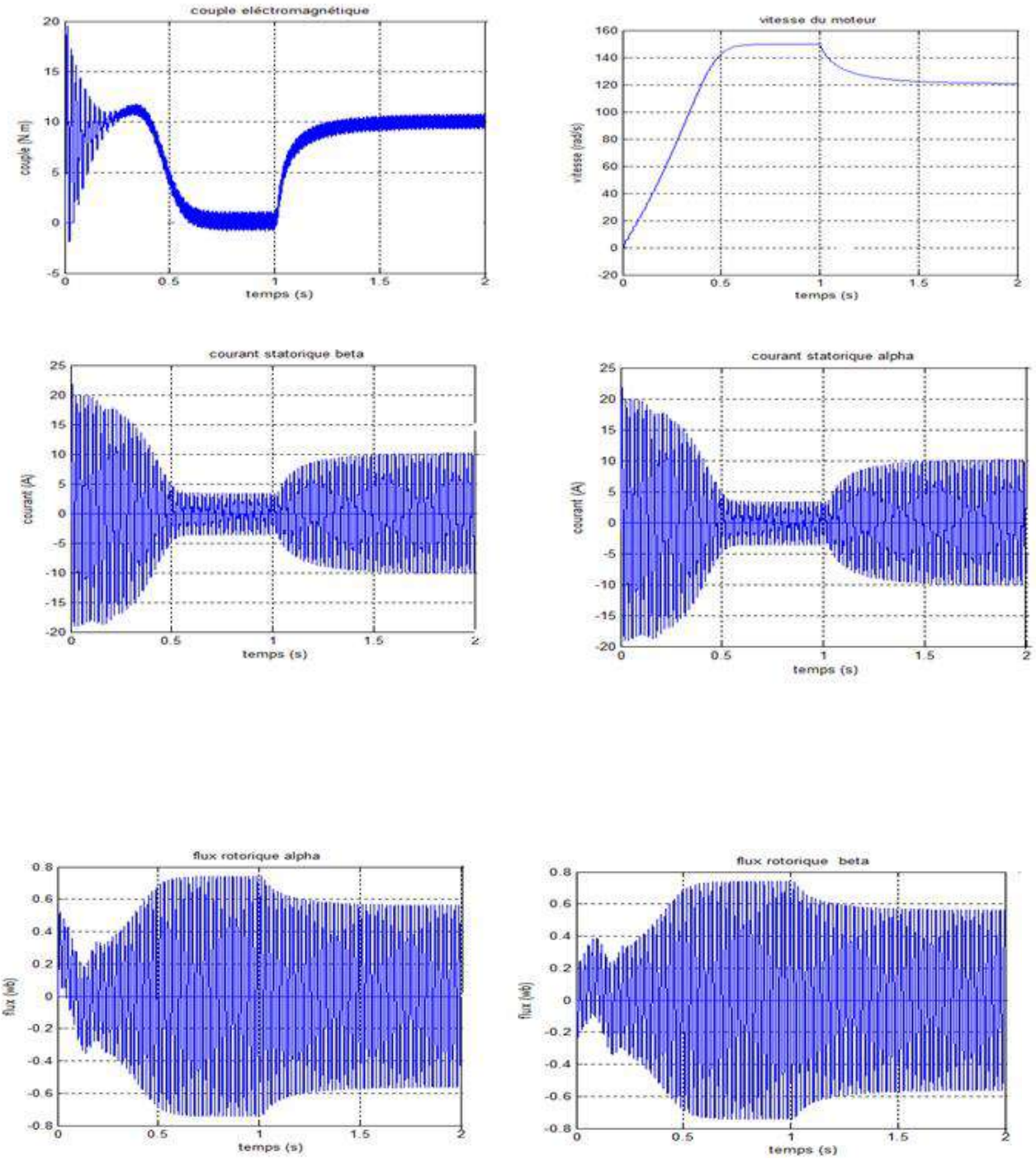


Figure 1.7 : Simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension

I.7. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée avec son alimentation. La complexité du modèle de cette machine a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices ainsi qu'une transformation de coordonnée (triphasée-biphasée) ou transformation de Park. Ensuite, l'association moteur asynchrone - onduleur a été simulée et validé dans le référentiel lié au stator.

Les résultats de cette première simulation montrent que sans commande les performances dynamiques du moteur se détériorent considérablement avec le changement des conditions de fonctionnement. A cet effet, le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la commande du moteur asynchrone en utilisant la commande DTC.

II.1 Introduction

Pour bénéficier des multiples avantages du moteur asynchrone, au cours des cinq dernières décennies, différents schémas de commande ont été proposés pour maitriser son comportement dynamique et l'utiliser dans les entrainements à vitesse variable. Parmi ces schémas de commande, on trouve la commande directe du couple qui se distingue par sa simplicité, comparée à d'autres commandes telles la commande vectorielle, la commande non linéaire, etc

Le contrôle direct du couple DTC « Direct Torque Control », basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par Depenbrock en 1987 sous la terminologie DSC « Direct Self Control ». Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique **[09]**. Cette technique de commande a été introduite d'abord pour les machines asynchrones, puis a été appliquée sur les machines synchrones.

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré-calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'état des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion. La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne. **[10].**

Dans ce chapitre, on présentera le principe du contrôle direct du couple, ainsi que les résultats obtenus par simulation. L'aspect robustesse est aussi étudié en mettant en relatif l'effet des paramètres du moteur sur les performances de la commande par DTC.

II.2 Commande directe du couple : Principe, avantages et inconvénients

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

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.
Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont **[11]**:

- La commande directe du couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statorique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.

La DTC possède quelques avantages intéressants qui l'ont permit d'être l'une des variantes de commande les plus utilisées pour la commande du moteur asynchrone, parallèlement à la commande vectorielle, parmi ces avantages, on peut citer :

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Utilise un modèle simplifie du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type IP, tandis que dans la commande vectorielle exige 3 régulateurs IP et un modulateur de PWM.

Toutefois et, malgré ces avantages, quelques inconvénients sont compter pour cette commande tels que :

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante, l'utilisation des régulateurs à hystérésis conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques **[11].**

II.3 Fonctionnement avec un onduleur de tension à deux niveaux

Dans le plan complexe constitué des axes ($\alpha\beta$), le vecteur tension complexe, représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé, ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[V_{an} + V_{bn}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \qquad (II.1)$$

Où V_{an} , V_{bn} et V_{cn} sont les tensions simples à la sortie de l'onduleur (figure. $II.1$).

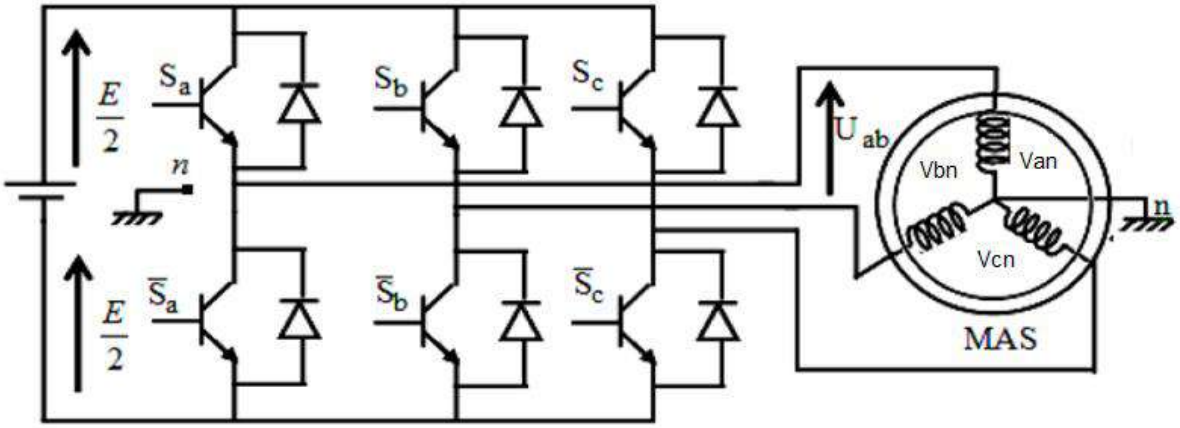


Figure II.1 onduleur en pont et sa charge

Par conséquent, en utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}E_0[S_a + aS_b + a^2S_c] \qquad (II.2)$$

Avec :

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

La figure $(II.2)$ montre la réprésentation dans le plan complexe des six vectrices tensions non nulles générées par un onduleur de tension à deux niveaux. Comme on peut constater, les combinaisons $(S_aS_bS_c) = (111) et\ (000)$ donnent des vecteurs nuls **[12].**

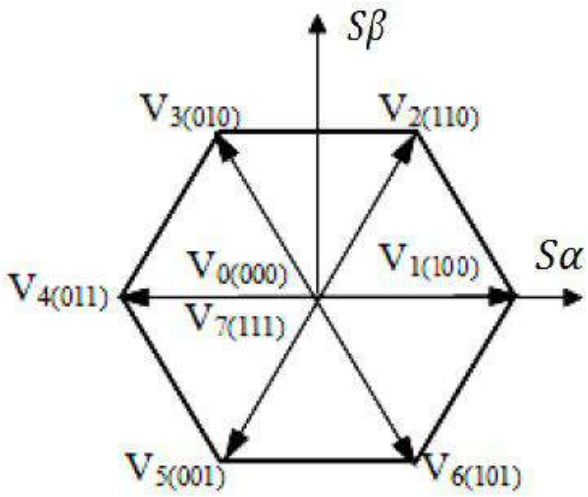


***Figure II.2** : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension*

II.4. Contrôle de flux et de couple électromagnétique

II.4.1. Contrôle du flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, de l'équation $(I.6)$, chapitre I, l'expression du flux statorique, dans le référentiel (α, β), se donne par :

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s)dt + \overline{\phi_{s0}} \qquad (II.3)$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps$[0, T_e]$ durant lequel on applique un vecteur de tension non nul à la machine, en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique $R_s\ I_s \ll V_s$, par conséquent, l'équation $(II.3)$ devient :

$$\overline{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \qquad (II.4)$$

Posons :

$$\Delta\,\overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t) - \bar{\phi}_s(0) = \bar{V}_s T_e \qquad (II.5)$$

A partir de l'équation $(II.5)$, l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué $\bar{V}_s$ Figure ($II.3$). Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, on applique un vecteur tension $\bar{V}_s$ parallèle à $\bar{\phi}_s$ et de même sens et de sens opposé pour le diminuer, tandis que, l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\bar{\phi}_s$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

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

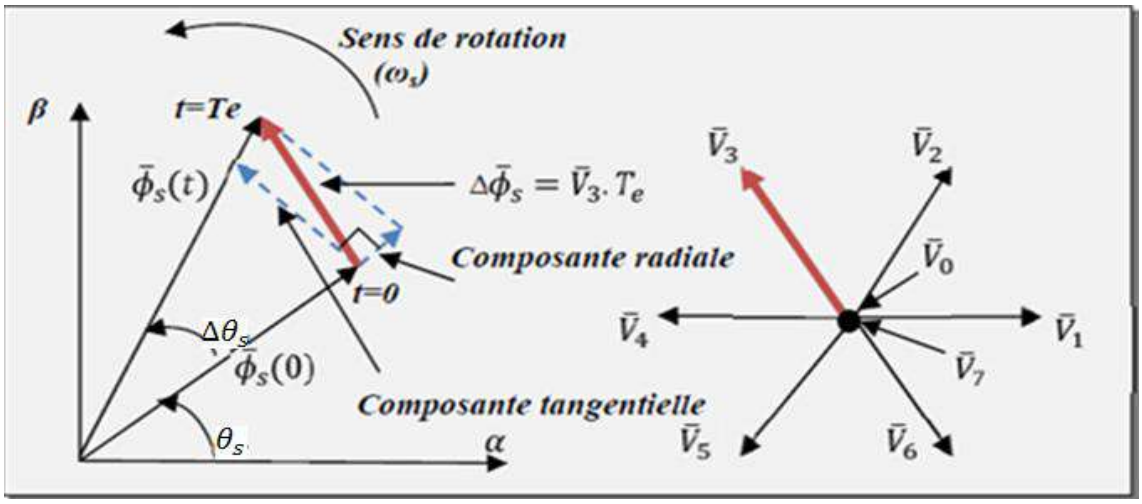


Figure II.3 : Evolution du vecteur flux statorique

II.4.2. Contrôle du couple électromagnétique

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

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \dfrac{d\bar{\phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = \bar{0} = R_s \bar{I}_r + \dfrac{d\bar{\phi}_r}{dt} - j\omega\bar{\phi}_r \end{cases} \qquad (II.6)$$

$$\begin{cases} \overline{\phi}_s = L_s \overline{I}_s + M \overline{I}_r \\ \overline{\phi}_r = L_r \overline{I}_r + M \overline{I}_s \end{cases} \quad (II.7)$$

On peut écrire l'expression du courant :

$$I_r = \frac{1}{\sigma}\left(\frac{\overline{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_S}\overline{\phi}_s\right) \quad (II.8)$$

De $(II.6)$ et $(II.7)$ on obtient :

$$\begin{cases} \overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \dfrac{d\overline{\phi}_s}{dt} \\ \dfrac{d\overline{\phi}_r}{dt} + \left(\dfrac{1}{\sigma T_r} - j\omega\right)\overline{\phi}_r = \dfrac{M}{L_S}\dfrac{1}{\sigma T_r}\overline{\phi}_s \end{cases} \quad (II.9)$$

Cette dernière équation $(II.9)$ montre que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\overline{\phi}_s$ à partir du vecteur $\overline{V}_s$ on négligeant la chute de tension $R_s \overline{I}_s$;
- Le flux $\overline{\phi}_r$ suit les variations de $\overline{\phi}_s$ avec une constante de temps σT_r qui détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique;

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

$$\overline{\phi}_r = \frac{M}{L_S}\frac{\overline{\phi}_s}{1 + j\omega\sigma T_r} \quad (II.10)$$

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

$$\Gamma_{em} = np\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\phi_s\phi_r sin\theta_{sr} \quad (II.11)$$

Les relations (la première équation de (II.9)), (II.10) et (II.11) montrent que le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs ϕ_s *et* ϕ_r , et de leur position relative. Si l'on parvient à

contrôler le vecteur de flux $\bar{\phi}_s$ en module et en position, on peut donc contrôler $\bar{\phi}_r$ en module et en position, et donc le couple. Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est tel que : $T_e \ll \sigma T_r$. **[13].**

II.4.3. Choix du vecteur tension et table de commande

Pour fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette.

Le choix de $\bar{V}_s$ dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée i, les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone ainsi ils ne sont jamais appliqués. La sélection du vecteur tension est décrite sur la figure. *(II.4)*

Le choix du vecteur $\bar{V}_s$ dépend :

- De la position de $\bar{\phi}_s$.
- De la variation souhaitée pour le module de $\bar{\phi}_s$.
- De la variation souhaitée pour le couple
- Du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$.

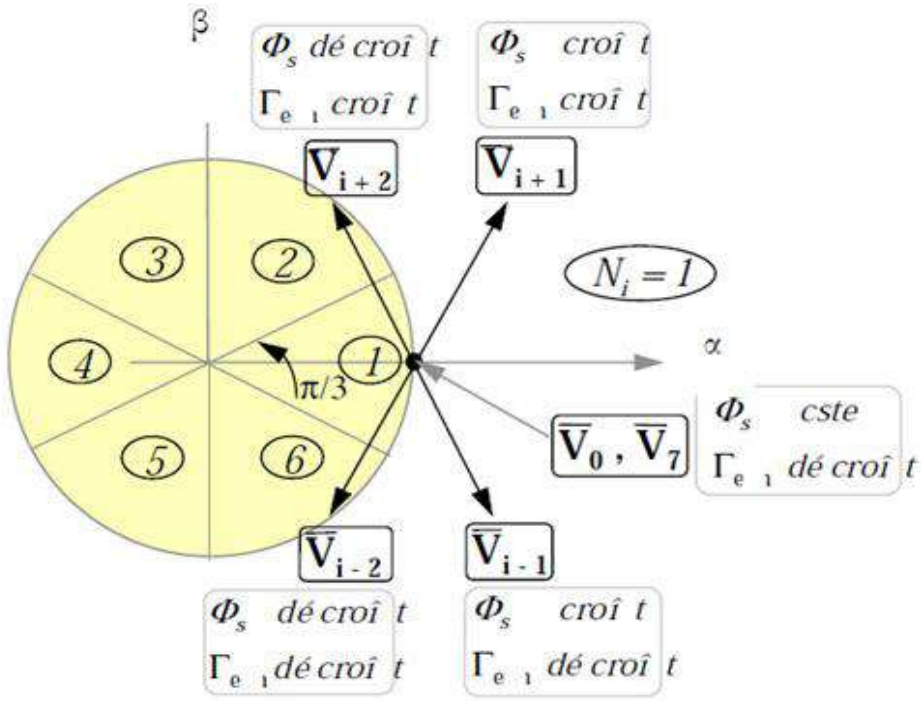


Figure II.4 :Choix du vecteur tension

Lorsque le flux $\bar{\phi}_s$ se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si $\bar{V}_{i+1}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et Γ_e croît.
- Si $\bar{V}_{i-1}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ croît et Γ_e décroît.
- Si $\bar{V}_{i+2}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et Γ_e croît.
- Si $\bar{V}_{i-2}$ est sélectionné alors $\bar{\phi}_s$ décroît et Γ_e décroît.

Si $\bar{V}_0$ et $\bar{V}_7$ sont sélectionnés alors la rotation du flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux reste inchangé. **[14].**

II.4.4. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$:

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s\alpha}(t) = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha})dt \\ \bar{\phi}_{s\beta}(t) = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta})dt \end{cases} \qquad (II.12)$$

$$\phi_s = \sqrt{{\phi_{s\alpha}}^2 + {\phi_{s\beta}}^2} \qquad (II.13)$$

Où $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation $(II.12)$ qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant statorique et du vecteur tension statorique ($I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$). Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l' application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés (I_{sa} I_{sb} et I_{sc}).

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

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs

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

La détermination de la position de ϕ_s dans l'intervalle $[0\,, 2\pi]$ est donnée par la tableau(II. 1), le numéro du secteur de la position du flux φs peut être obtenu à partir de la figure (II. 2).

Pour l'estimation du couple, on sait que le couple électromécanique est donné par :

$$\Gamma_e = f(i_s\,, \phi_s)$$

En décomposant les vecteurs on obtient :

$$\Gamma_e = np(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \qquad (II.16)$$

Où p est le nombre de paires de pôles de la machine. **[15]**

		qs
ϕsa>0	ϕsb>0	***arctan*(ϕsb/ ϕsa)**
	ϕsb<0	***arctan*(ϕsb/ ϕsa)+2p**
ϕsa=0		***arctan* (ϕsb/ ϕsa)+p**
ϕsa<0	ϕsb ³0	p/ 2
	ϕsb£0	3p/ 2

Tableau II. 1 : position du vecteur flux statorique

II.4.5. Table de commuttion

Pour le contrôle du flux statorique, Avec un correcteur à hystérésis, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (II.5). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne($Cflx$), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($Cflx = 1$) ou diminuée ($Cflx = 0$) de façon à maintenir [12] :

$$\left|(\phi_s)_{ref} - \phi_s\right| \leq \Delta\phi_s \qquad (II.17)$$

Avec $(\phi_s)_{ref}$ est le flux de référence, $\Delta\phi_s$ est la largeur d'hystérésis du correcteur.

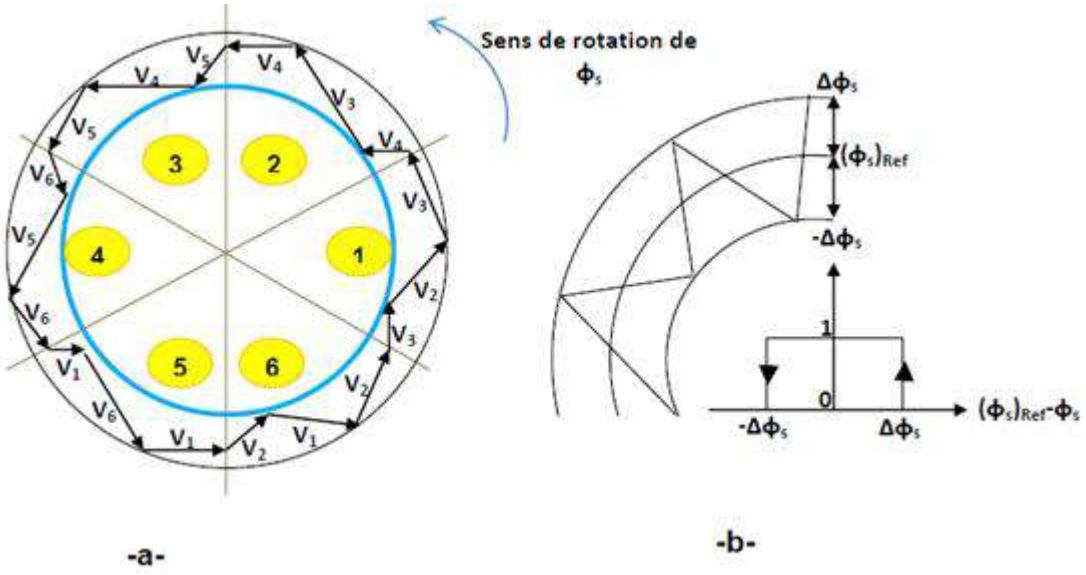


Figure (II.5) (a) Sélection des tensions correspondant au contrôle du flux, (b) Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

Pour le contrôle du couple électromagnétique, le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$\left|(\Gamma_e)_{ref} - \Gamma_e\right| \leq \Delta\Gamma_e \qquad (II.18)$$

Avec $(\Gamma_e)_{ref}$ est le couple de référence et $\Delta\Gamma_e$ est la bande d'hystérésis du correcteur. Deux solutions peuvent être envisagées :

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

Pour le correcteur à deux niveaux, il est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir le vecteur tension nul de manière de telle sorte qu'un bras de l'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée.

Pour le correcteur à trois niveaux, il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur est présentée par la variable booléenne $Ccpl$. Pour ce correcteur, la figure *(II.6)* indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Ccpl = 1$), pour une consigne positive et ($Ccpl = -1$), pour une consigne négative, ou diminuée ($Ccpl = 0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2}.

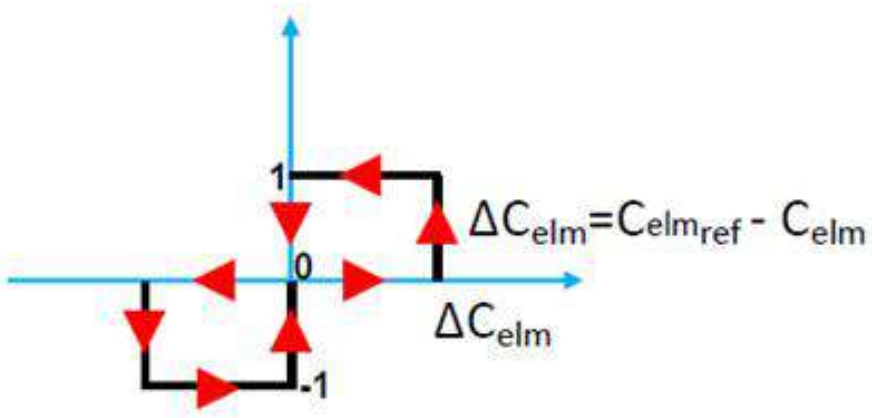


Figure II.6: Correcteur à hystérésis à trois niveaux du couple

Finalement, en utilisant les deux comparateurs à hystérésis, la table de commande ou de commutation est construite en fonction de l'état des variables booléennes ($cflx, ccpl$) et de la zone *Ni* indiquant la position de flux statorique, le tableau (***II***.2) illustre l'évolution des

vecteur de commutation en fonction des évolutions du flux statorique et du couple électromagnétique.

flux	*couple*	*N=1*	*N=2*	*N=3*	*N=4*	*N=5*	*N=6*	*Contrôleur*
Cfx=0	*Ccpl=1*	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	*Deux niveaux*
	Ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	Ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	*Trois niveaux*
Cfx=1	*Ccpl=1*	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	*Deux niveaux*
	Ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	Ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	*Trois niveaux*

Tableau (II.2) : tableau de vérité de la structure de la DTC

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur. La figure (***II***.7) présente la structure générale d'une commande directe du couple pour un moteur asynchrone à cage.

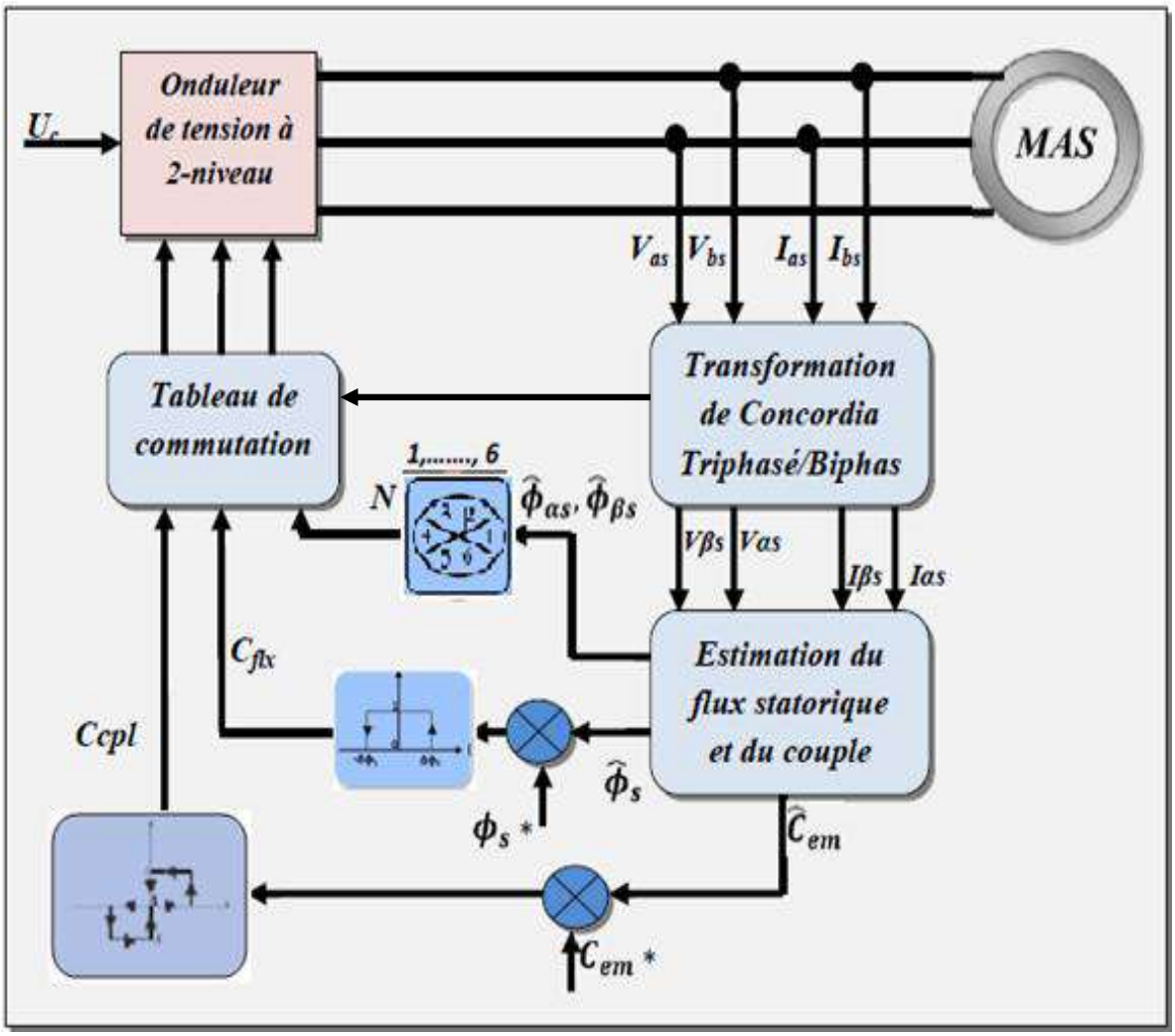


Figure II.7 : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple

II.5. Résultats de simulation et interprétation

Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de *1.5 kW*, dont les paramètres sont récapitulés dans l'annexe A, est simulé sous l'environnement *Matlab/Simulink.*

La simulation est effectuée pour les conditions de fonctionnement suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\pm 1.5\ Nm$;
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux à $\pm\ 0.1\ Wb$;
- La valeur de référence du flux statorique est $\phi_{sref} = 1\ Wb$;
- La valeur de référence de la vitesse de rotation est $\Omega_{ref} = 150\ rad/s$;
- La valeur de référence du couple électromagnétique est récupérée à la sortie d'un régulateur IP.

Pour le démarrage à vide, les résultats de simulation obtenus sont résumés sur les figues (*II*.9) , (Fig. ***II***.8), (Fig. ***II***.12), (Fig. ***II***.11) et (Fig. ***II*** .10). Les résultats illustrés montrent la

capacité du schéma de commande DTC à assurer des performances acceptables en régime dynamique avec un temps de démarrage égale à 0.3s sans dépassement de vitesse.

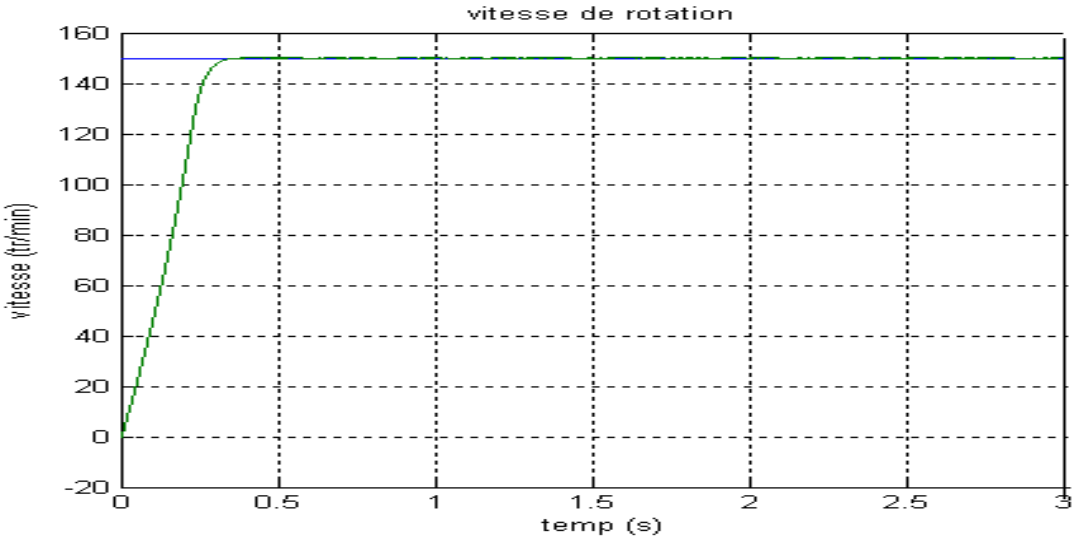


***Figure II.8** : évolution de vitesse de rotation*

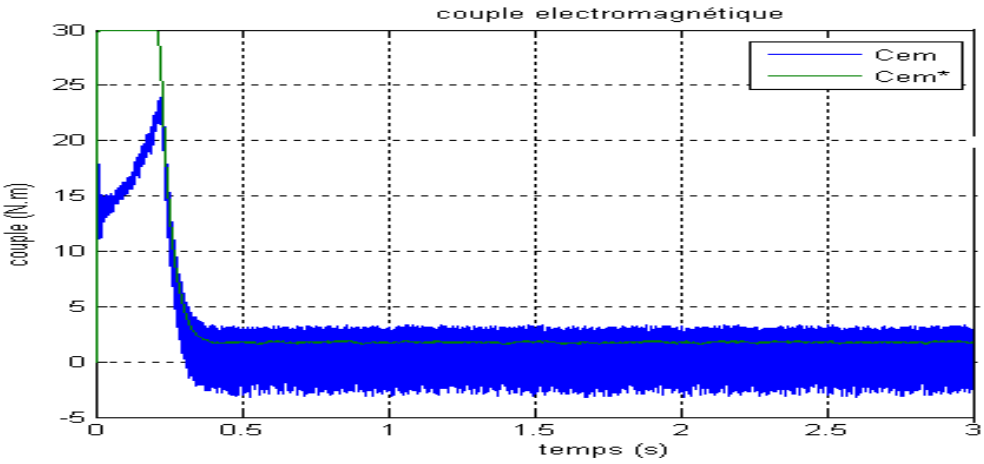


***Figure II.9** : évolution du couple électromagnétique*

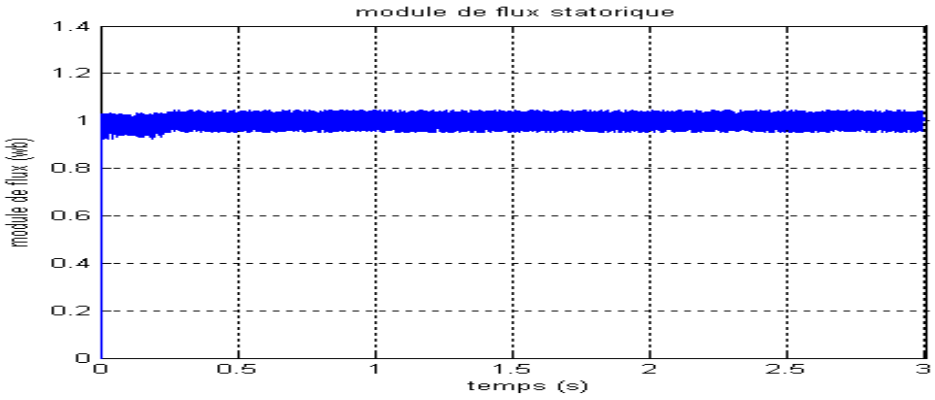


***Figure II.10** : évolution du module du flux statorique*

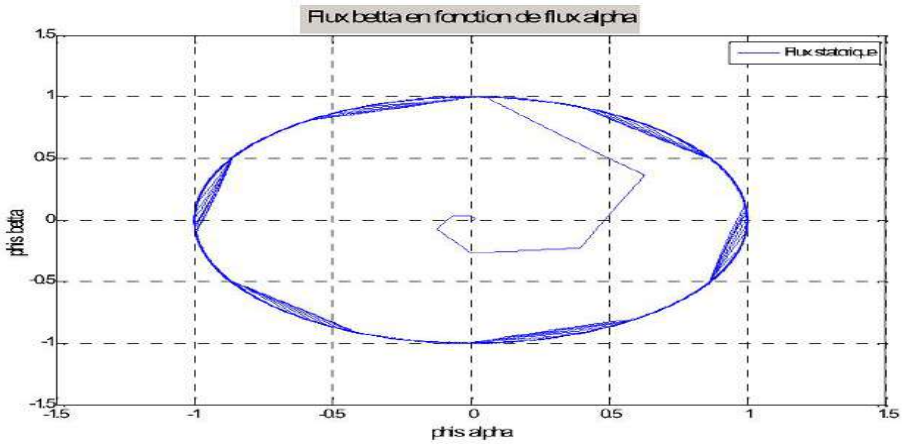


***Figure II.11** : trajectoire de flux statorique alpha on fonction de betta*

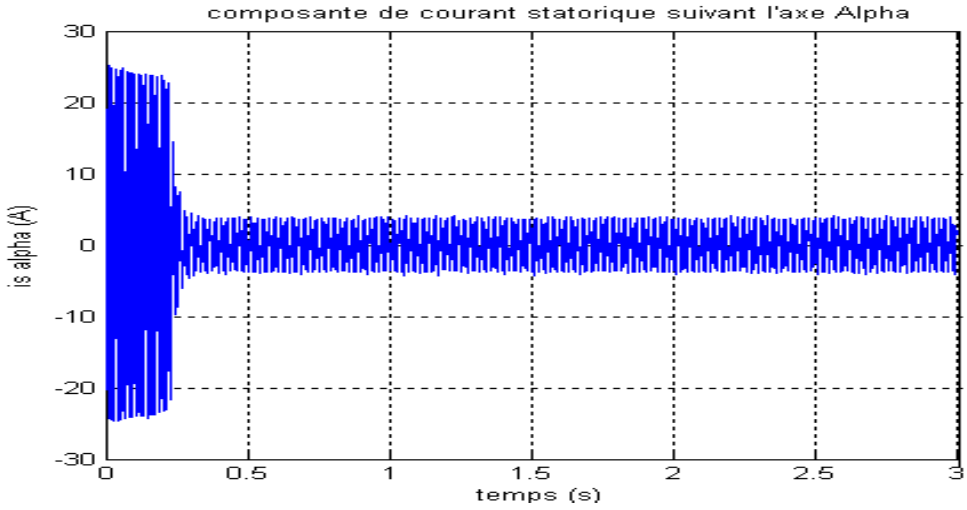


***Figure II.12** : évolution de courant statorique suivant l'axe alpha*

Pour l'application d'une charge (10*Nm* à l'instant *t=1.5s*), les réponses obtenus permettent de conclure que la commande maintient ses performance et assure le rejet des perturbations.

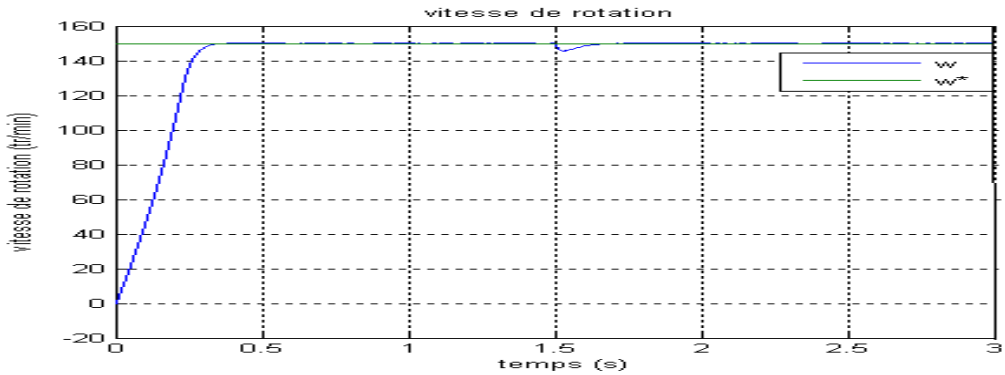


***Figure II.13** : évolution de vitesse de rotation*

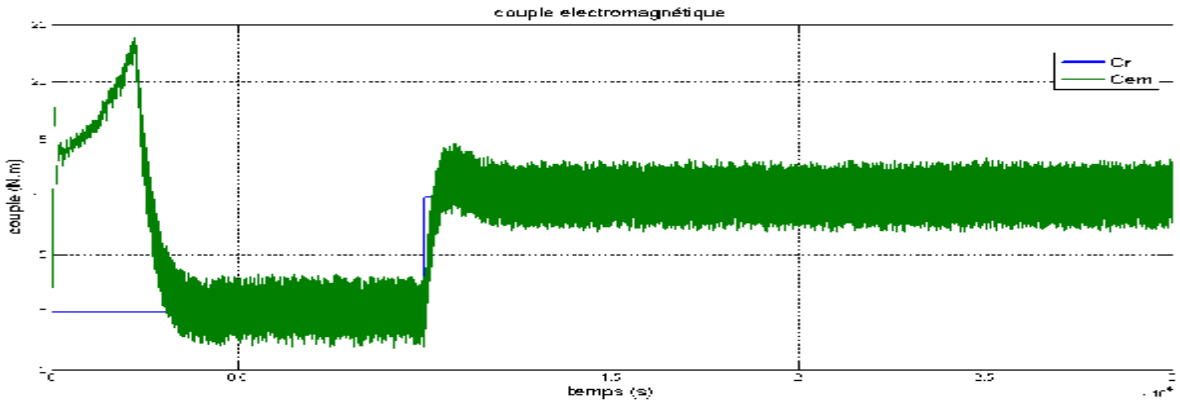


***Figure II.14** : évolution du couple électromagnétique*

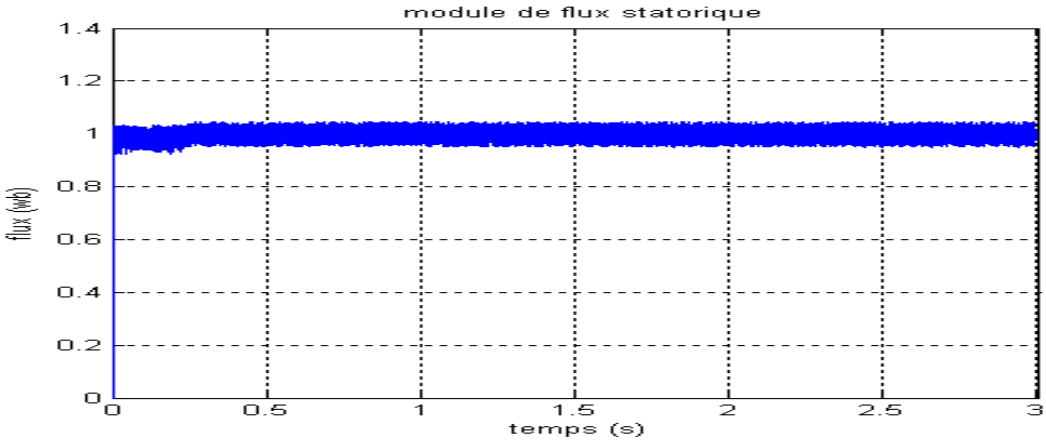


***Figure II.15** : évolution du module de flux statorique*

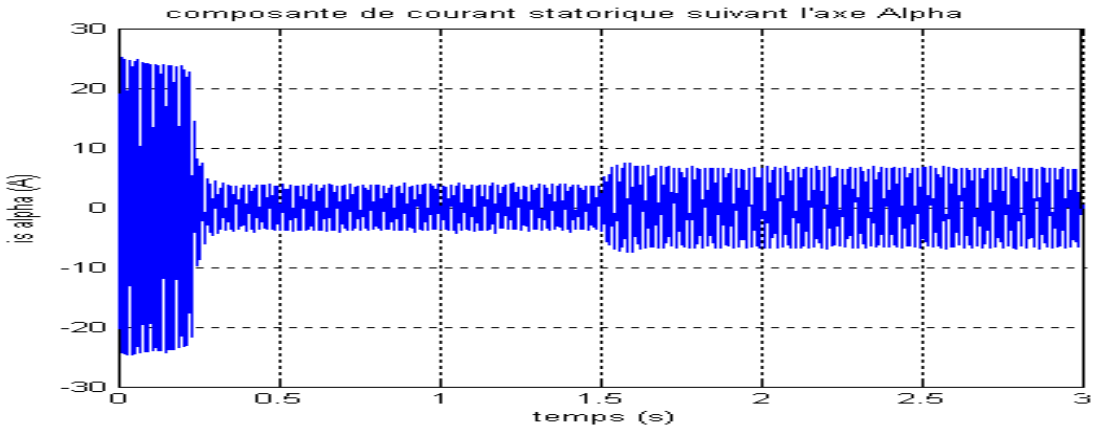


***Figure II.16** : évolution de courant statorique suivant l'axe alpha*

De même, lors de l'inversion du sens de rotation, les performances sont maintenus Fig ***(II. 17) , (II. 18) , (II. 19),(II. 20).***

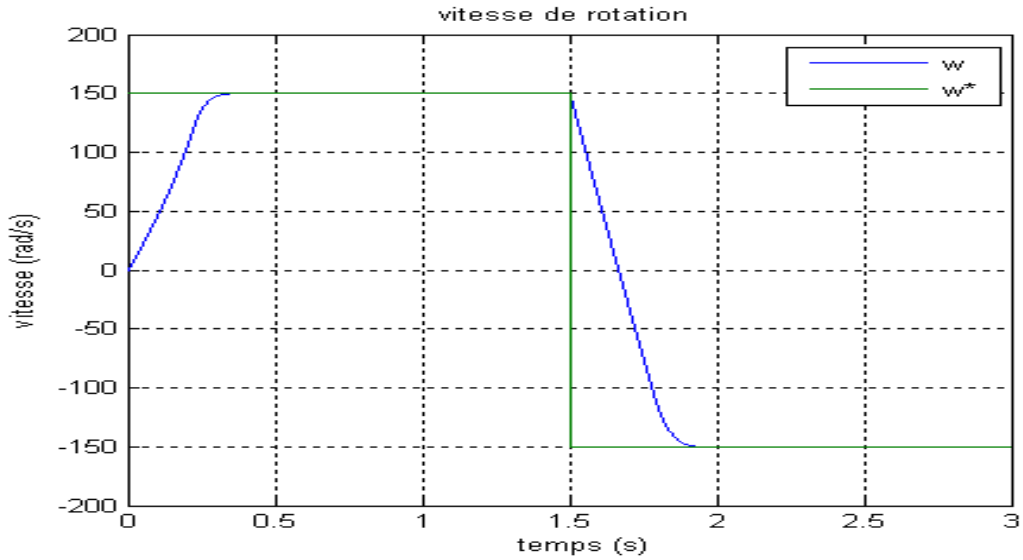


***Figure II.17** : évolution de vitesse de rotation en mode inverse*

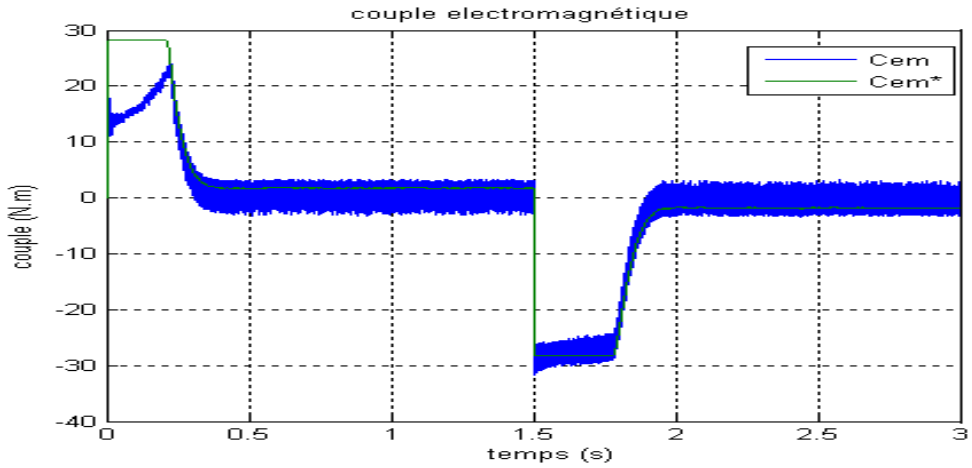


***Figure II.18** : évolution du couple inverse de rotation*

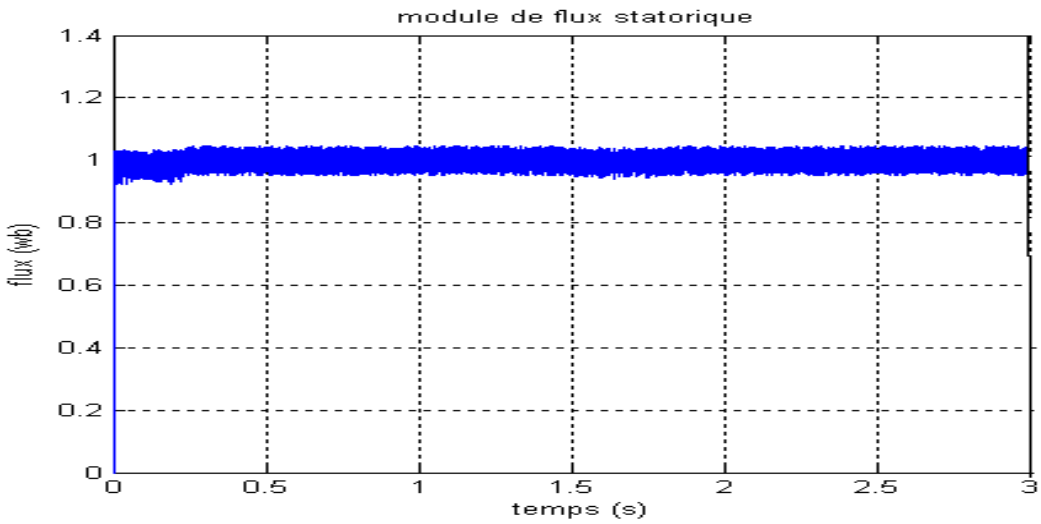


***Figure II.19** : évolution du module statorique(inverse de rotation)*

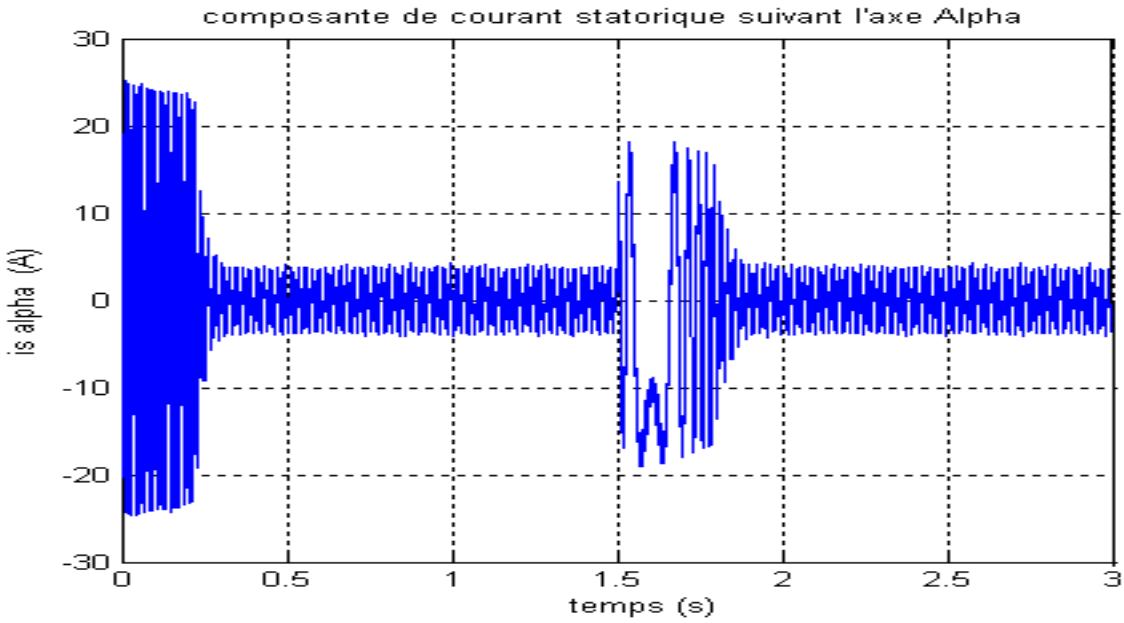


***Figure** II. 20 : évolution de courant statorique (inverse de rotation)*

Pour tester le comportement de la DTC avec variation de la résistance statorique , on a applique un échelon de 75% pour ce paramétré on à trouver les résultat obtenu figure(***II. 21), (II. 22) (II. 23),*** la DTC perde ces performance avec la variation de R_s . Donc il faut trouver un moyen pour composer l'effet de ce paramètre.

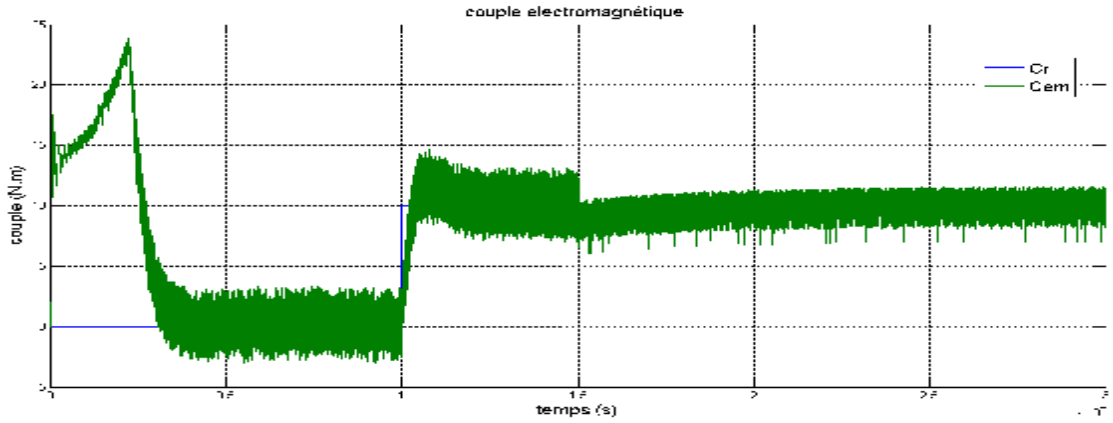


Figure II.21 :*Evolution du couple électromagnétique*

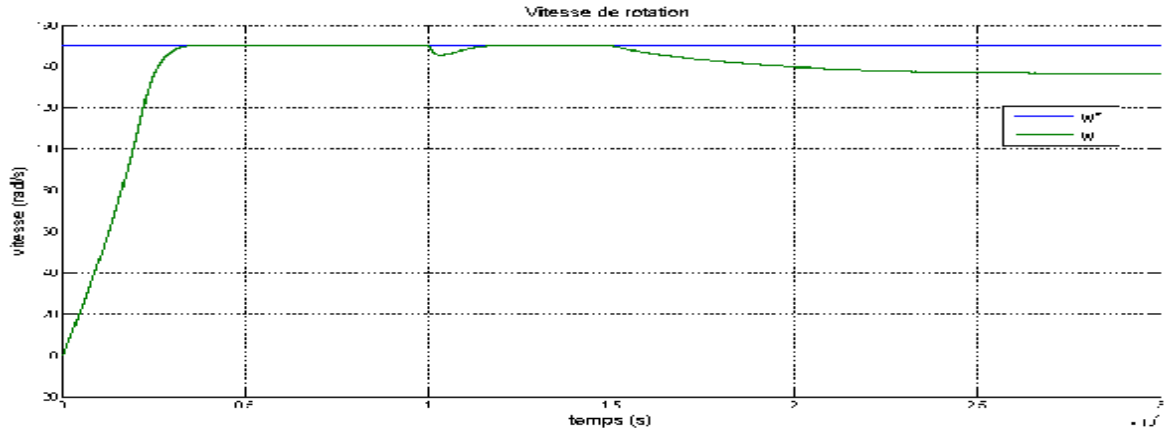


Figure II.22 :*Evolution de la vitesse de rotation*

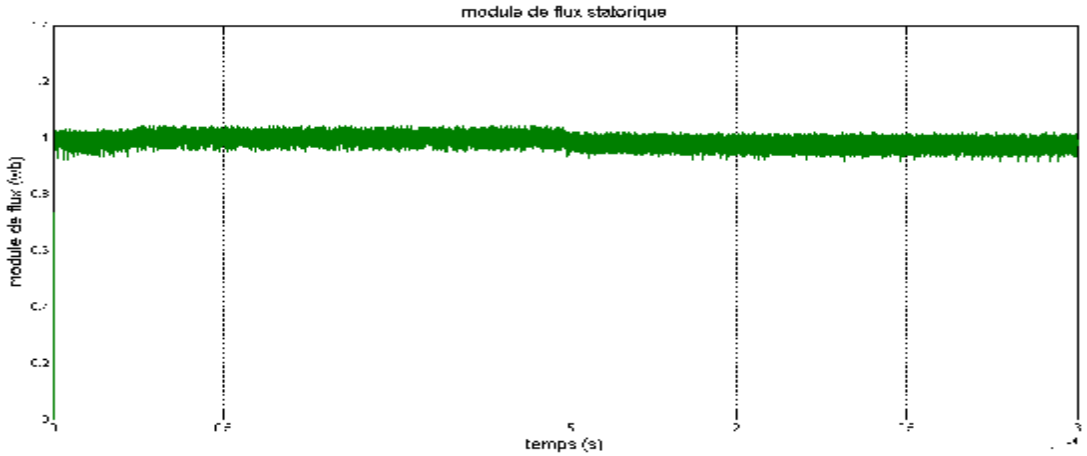


***Figure II.23** :Evolution du module de flux statoriqu*

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre, les principaux concepts de la commande directe du couple (DTC) ont été étudiés. Les lois de commande trouvées ont été appliquées sur une machine asynchrone à cage pour tester ses performances dynamiques. Les résultats obtenus permettent de conclure qu'un choix convenable des vecteurs tension de l'onduleur assure un contrôle découplé du couple et du flux statorique et, par conséquent, garantir des performances dynamiques acceptables pour toutes les conditions de fonctionnement de la machine. Cependant, quelques inconvénients sont à relever. D'une part, on constate la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation et, d'une autre part l'influence de la variation de la résistance statorique sur les performances de la commande. En effet, la résistance statorique est indispensable pour l'estimation du flux statorique qui est un élément essentiel pour la DTC. A cet effet, le chapitre suivant sera consacré à l'élaboration d'un estimateur pour ce flux.


بسم الله الرحمن الرحيم

République Algérienne Démocratique et Populaire
Université Dr.Yahia Farès de Médéa
Faculté des Sciences et de la technologie
Département d'Electrotechnique

Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à cage

Élaboration d'un estimateur non linéaire pour le flux statorique



Promoteur :
- ✓ *Dr.N. kabache.*
- ✓ *Dr.S.Moulehoum*

Réalisé par :
- ✓ *B.Sahraoui.*
- ✓ *D.Bouzenag.*

PLAN DU TRAVAIL:

- *Introduction générale*
- *Modélisation de la machine asynchrone*
- *Commande directe du couple (DTC)*
- *Elaboration des estimateurs non linéaires*
- *Conclusion générale*



1.Introduction générale

Introduction générale

Le moteur asynchrone est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie

les techniques de contrôle direct de son couple (DTC) ,qui sont basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du son comportement , servent à améliorer les performances du moteur.

Objectif

Pour simplifier la commande DTC, nous proposons une élaboration d'un estimateur non linéaire permettant de fournir directement les valeurs du flux statorique sans passer par l'estimation de la résistance statorique. Cet estimateur utilise le principe du modèle de référence adaptatif.

Chapitre I

MODÉLISATION DE LA MOTEUR ASYNCHRONE À CAGE

I.3. Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine asynchrone repose sur la loi d'induction où la machine asynchrone est transformatrice à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.

La variation du champ tournant statorique engendre une f.e.m (loi de LENZ)

$$E = -\frac{d\phi}{dt}$$

I.4. Modèle mathématique de la machine asynchrone à cage

hypothèses simplificatrices:

•La machine est de constitution symétrique.

•La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis , les courants de Foucault , l'influence de l'effet de peau sont tous négligés.

•On admet de plus que la force magnétomotrice créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

I.4.1. Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel triphasé

Équations des tensions

- Pour le stator:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

- Pour le rotor:

$$[v_{abcr}] = R_r [i_{abcr}] + \frac{d}{dt} [\phi_{abcr}] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

I.4.1. Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel triphasé

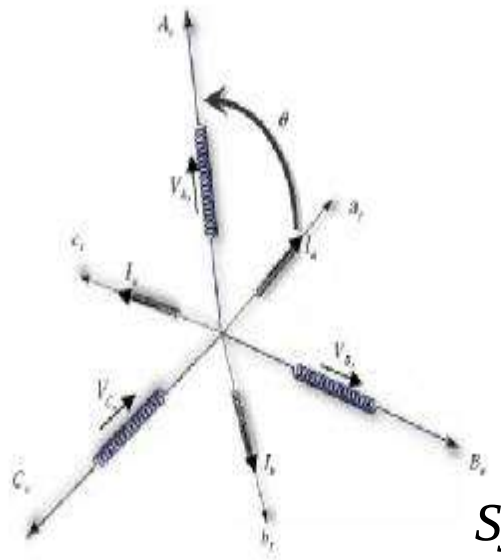
Équations des flux:

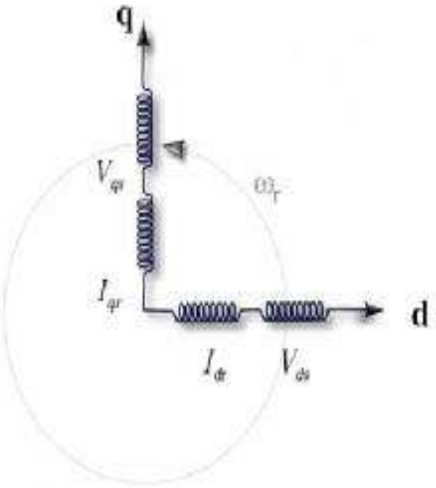
$$\begin{bmatrix}\phi_{as}\\ \phi_{bs}\\ \phi_{cs}\\ \phi_{ar}\\ \phi_{br}\\ \phi_{cr}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & m_s & m_s & m_1 & m_3 & m_2 \\ m_s & l_s & m_s & m_2 & m_1 & m_3 \\ m_s & m_s & l_s & m_3 & m_2 & m_1 \\ m_1 & m_2 & m_3 & l_r & m_r & m_r \\ m_3 & m_1 & m_2 & m_r & l_r & m_r \\ m_2 & m_3 & m_1 & m_r & m_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as}\\ i_{bs}\\ i_{cs}\\ i_{ar}\\ i_{br}\\ i_{cr}\end{bmatrix}$$

Avec :

m_1 , m_2 ,et m_3 sont les inductances mutuelles variables en fonction de l'angle de rotation ,ce qui complique considérablement l'étude des régimes dynamiques .donc la solution adaptée est le passage de ParK.

I.4.2 Modèle de Park





Systèmes d'axes diphasés (d, q)

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

I.4.3. Equations de la machine asynchrone dans le référenciel biphasé

ØEquations des tensions

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \dfrac{d}{dt}\phi_{ds} - \omega_c \phi_{qs} \\ V_{ds} = R_s I_{qs} + \dfrac{d}{dt}\phi_{qs} + \omega_c \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d}{dt}\phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d}{dt}\phi_{qr} + (\omega_c - \omega_r)\phi_{dr} \end{cases}$$

ØEquations des flux

$$\begin{cases} \phi_{ds} = I_{ds} \cdot L_s + I_{dr} \cdot L_m \\ \phi_{qs} - I_{qs} \cdot L_s + I_{qr} \cdot L_m \\ \phi_{dr} = I_{dr} \cdot L_r + I_{ds} \cdot L_m \\ \phi_{qr} = I_{qr} \cdot L_r + I_{qs} \cdot L_m \end{cases}$$

ØEquation du couple

$$\Gamma_e = P \cdot L_m (I_{qs} \cdot I_{dr} - I_{ds} \cdot I_{qr})$$

I.4.4. Choix du référentiel

ØRéférentiel lié au stator (*dq*):

$$caractérisé\ par\ \omega_c = 0, et\ par\ conséquence\ \omega_{sl} = -\omega_r$$

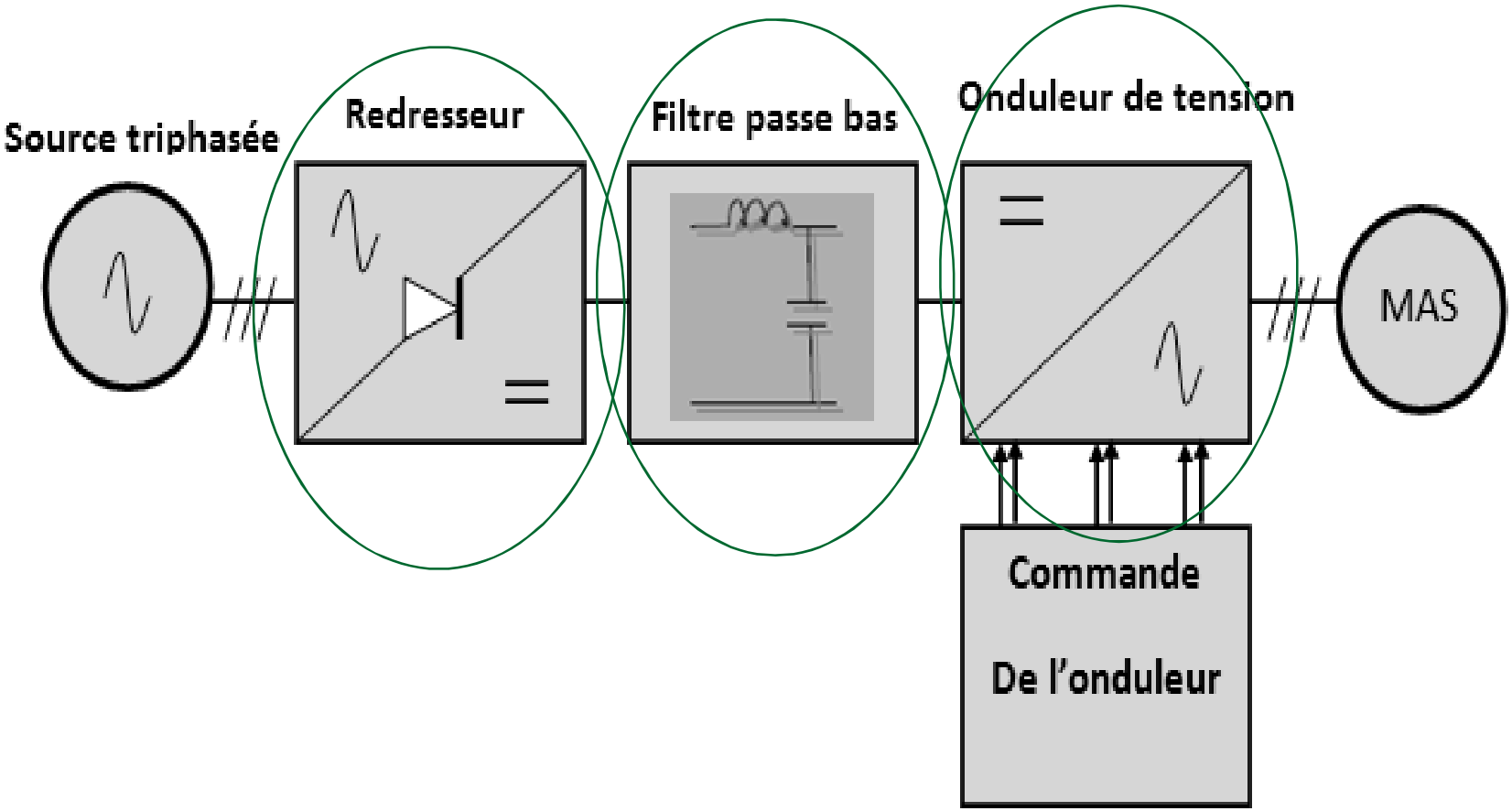
ØRéférentiel lié au rotor:

$$caractérisé\ par\ \omega_c = \omega_r, et\ par\ conséquence\ \omega_{sl} = 0$$

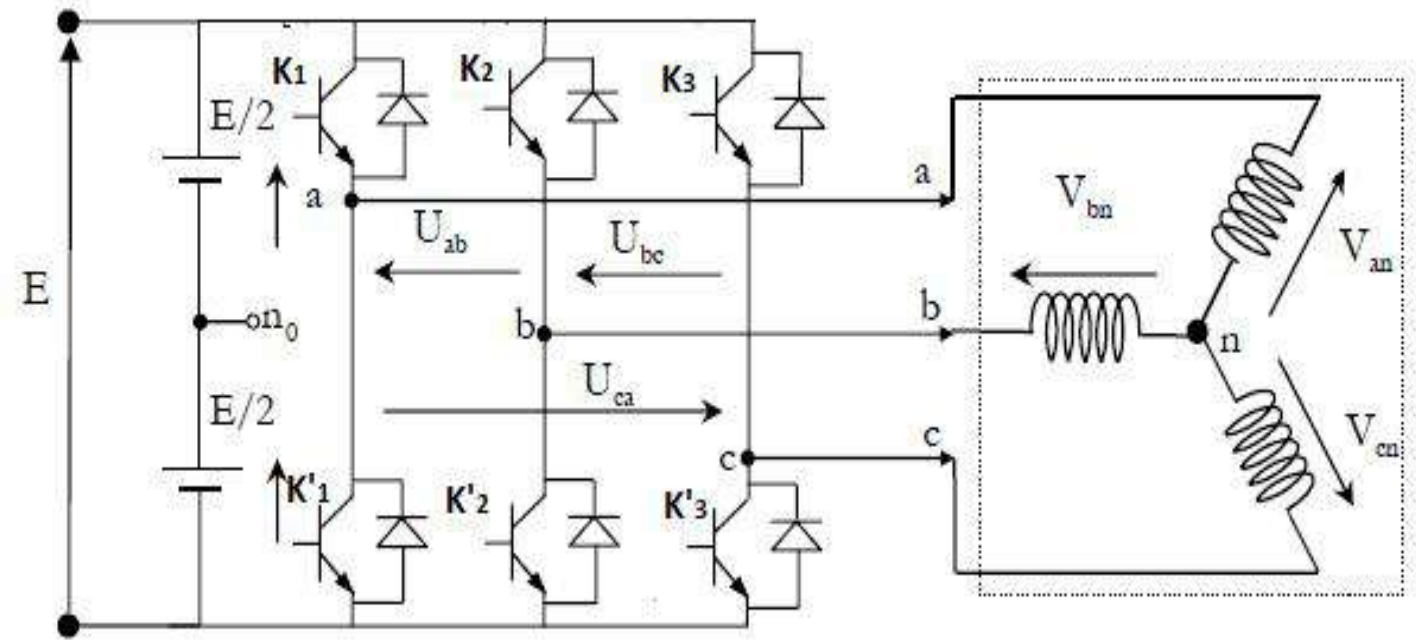
ØRéférentiel lié au champ tournant (dq):

$$caractérisé\ par\ \ \omega_c = \omega_s\ , et\ \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$$

I.5. Association onduleur - machine asynchrone à cage

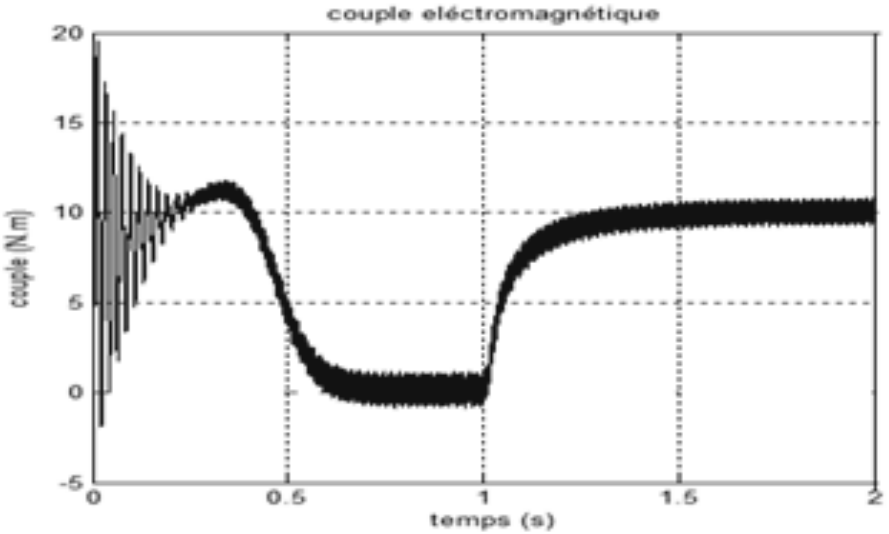


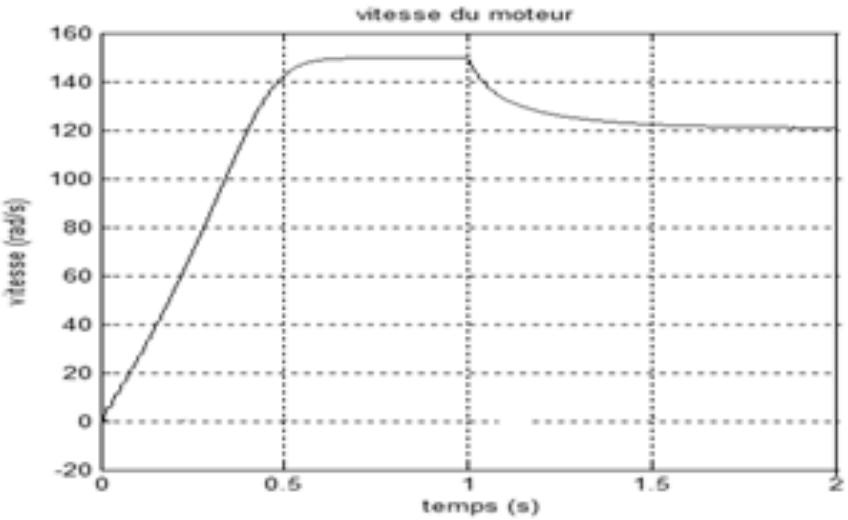
I.5.1. Modélisation de l'onduleur

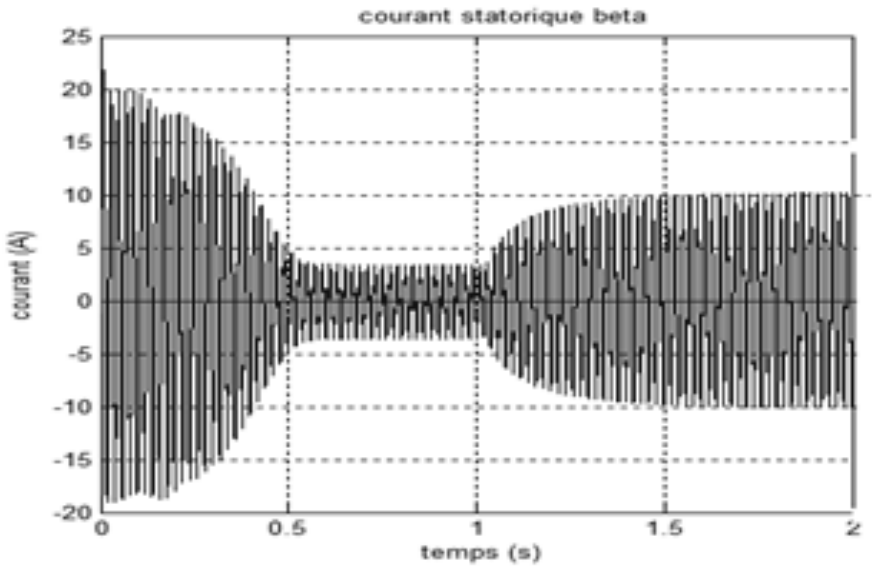


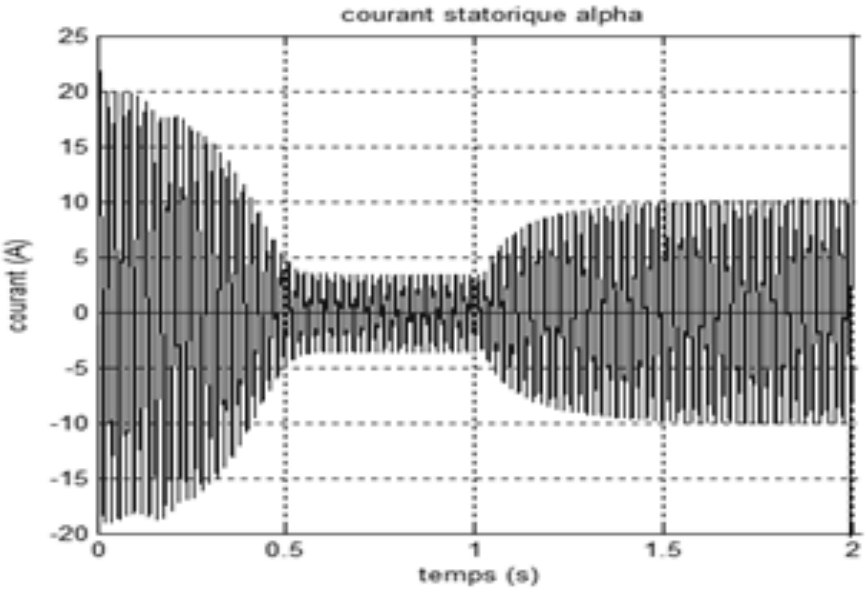
$$S_j = \begin{cases} 1 & si \quad K_j \ est \ fermé \ \ K'_j \ est \ ouvert \\ 0 & si \quad K_j \ est \ fermé \ \ K'_j \ est \ ouvert \end{cases}$$

I.6 Résultats de simulation

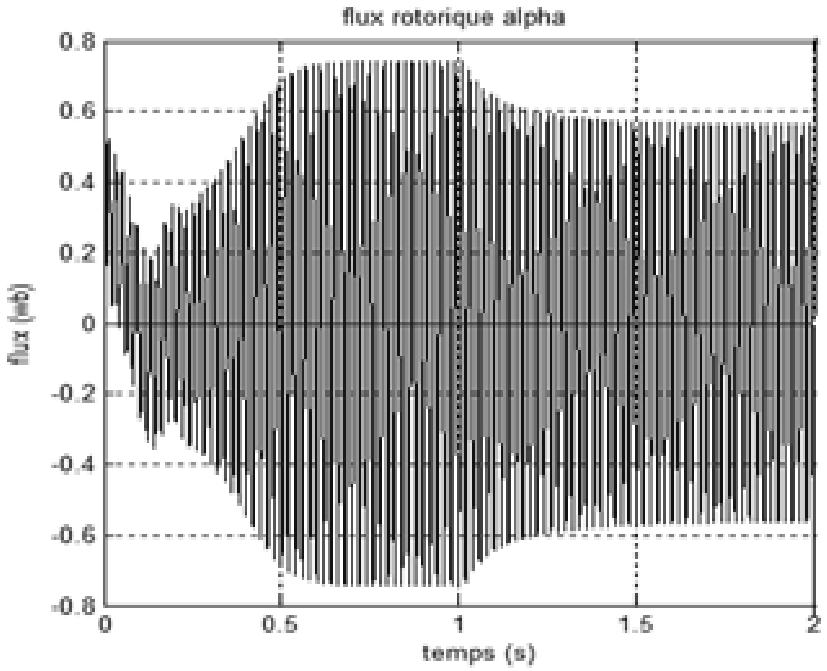


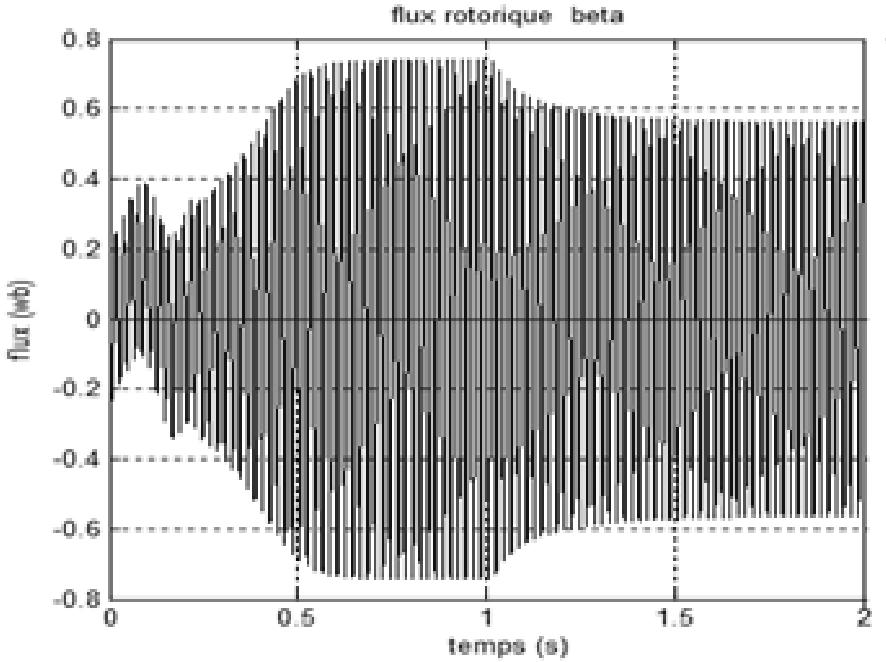






I.6 Résultats de simulation





Simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension



Chapitre II

COMMANDE DIRECT DE COUPLE (DTC)

II.1 Commande directe du couple

ØLes avantages:

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées.
- Utilise un modèle simplifie du moteur à induction.
- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).

II.2 Commande directe du couple

Øinconvénients:

•L’existence de problèmes à basse vitesse.

•La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.

•L’existence des oscillations du couple.

II.3 Fonctionnement avec un onduleur de tension à deux niveaux

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[V_{an} + V_{bn}e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn}e^{j\frac{4\pi}{3}}\right]$$

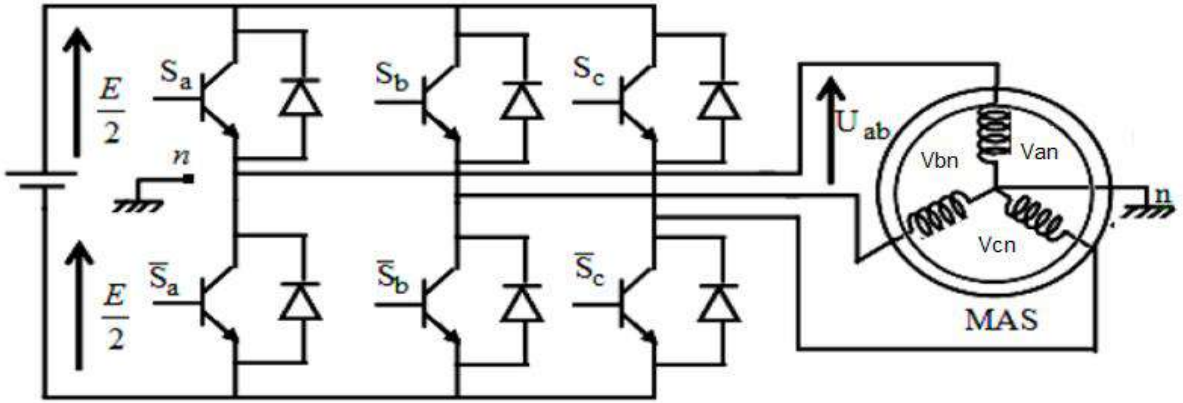


Figure II.1 onduleur en pont et sa charge

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}\,U_0\left[S_a + aS_b + a^2S_c\right]$$

II.3 Fonctionnement avec un onduleur de tension à deux niveaux

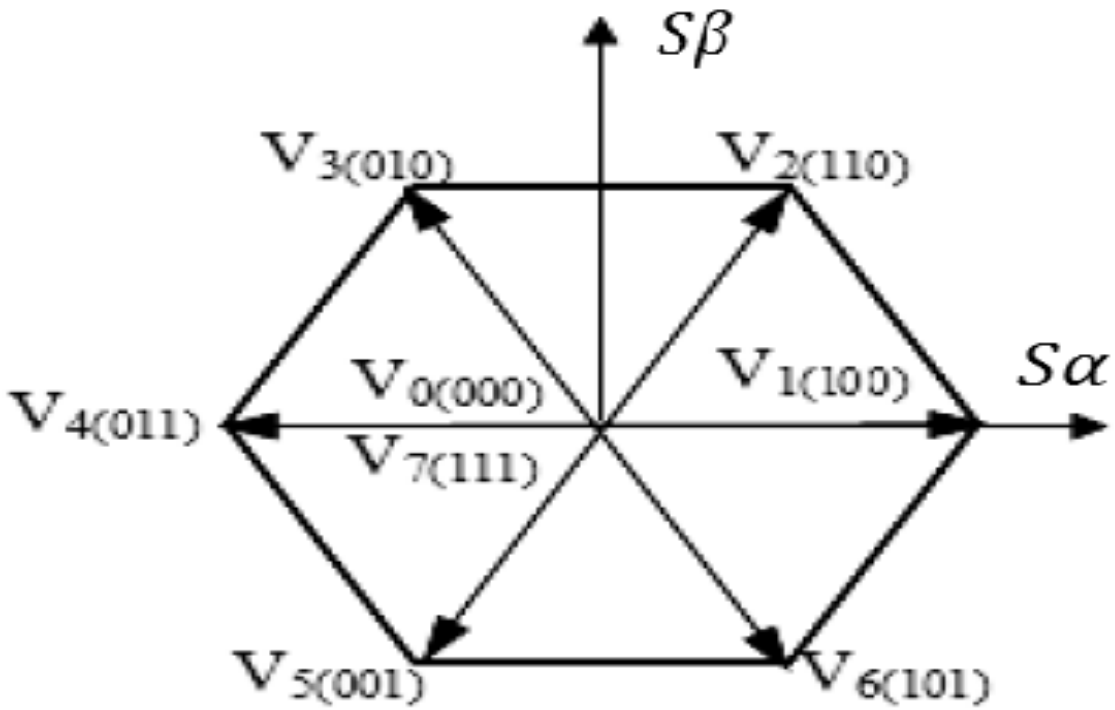


Figure II.2 : Représentation vectorielle de l'onduleur de tension

II.4. Contrôle de flux et de couple électromagnétique

ØContrôle du flux statorique:

$$\bar{\phi}_s(t) = \bar{\phi}_s(0) + \bar{V}_s T_e$$

ØContrôle du couple électromagnétique

$$\Gamma_{em} - \Gamma \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r sin\theta_{sr}$$

II.4. Contrôle de flux et de couple électromagnétique

Ø Choix du vecteur tension et table de commande

Le choix du vecteur $\overline{V}_s$ dépend:

:

- De la position de $\overline{\Phi}_s$
- De la variation souhaitée pour le module de $\overline{\phi}_s$.
- De la variation souhaitée pour le couple
- Du sens de rotation de $\overline{\phi}_s$.

II.4. Contrôle de flux et de couple électromagnétique

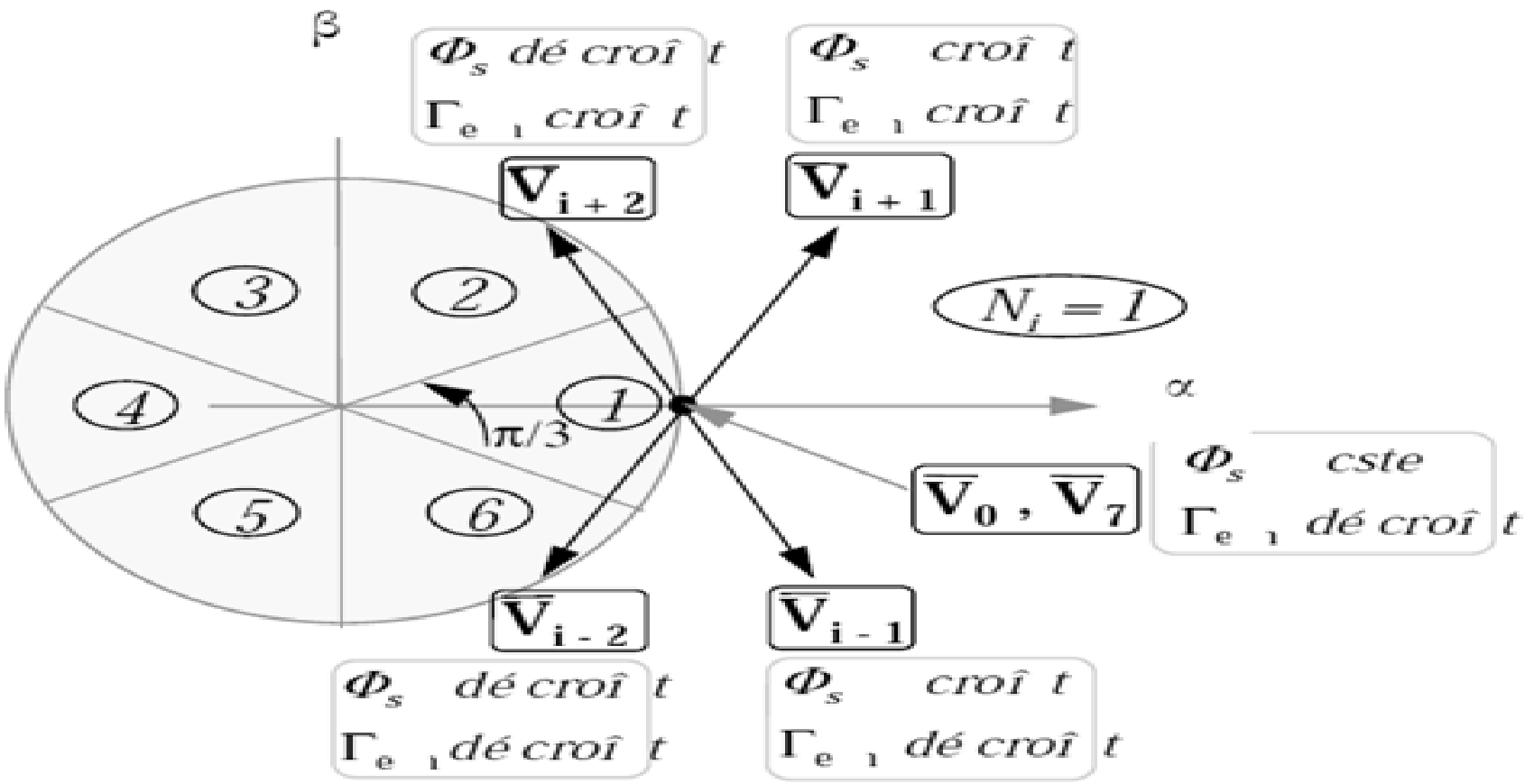


Figure II.4 :Choix du vecteur tension

II.4.4. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

- Estimation du flux statorique

$$\begin{cases} \bar{\phi}_{s\alpha}(t) = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha})dt \\ \bar{\phi}_{s\beta}(t) = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta})dt \end{cases}$$

- Estimation du couple électromagnétique

$$\Gamma_e = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

structure générale du contrôle directe du couple

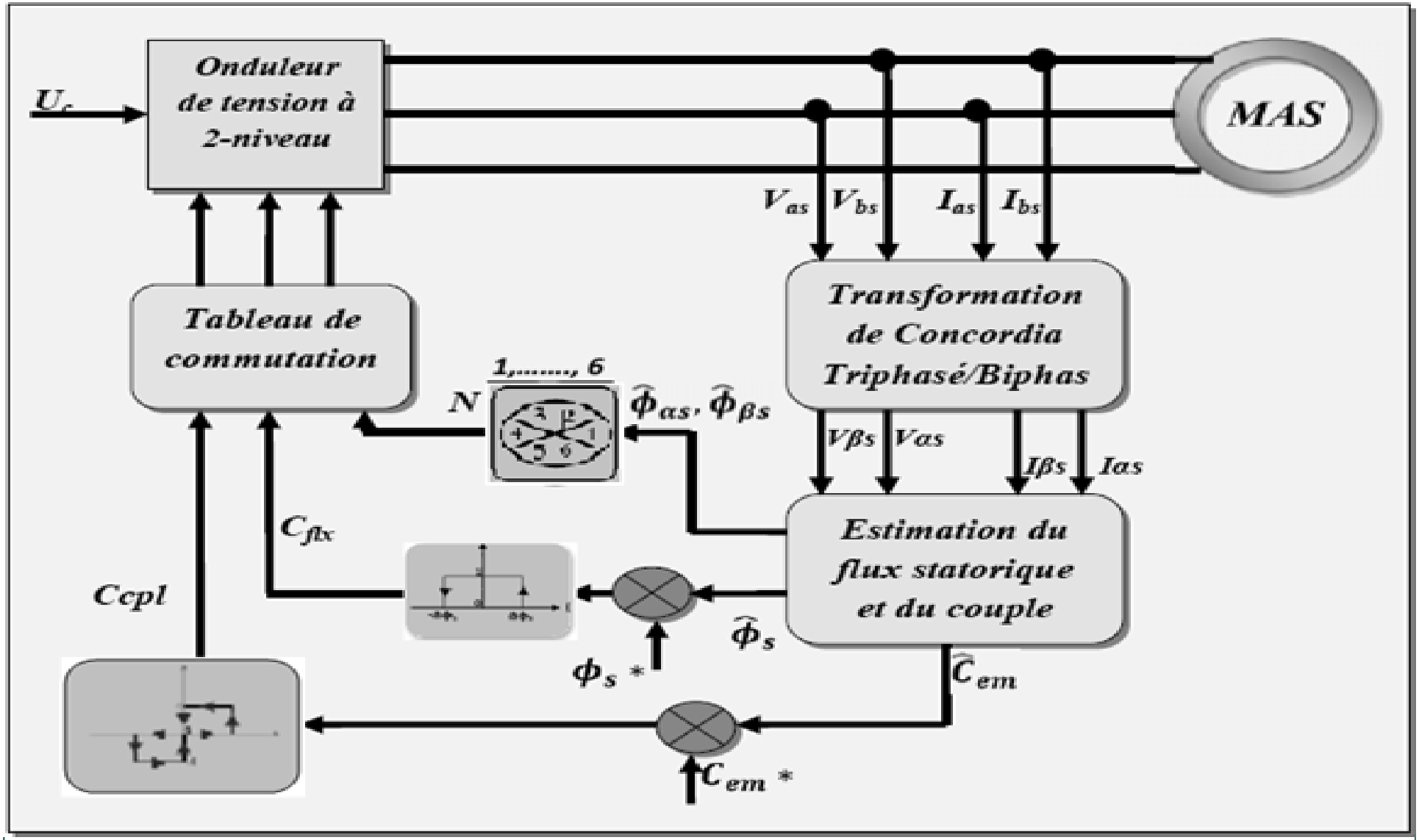
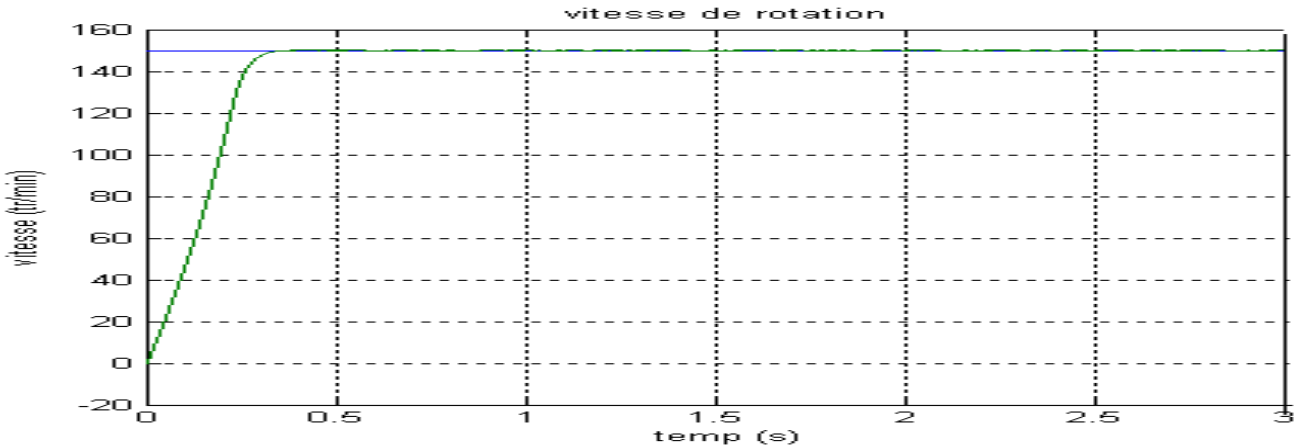
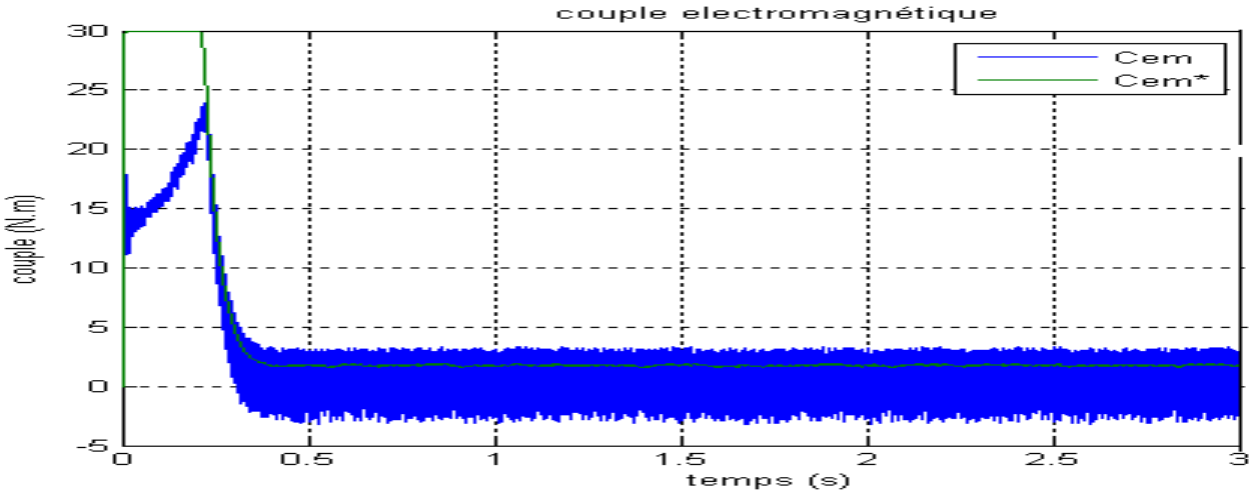


Figure **II.7 : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple**

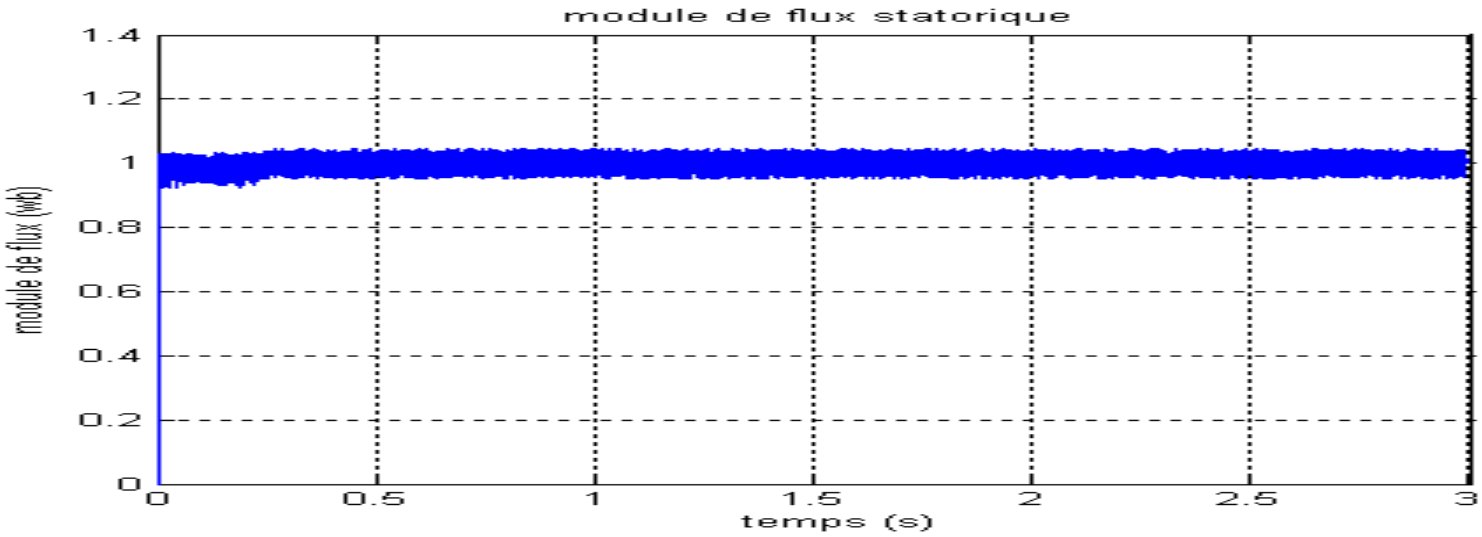
II.5. Résultats de simulation

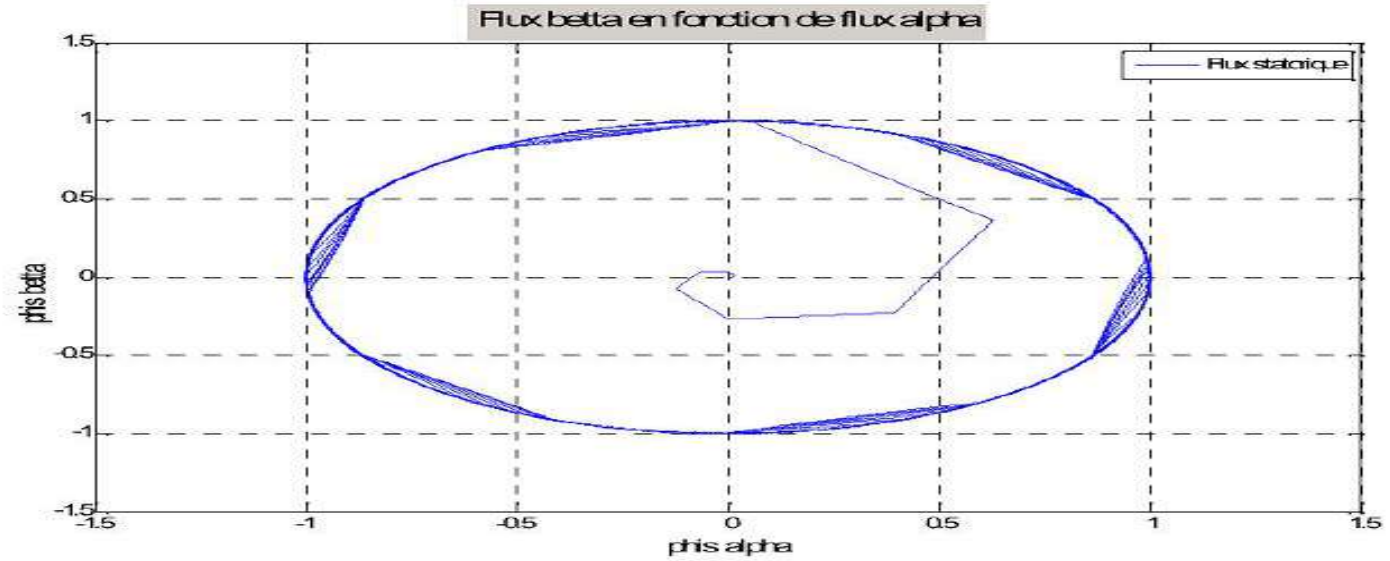
démarrage à vide



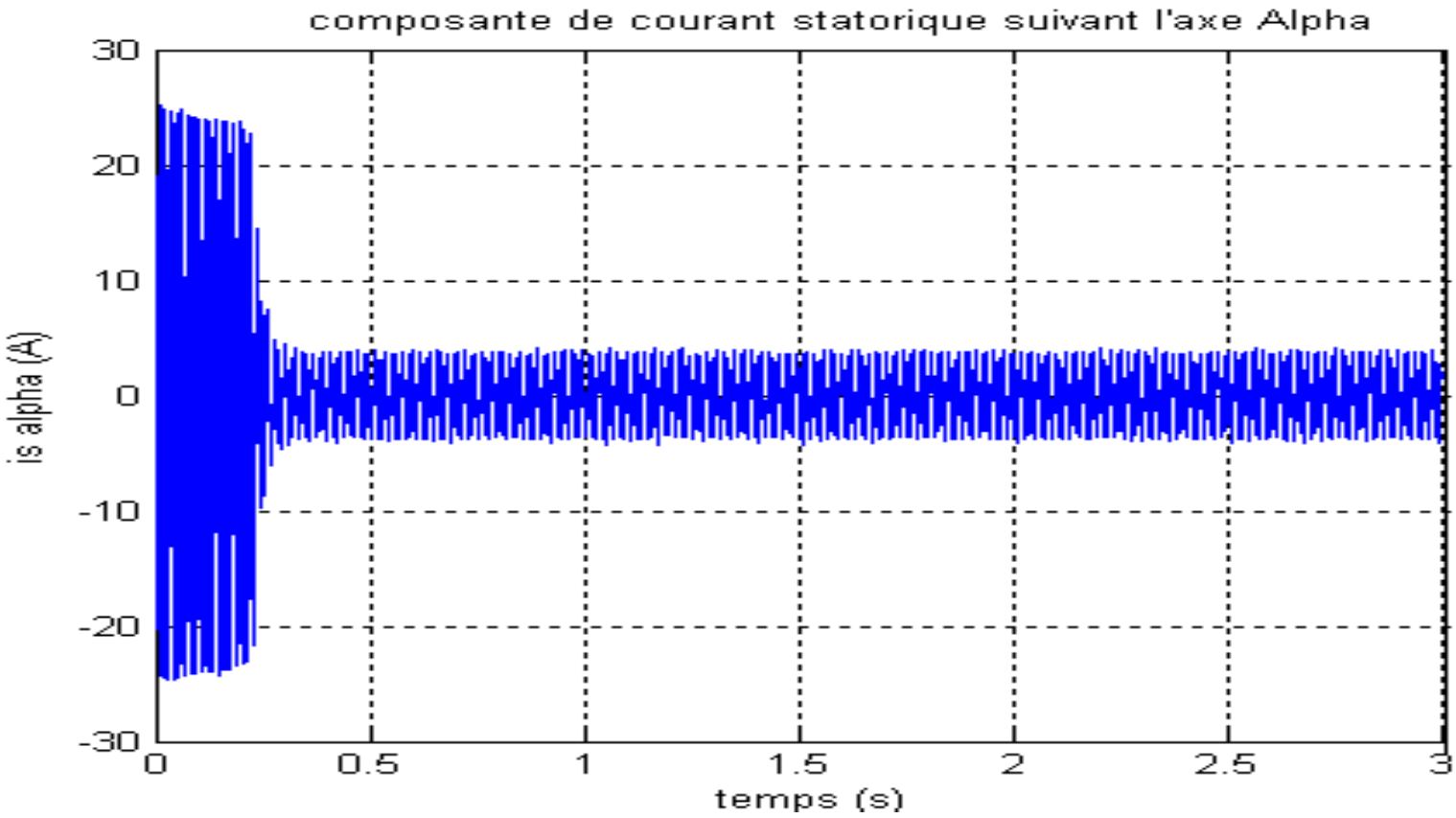


II.5. Résultats de simulation



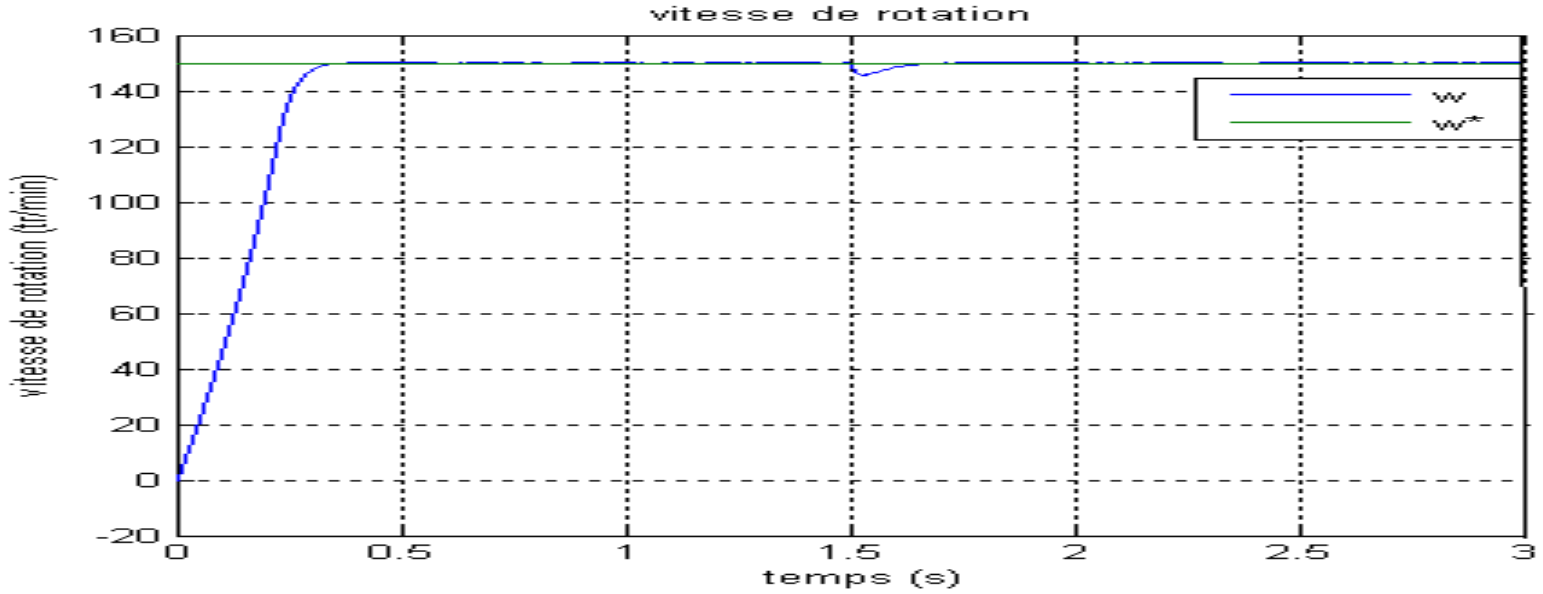


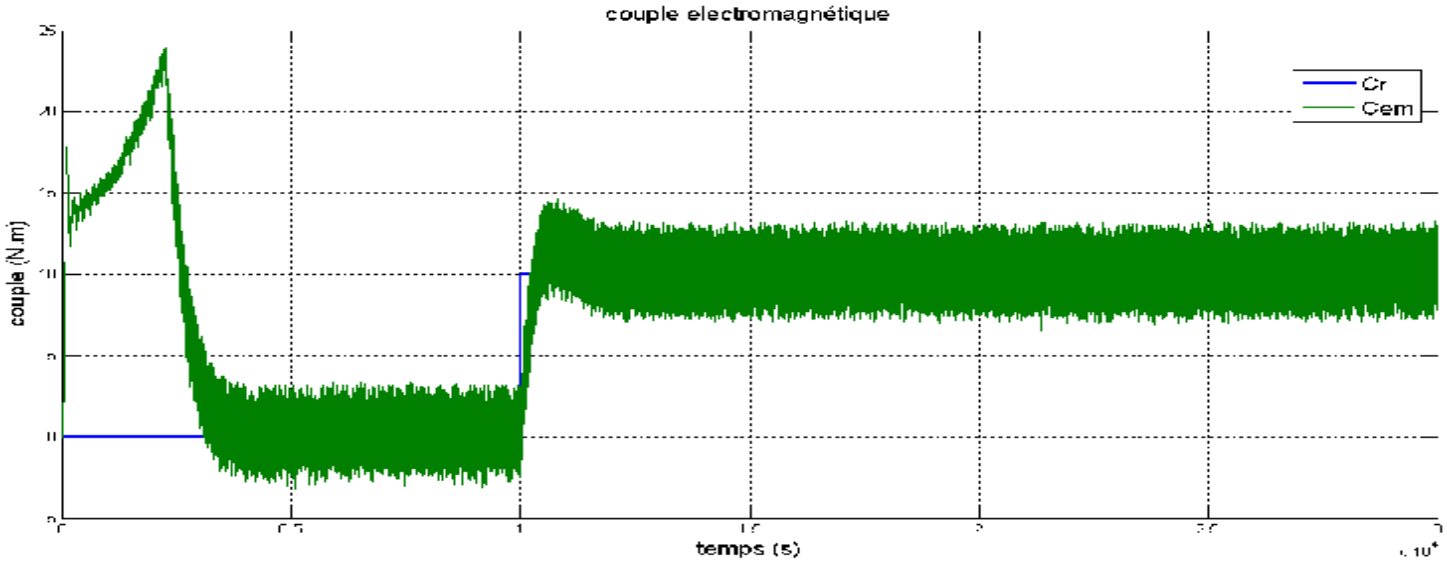
II.5. Résultats de simulation



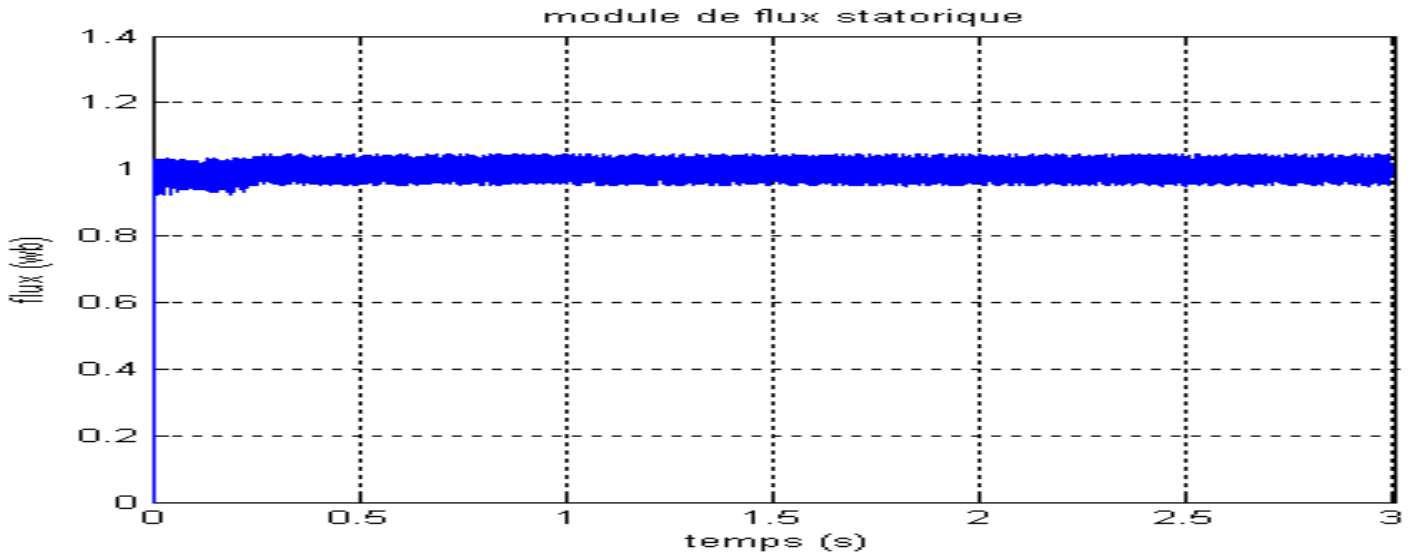
II.5. Résultats de simulation

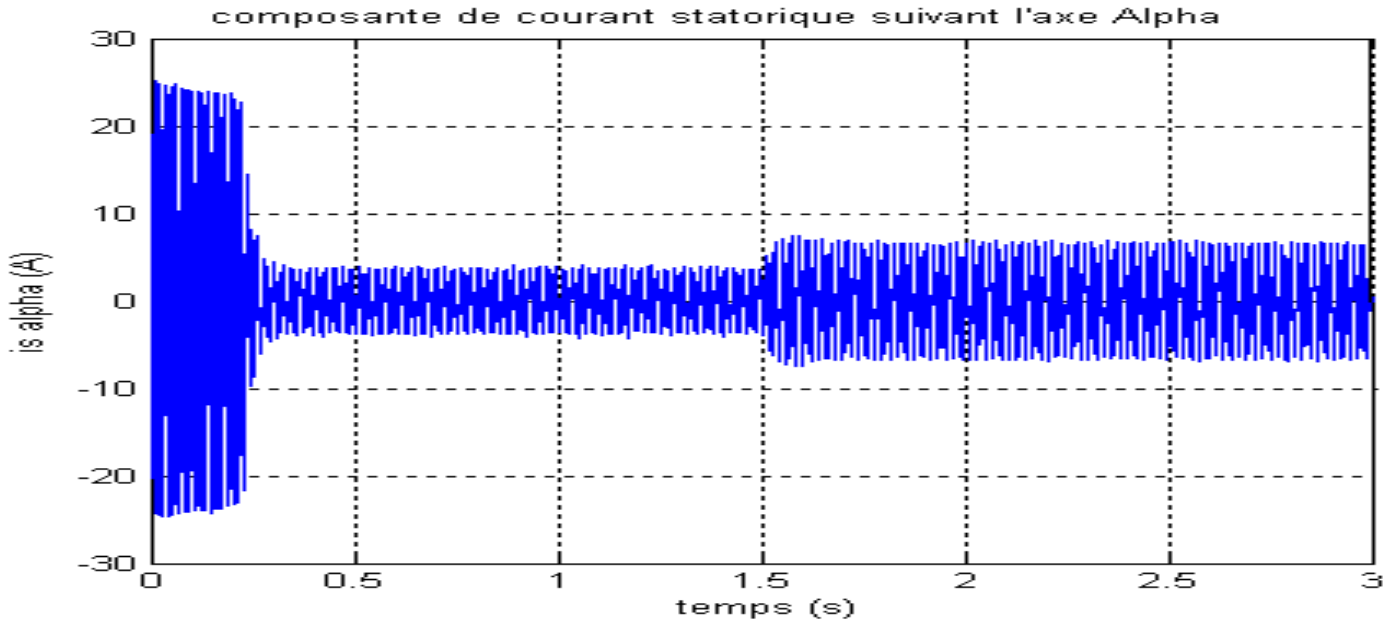
Ø Pour l'application d'une charge (10*Nm* à l'instant *t=1.5s*)





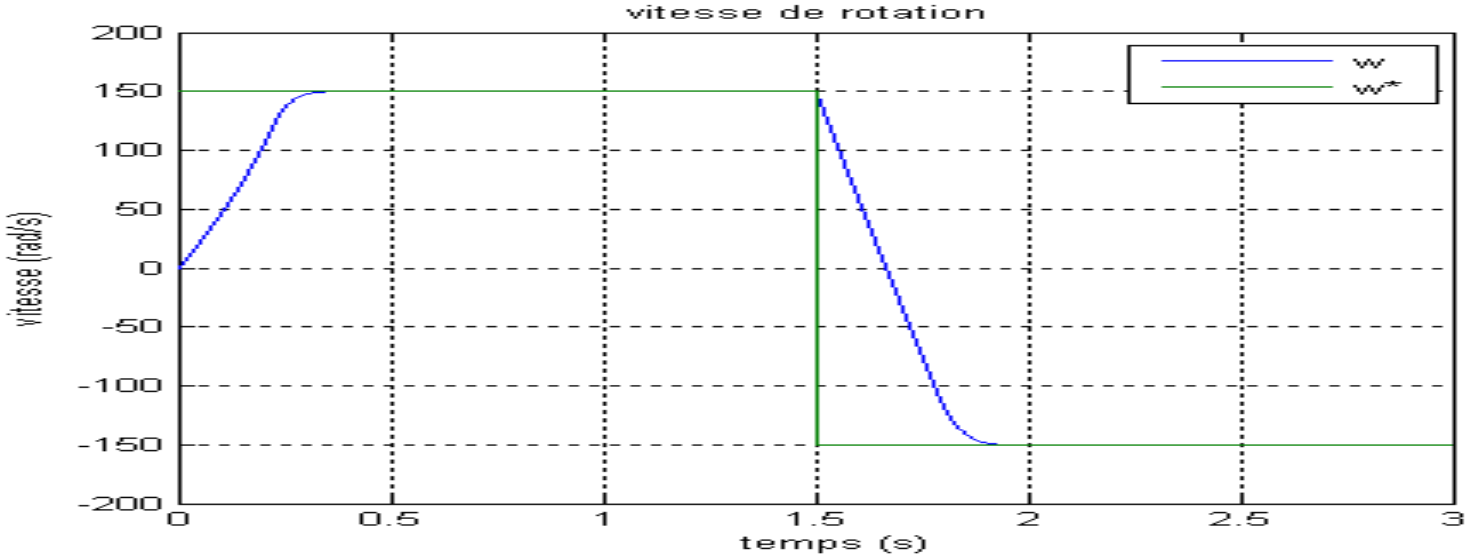
II.5. Résultats de simulation

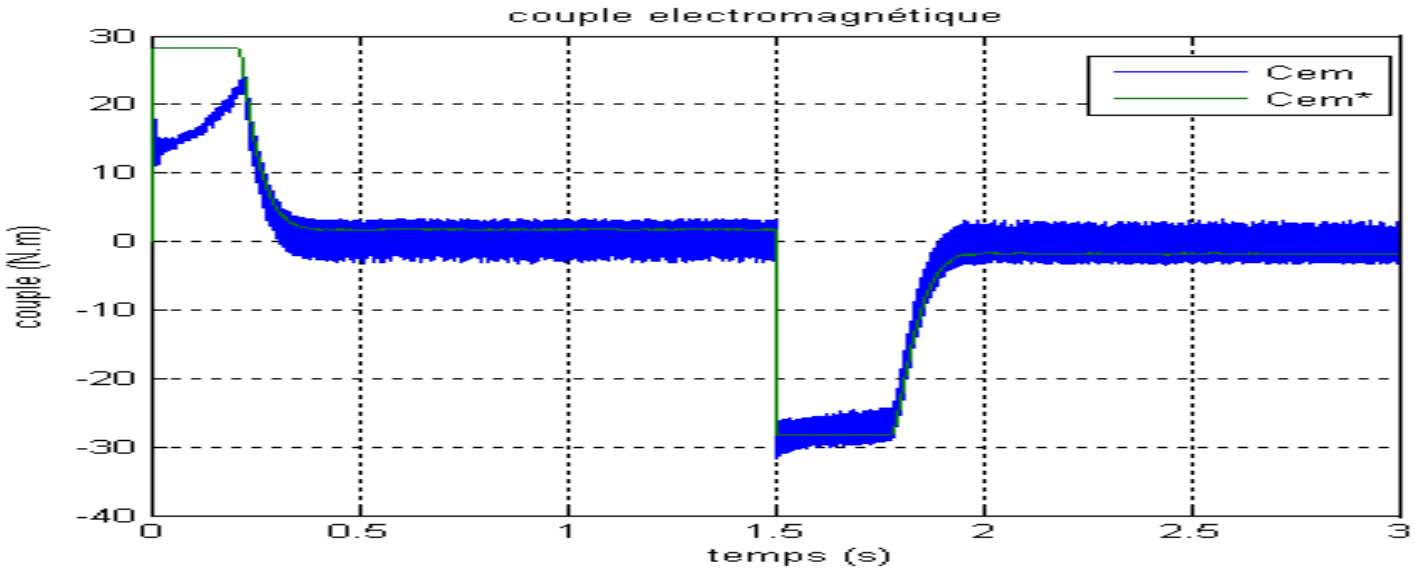




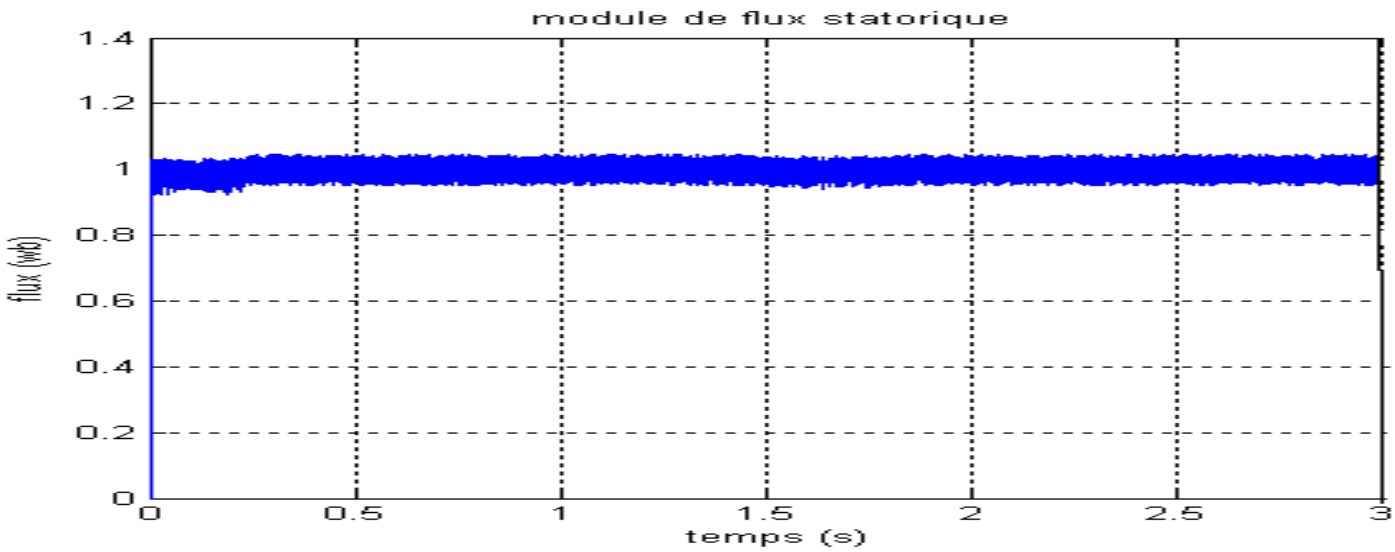
II.5. Résultats de simulation

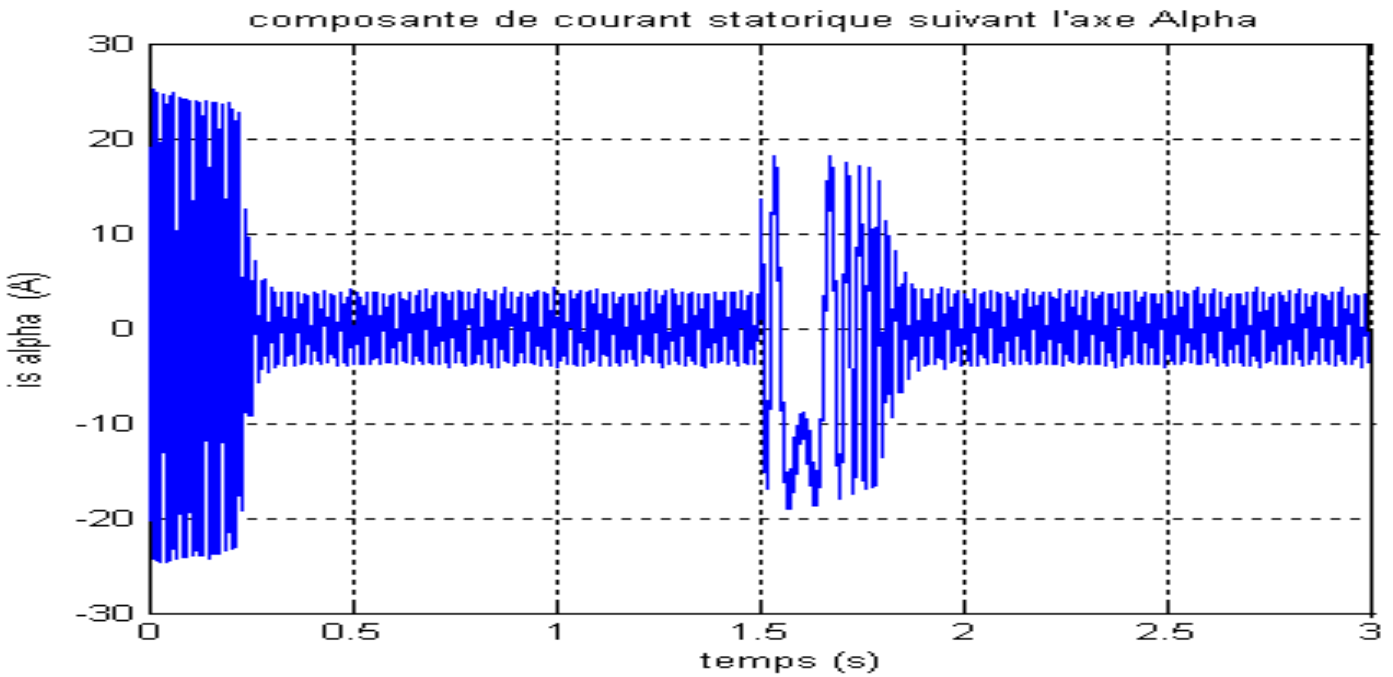
Øinversion du sens de rotation:





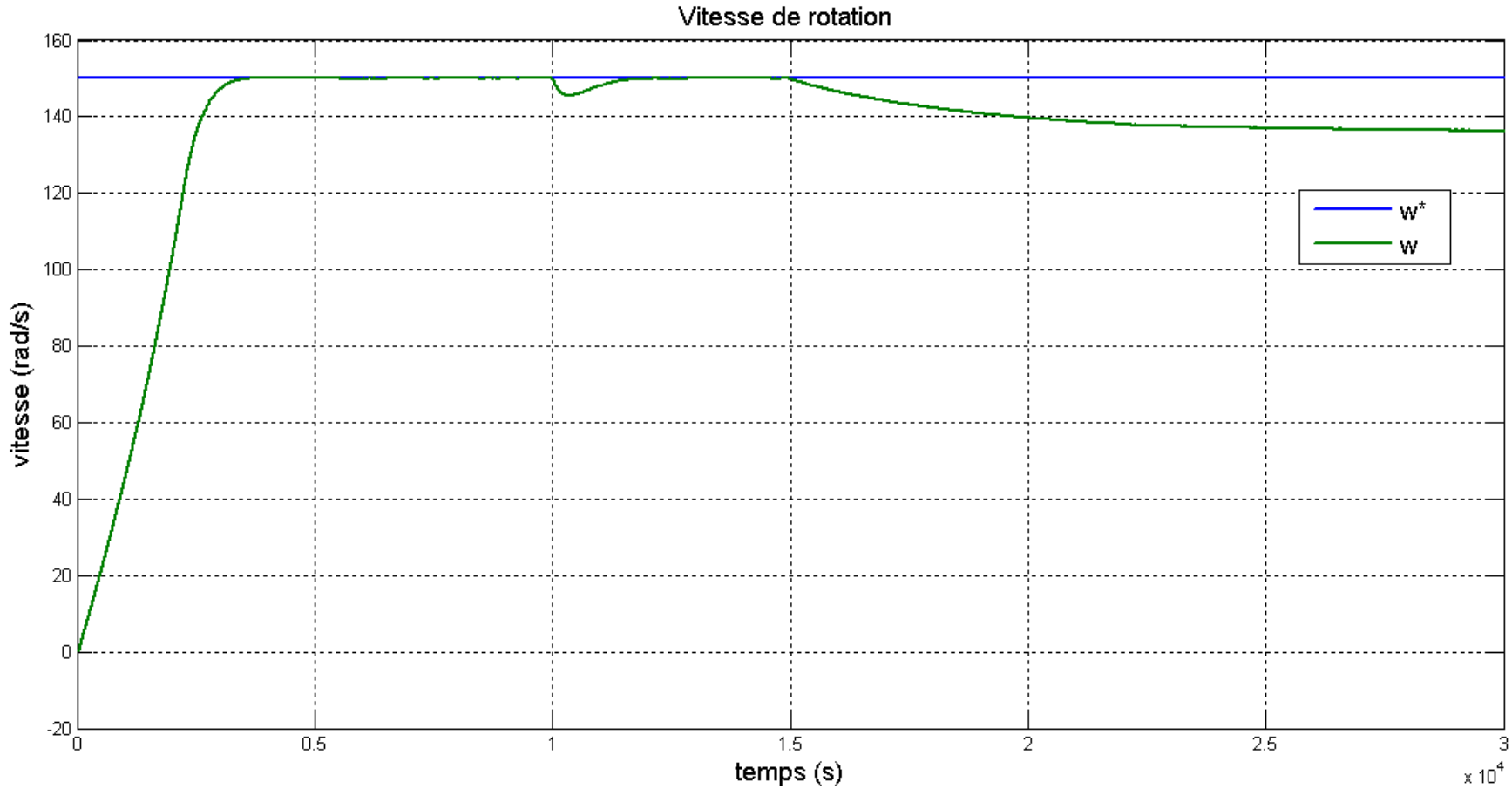
II.5. Résultats de simulation



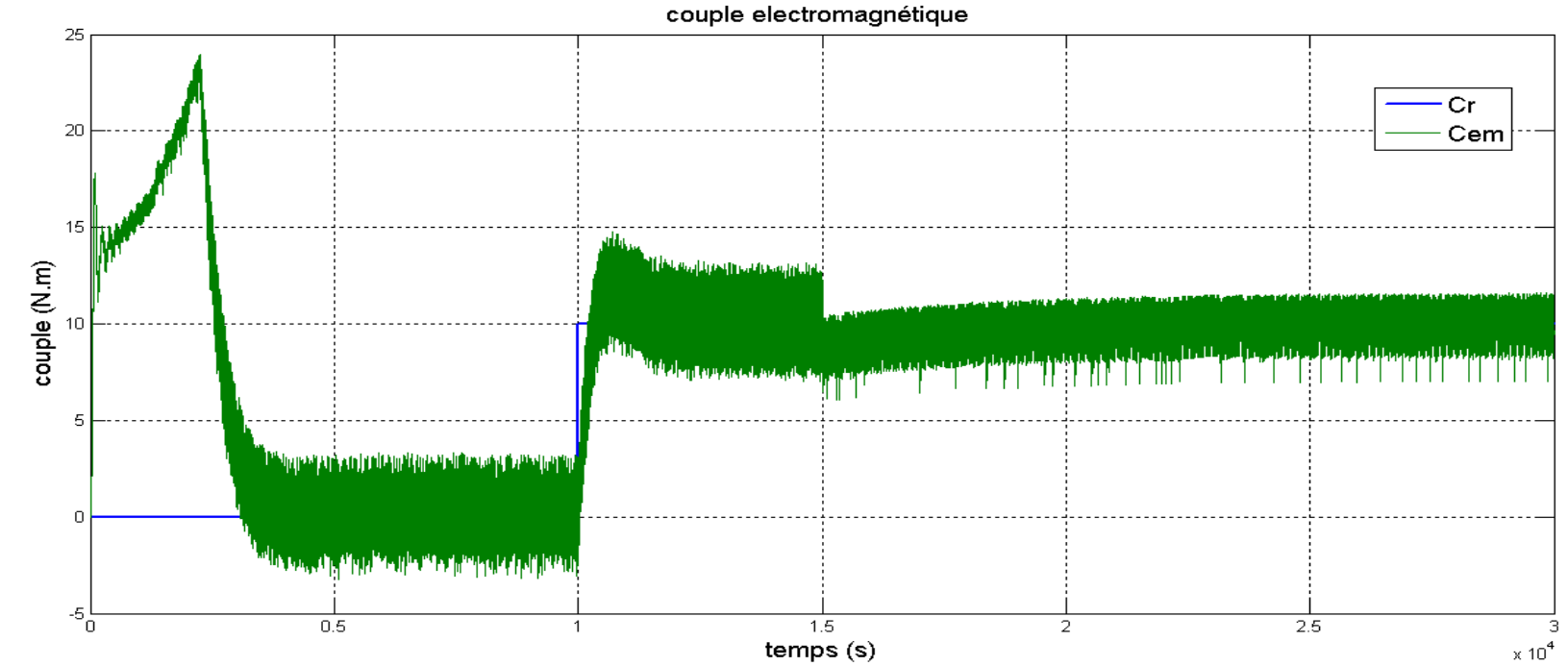


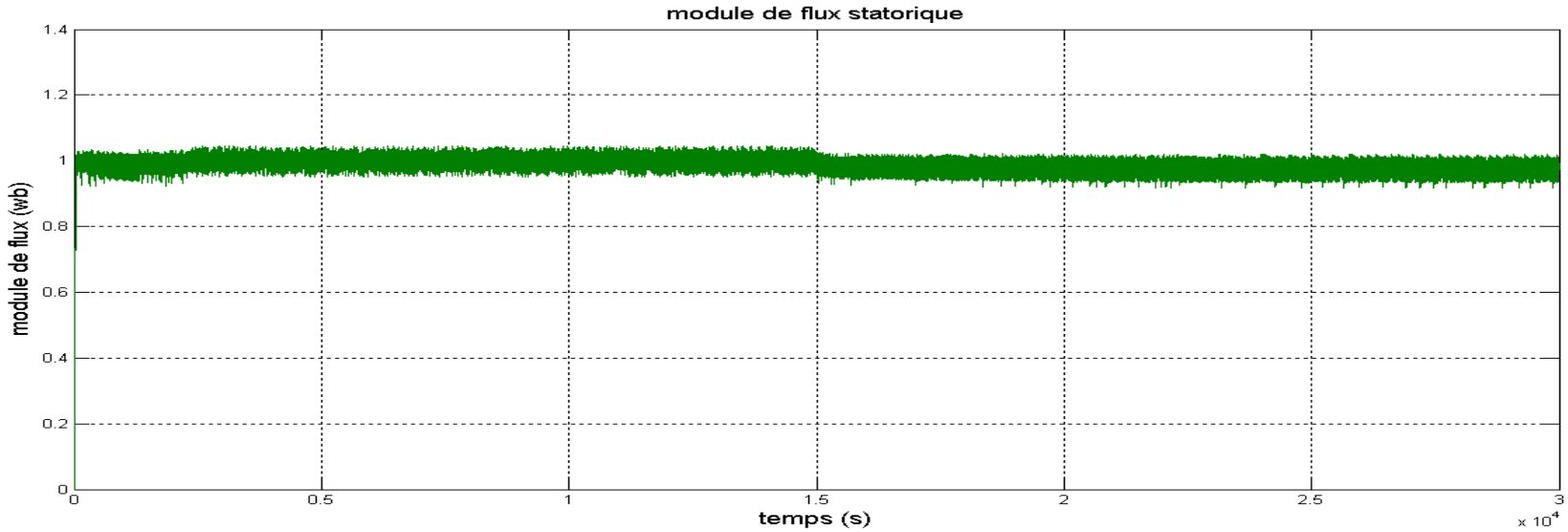
II.5. Résultats de simulation

Ø Pour tester le comportement de la DTC avec variation de la résistance statorique:



II.5. Résultats de simulation







Chapitre III

ELABORATION DES ESTIMATEURS NON LINÉAIRES

ELABORATION DES ESTIMATEURS NON LINÉAIRES

Dans ce chapitre deux variantes pour la commande DTC sont étudiées :

- La première partie est consacrée à l'estimation du flux statorique via l'estimation de la résistance statorique.
- La deuxième partie est consacrée pour développement d'un estimateur non linéaire permettant d'estimer directement le flux statorique.

III.1. Estimation du flux statorique via l'estimation de la résistance statorique

Le vecteur *P* contient les valeurs estimées de variation des composantes $(R_s\ ,\ R_r)$

,peut être exprimé comme suit :

$$\hat{P} = \begin{bmatrix} \hat{\Delta}_s \\ \hat{\Delta}_r \end{bmatrix}$$

Où :

$$\hat{\Delta}_s = \hat{R}_s - R_{sn}$$

$$\hat{\Delta}_r = \hat{R}_r - R_{rn}$$

Elaboration

les courants statoriques estimés peuvent être reconstitués ,à travers le modèle du moteur, dans le référentiel lié au stator , comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} = -\hat{\gamma}\,\hat{I}_{s\alpha} - \omega_r \hat{I}_{s\beta} + \dfrac{\hat{R}_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} = \omega_r\,\hat{I}_{s\alpha} - \hat{\gamma}\hat{I}_{s\beta} + \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{\hat{R}_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} \end{cases}$$

Avec :

$$\hat{\gamma} = \gamma_n + \left(\frac{\ddot{\Delta}_r}{\sigma L_r} + \frac{\ddot{\Delta}_s}{\sigma L_s}\right)$$

$$\gamma_n = \frac{R_{rn}}{\sigma L_r} + \frac{R_{sn}}{\sigma L_s}$$

Elaboration

En utilisant les paramètres estimés , les deux composantes du flux statoriques peuvent être obtiennes , via le modèle par :

$$\begin{cases} \hat{\dot{\phi}}_{s\alpha} = V_{s\alpha} - \hat{R}_s \hat{I}_{s\alpha} \\ \hat{\dot{\phi}}_{s\beta} = V_{s\beta} - \hat{R}_s \hat{I}_{s\beta} \end{cases}$$

Elaboration

D’autre part, nous définissons un vecteur regroupant les quantités exacte (idéale) :

$$P = \begin{bmatrix} \bar{\Delta}_s \\ \bar{\Delta}_r \end{bmatrix}$$

Où :

$$\bar{\Delta}_s = K_s - K_{sn}$$

$$\bar{\Delta}_r = R_r - R_{rn}$$

Les résistances Rs et Rr existent mais elles sont inconnues .

Elaboration

Également les courants statoriques mesurés peuvent êtres reconstitués via le modèle par :

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\alpha} = -\gamma I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \dfrac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_s \\ \dot{I}_{s\beta} = \omega_r I_{s\alpha} - \gamma I_{s\beta} - \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_s \end{cases}$$

Avec :

$$\gamma - \gamma_n + \left(\frac{\bar{\Delta}_r}{\sigma L_r} + \frac{\bar{\Delta}_s}{\sigma L_s}\right)$$

Elaboration

Considérant maintenant, le vecteur d'erreur d'estimation des courants statoriques qui est donné par :

$$\tilde{\Delta I} = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} & \hat{I}_{s\alpha} & I_{s\beta} & \hat{I}_{s\beta} \end{bmatrix}^T$$

la dynamique de l'erreur de l'estimation des courants statoriques devient :

$$\dot{\Delta I} = C_1 \tilde{\Delta I} + D\tilde{P}$$

Elaboration

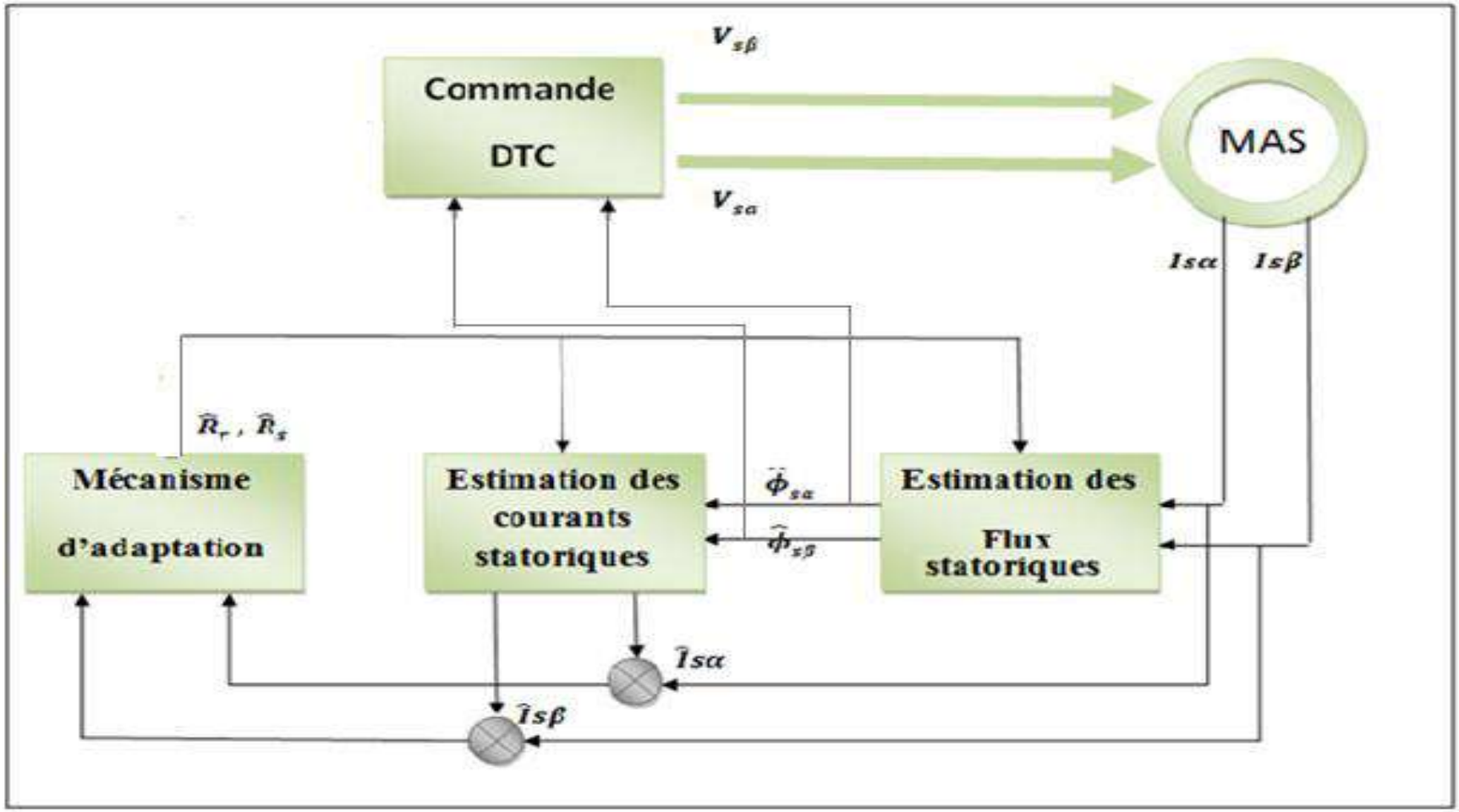
l'estimation des paramètres cherchés peut être effectuée comme suit: :

$$\dot{\tilde{P}} = \tau_1 \hat{D}^T \tilde{\Delta I} + \tau_2 \left|\tilde{\Delta I}\right| \hat{P}$$

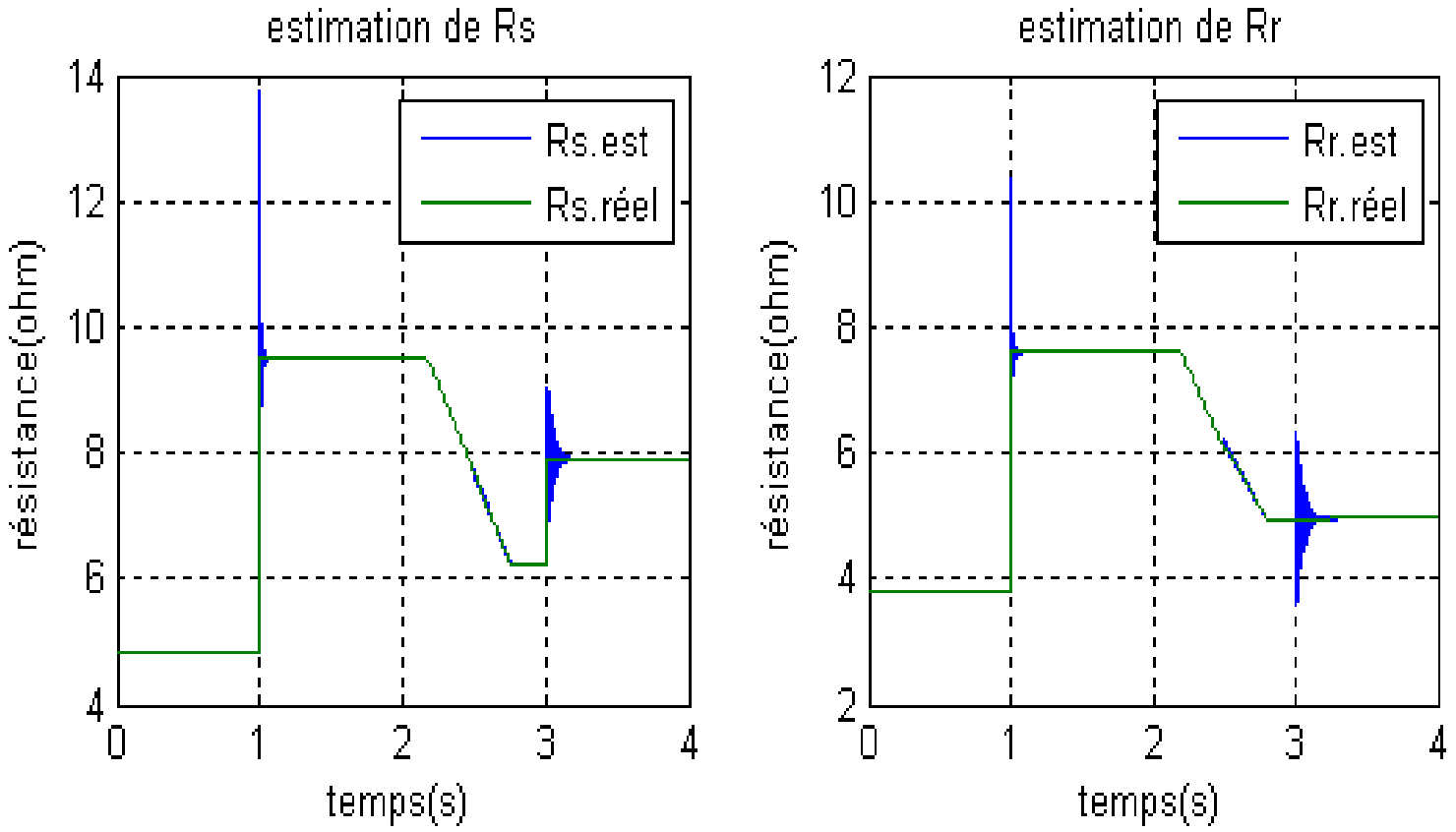
Apres développement on obtient le vecteur d'adaptation suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{\tilde{\Delta}}_s \\ \dot{\tilde{\Delta}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tau_{11} \dfrac{1}{\sigma L_s} \hat{I}_{sx} \tilde{\Delta I}_{s\alpha} - \tau_{11} \dfrac{1}{\sigma L_s} \hat{I}_{s\beta} \tilde{\Delta I}_{s\beta} + \tau_{12} \left|\tilde{\Delta I}\right| \tilde{\Delta}_s \\ \tau_{21} \dfrac{1}{\sigma L_s L_r} \left(\hat{\phi}_{s\alpha} - L_s \hat{I}_{s\alpha}\right) \tilde{\Delta I}_{s\alpha} + \tau_{21} \dfrac{1}{\sigma L_s L_r} \left(\hat{\phi}_{s\beta} - L_s \hat{I}_{s\beta}\right) \tilde{\Delta I}_{s\beta} + \tau_{22} \left|\tilde{\Delta I}\right| \hat{\Delta}_r \end{bmatrix}$$

Structure de la version adaptative proposée pour la DTC (estimation des paramètres résistifs et du flux statorique)

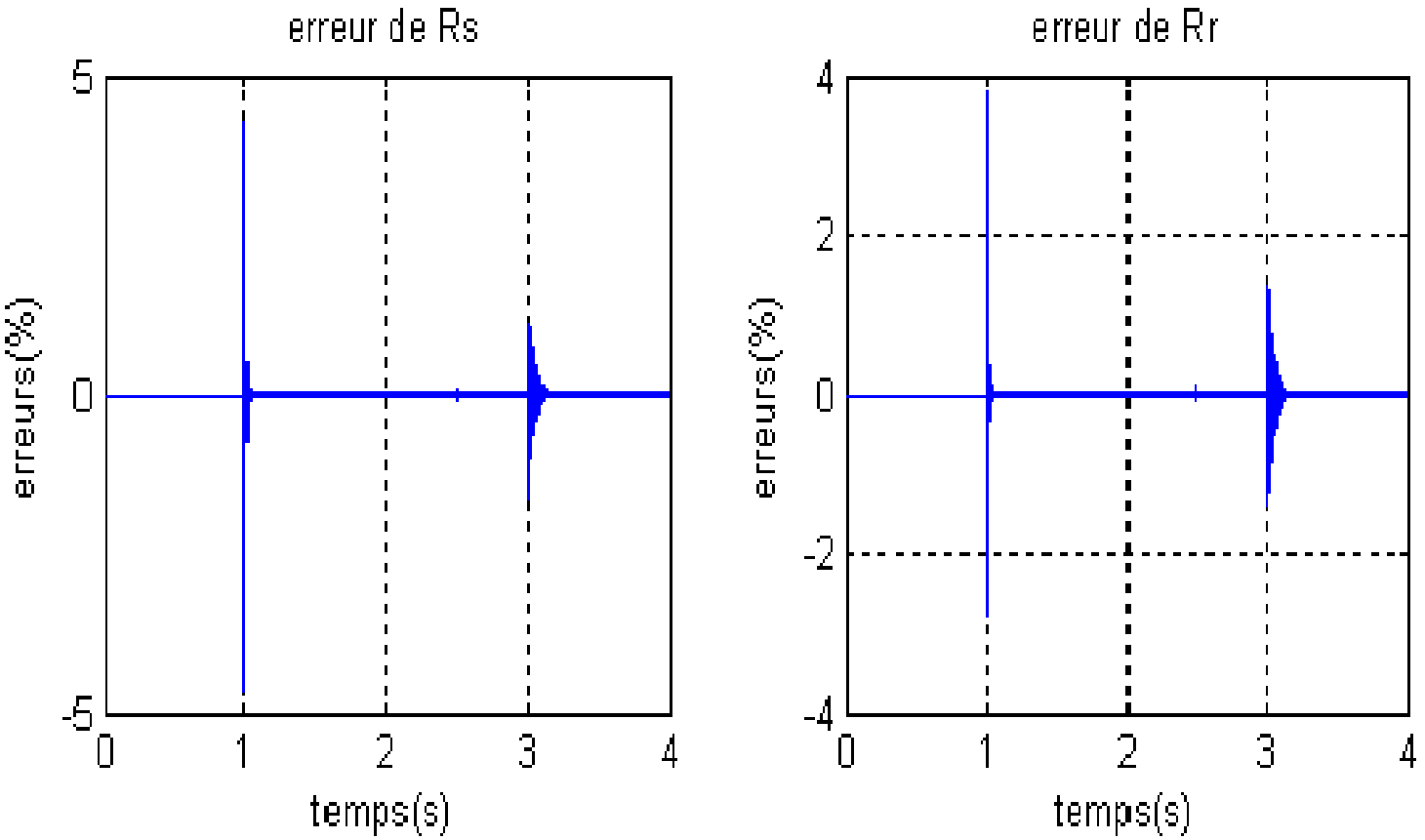


III.2. Résultats de simulation



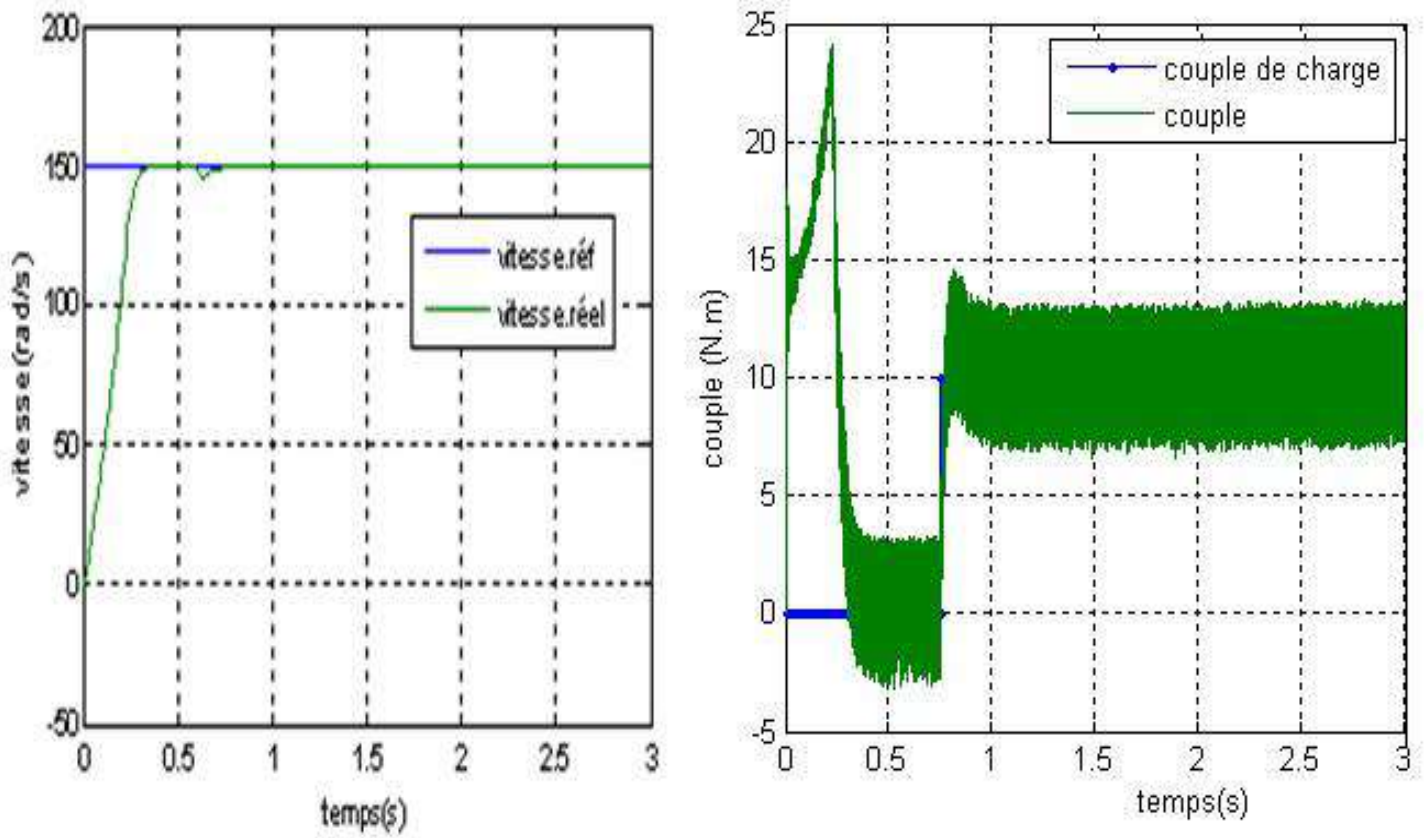
Valeurs estimées des deux résistances Rs et Rr

III.2. Résultats de simulation



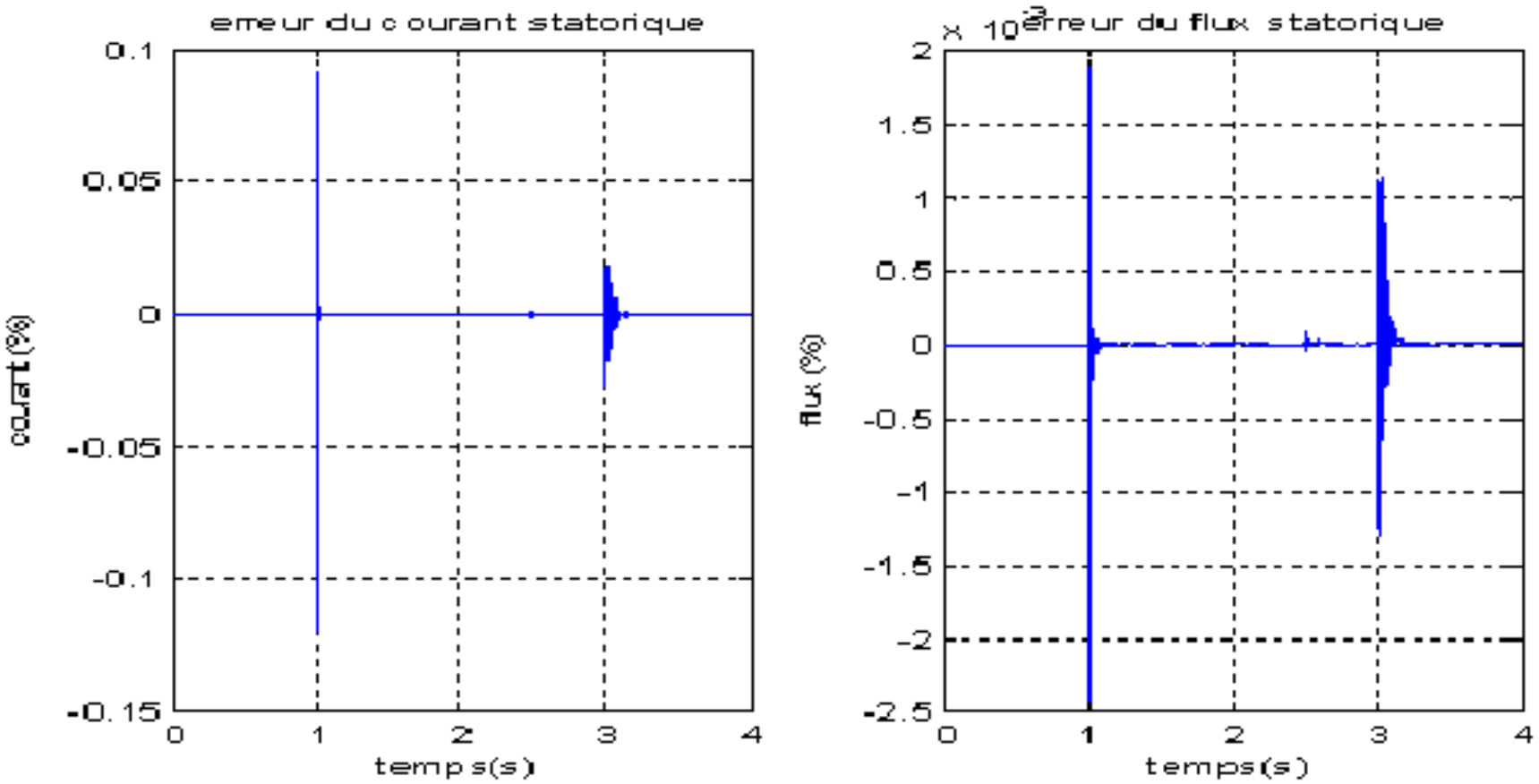
Erreurs d'estimation pour les résistances Rs et Rr

III.2. Résultats de simulation



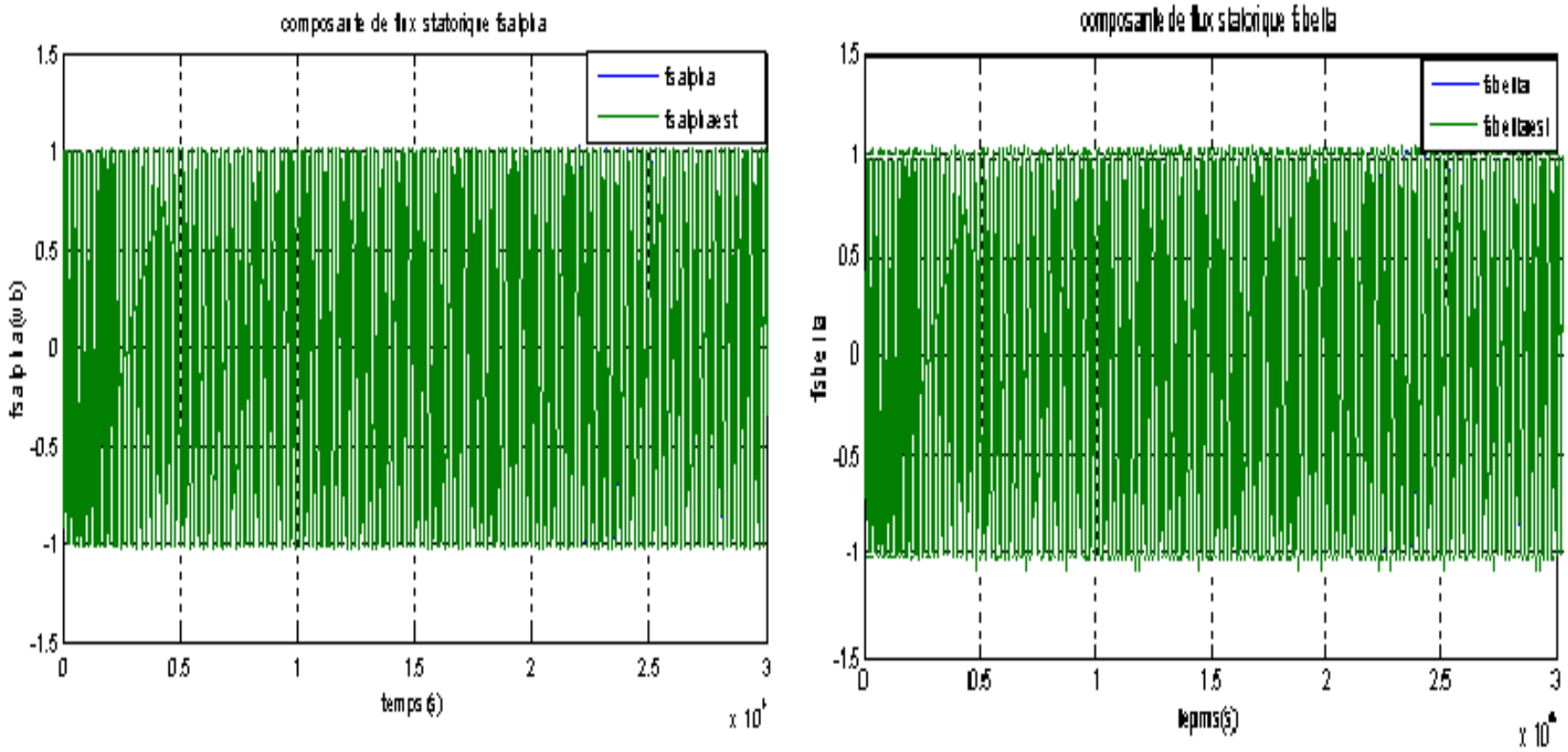
Évolutions du couple et de vitesse

III.2. Résultats de simulation



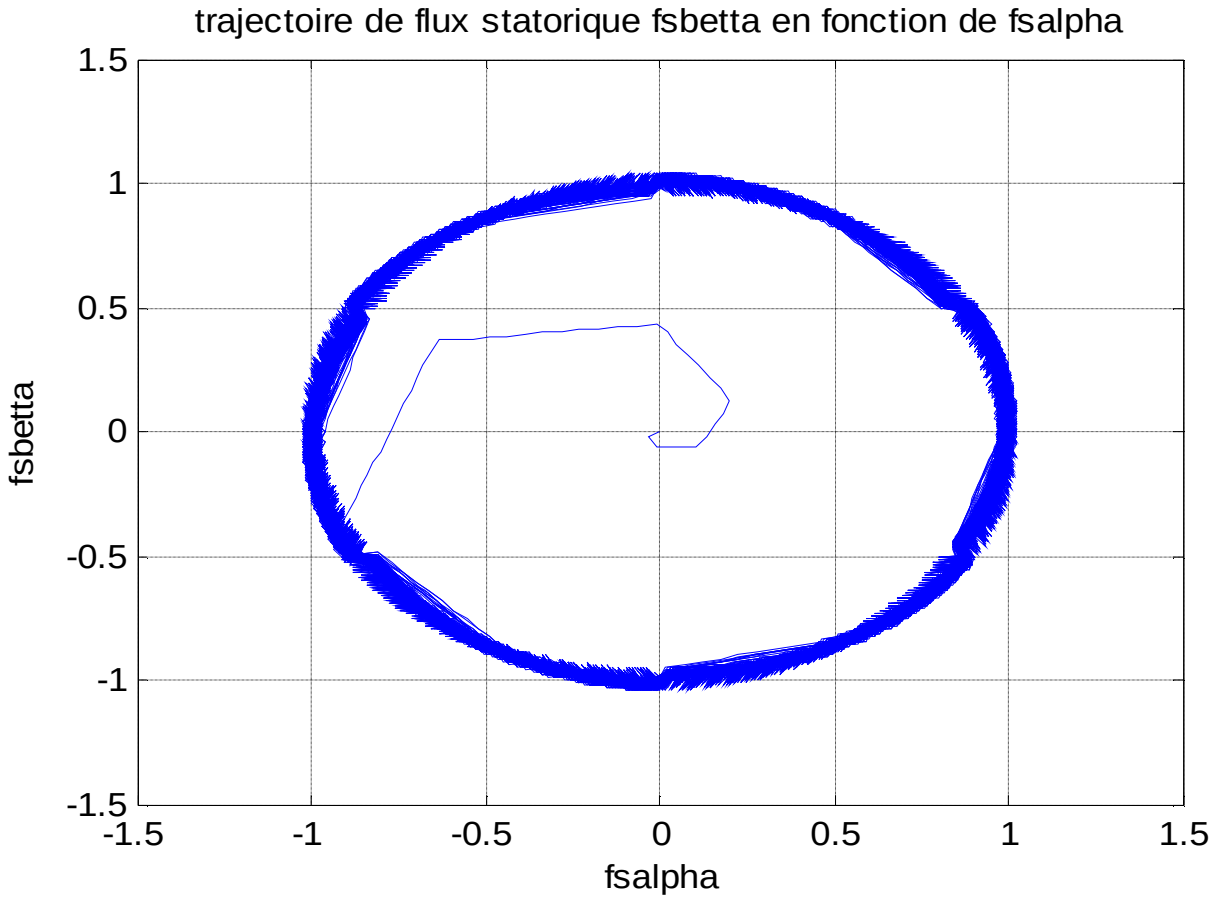
Erreurs d'estimation pour courants et flux statorique

III.2. Résultats de simulation



évolutions des composantes de flux statorique $\Phi s\alpha$ *et* $\Phi s\beta$

III.1. Résultats de simulation



trajectoire de flux statorique $\Phi s\beta$ ***en fonction de*** $\Phi s\alpha$

III.2.: estimateur directe du flux statorique

le vecteur regroupant les quantités à estimer se donne par :

$$\hat{P}_{\phi} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{s\alpha} \\ \hat{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

les courants statoriques peuvent être reconstitués ,à travers le modèle du moteur, dans le référentiel lié au stator , comme suit :

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\alpha} = -\gamma I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \dfrac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_s \\ \dot{I}_{s\beta} = \omega_r I_{s\alpha} - \gamma I_{s\beta} - \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_s \end{cases}$$

III.2.: estimateur directe du flux statorique

le vecteur regroupant les quantités idéales se donne par :

$$P_\phi = \begin{bmatrix} \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

Également les courants statoriques mesurés peuvent êtres reconstitués via le modèle par

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\alpha} = -\gamma I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \dfrac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_s \\ \dot{I}_{s\beta} = \omega_r I_{s\alpha} - \gamma I_{s\beta} - \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_s \end{cases}$$

III.2.: estimateur directe du flux statorique

en utilisant les valeurs estimées et idéales du flux statorique et, en passant par les mêmes étapes précédentes, la dynamique de l'erreur d'estimation des courants statorique peut être reformulée comme suivant :

$$\Delta \dot{I} = C_1 \tilde{\Delta I} + \hat{D}_\phi \tilde{P}_\phi$$

III.2.: estimateur directe du flux statorique

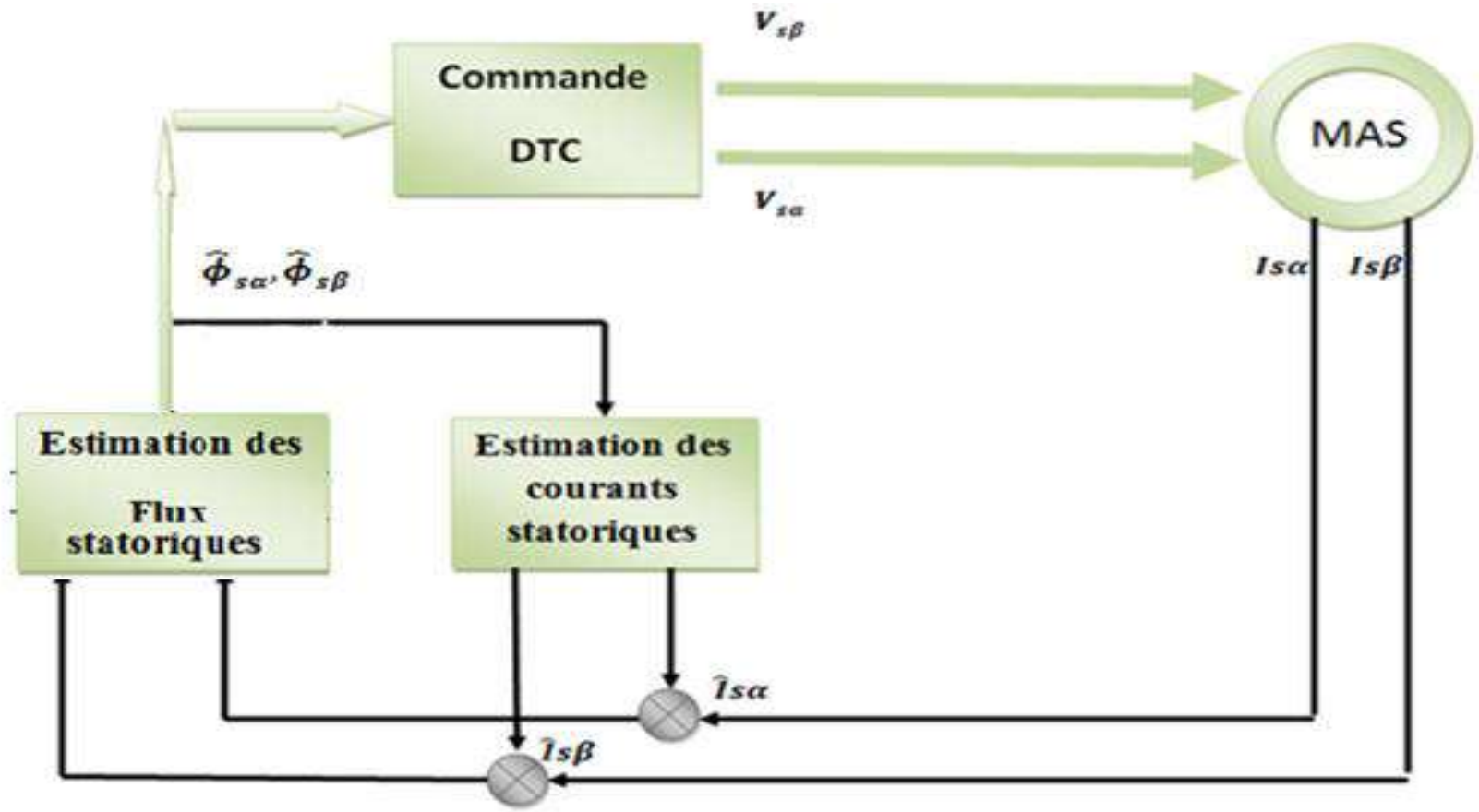
L'estimation des deux composantes du flux statorique peut être effectuée comme suivant :

$$\dot{\tilde{P}}_{\phi} = \tau_1 \hat{D}_{\phi}^{\ T} \tilde{\Delta} I + \tau_2 \left|\tilde{\Delta} I\right| \tilde{P}_{\phi}$$

Après développement, on obtient :

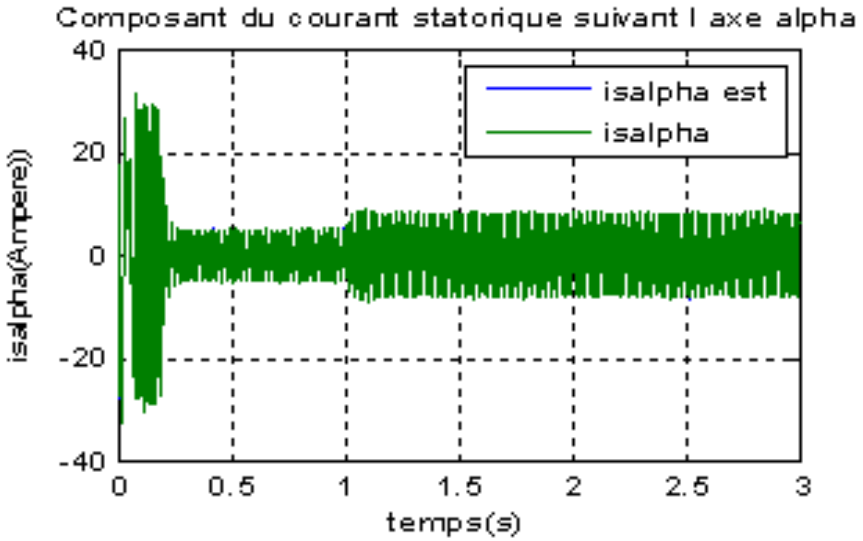
$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_{31} \dfrac{R_{rn}}{\sigma L_s L_r} \tilde{\Delta} I_{s\alpha} - \tau_{31} \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s} \tilde{\Delta} I_{s\beta} + \tau_{32} \left|\tilde{\Delta} I\right| \hat{\phi}_{s\alpha} \\ \tau_{41} \dfrac{\omega_r}{\upsilon L_s} \tilde{\Delta} I_{s\alpha} + \tau_{41} \dfrac{R_{rn}}{\upsilon L_s L_r} \tilde{\Delta} I_{s\beta} + \tau_{42} \left|\tilde{\Delta} I\right| \hat{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix}$$

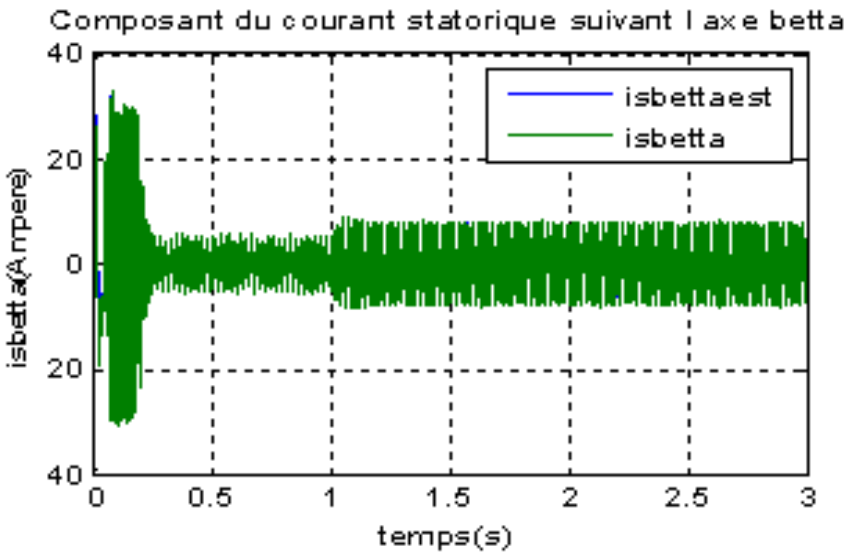
Structure de l'estimateur proposé pour le flux statorique

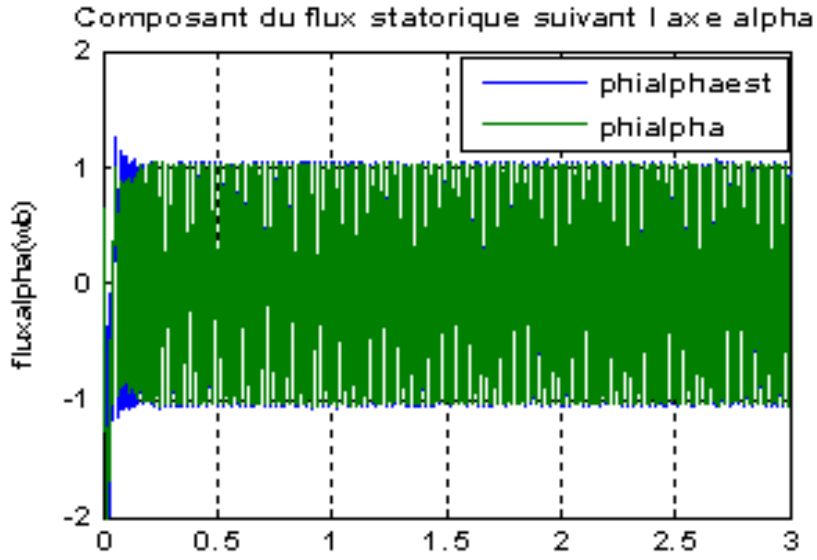


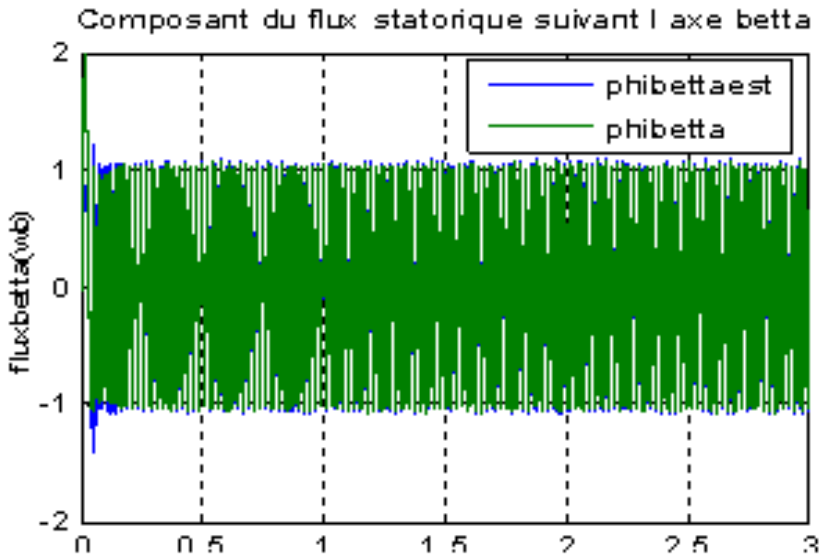
III.2. Résultats de simulation

Øfonctionnement avec paramètres fixes:

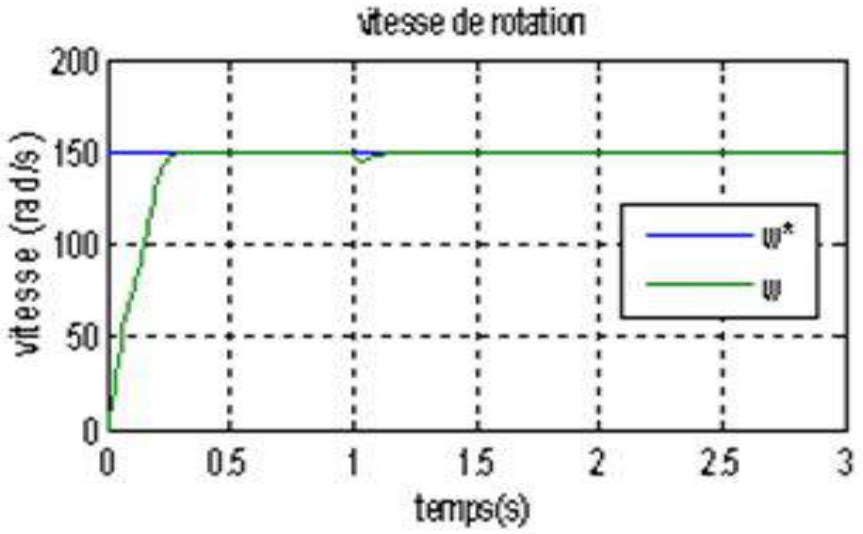


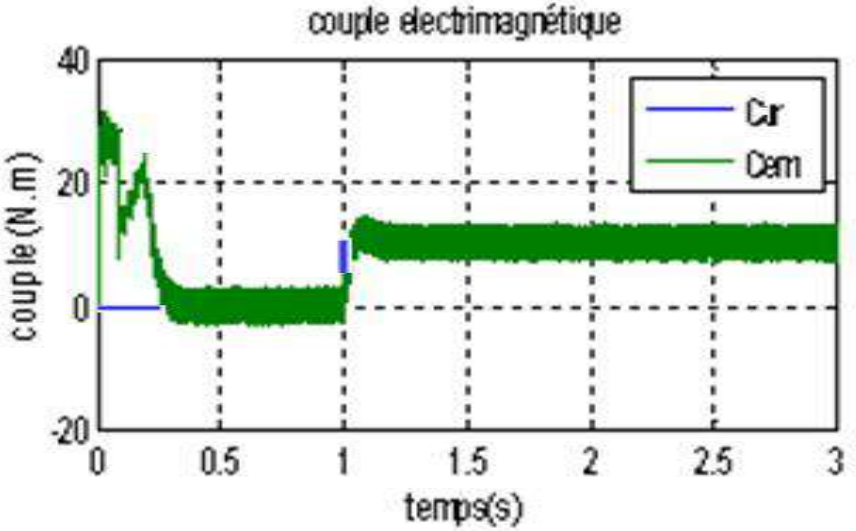


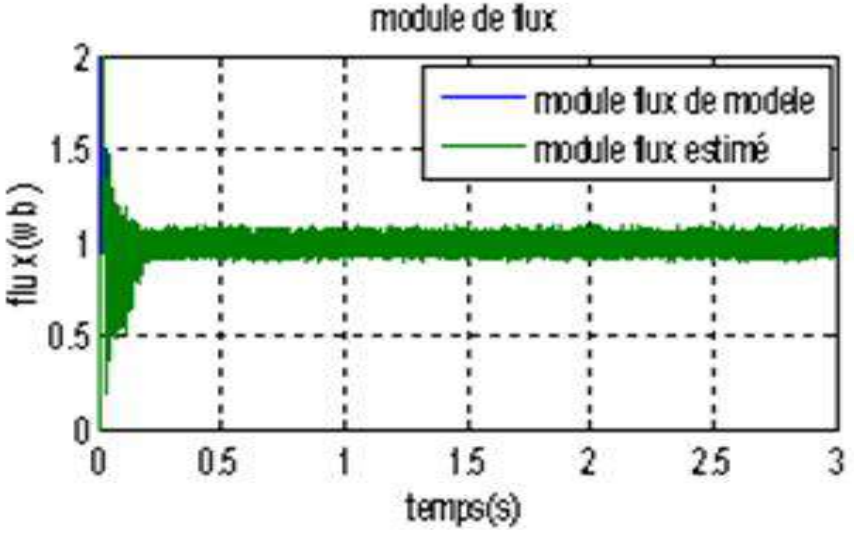


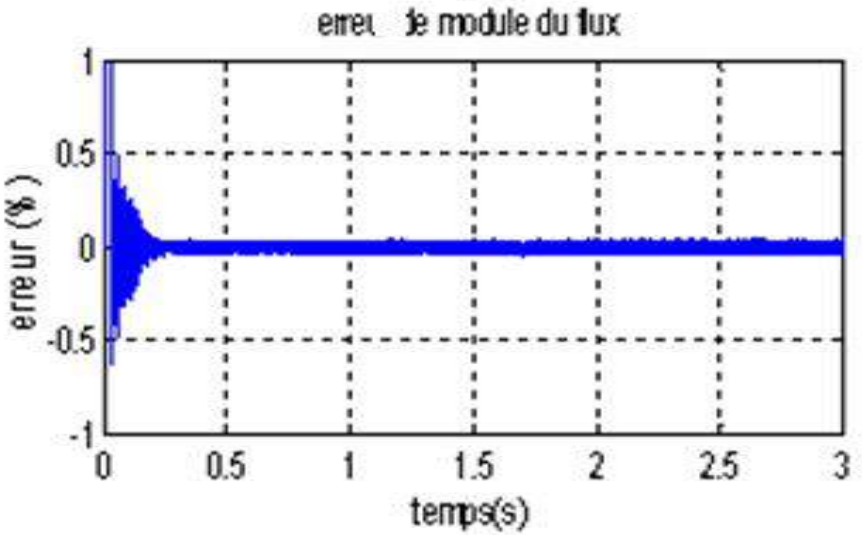


III.2. Résultats de simulation







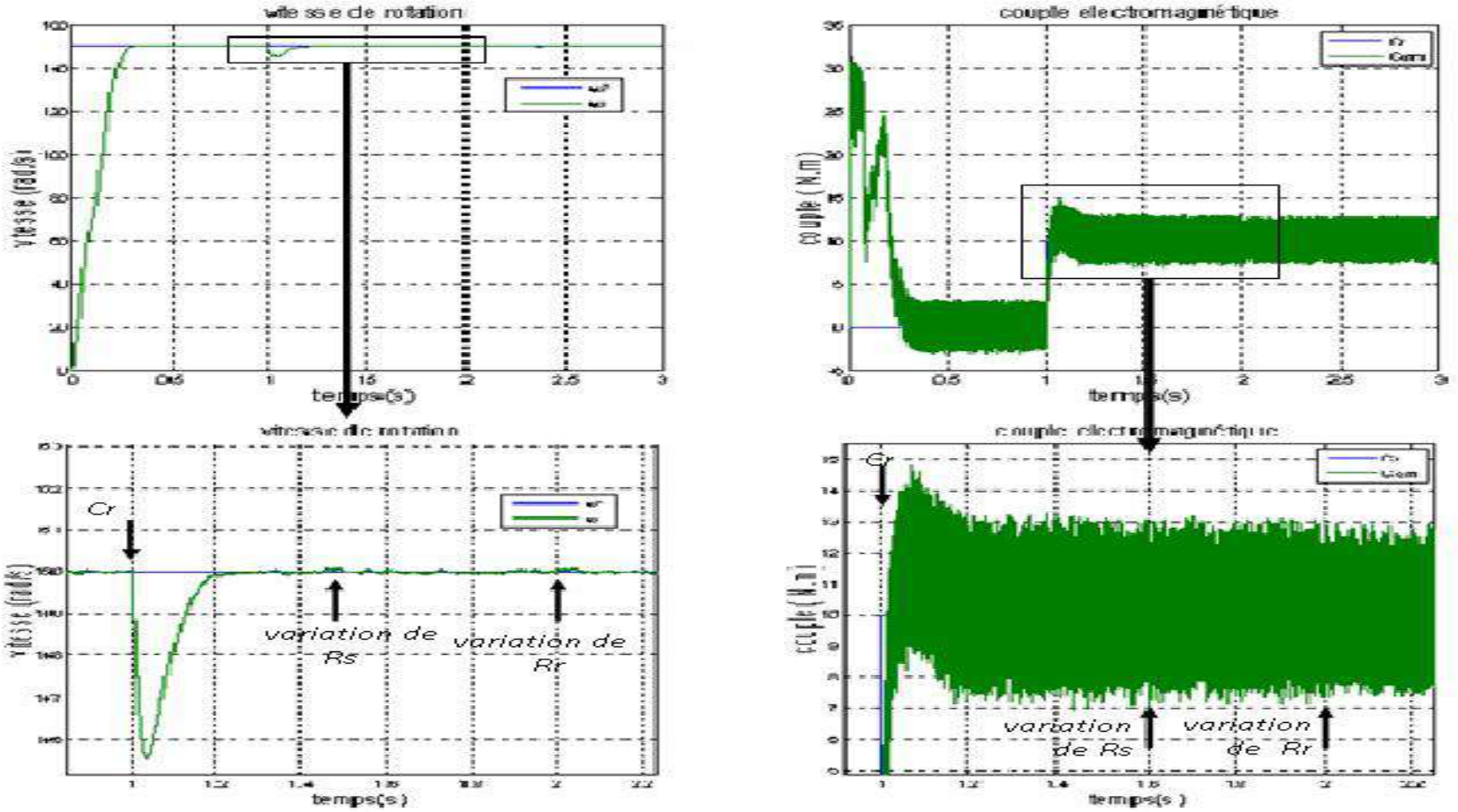


Résultats de simulation obtenus avec l'estimateur pour une vitesse de référence 150 tr/min (introduction un couple de charge10 Nm à t=1s).

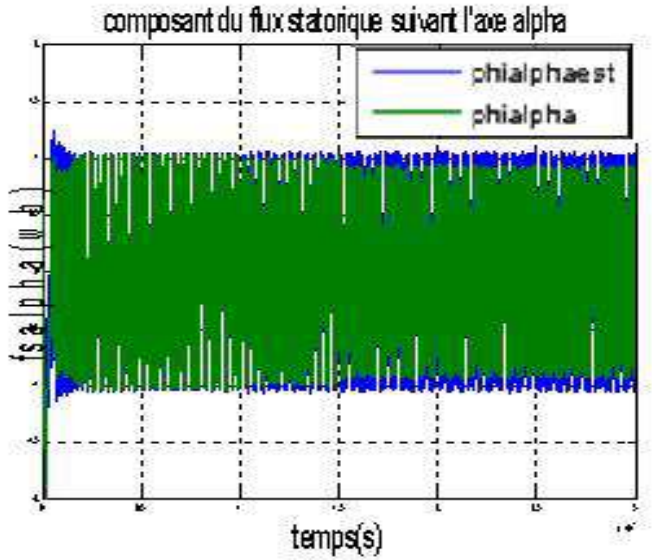
III.2. Résultats de simulation

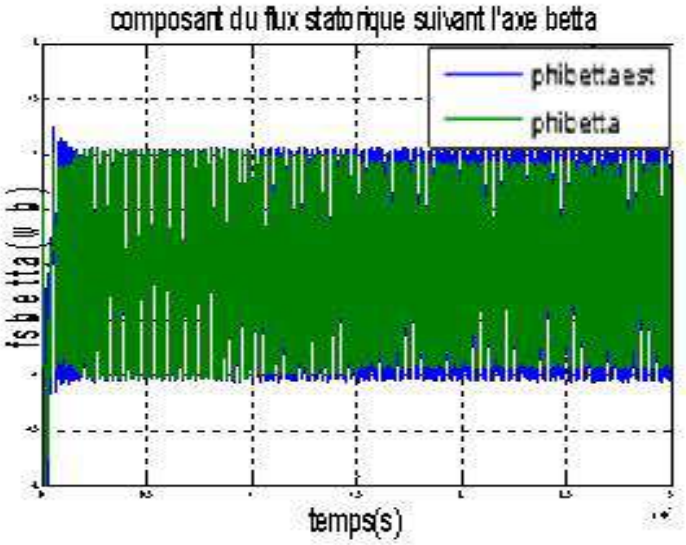
b. Robustesse de l’estimateur vis-à-vis la variation paramétrique

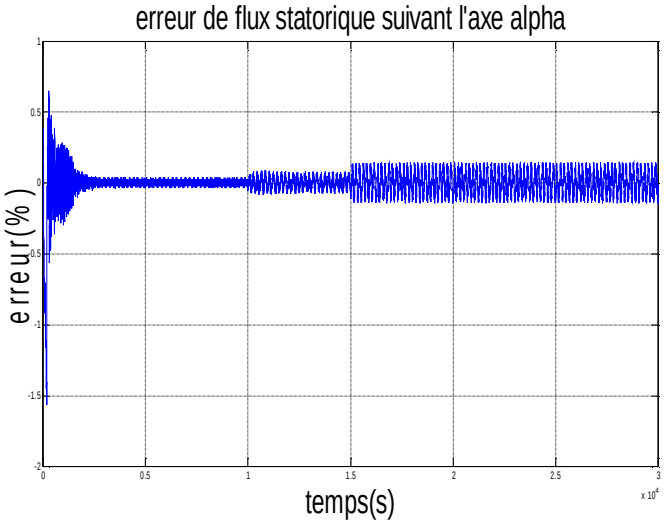
Ø Variation brusque des paramètres résistifs (Rs et Rr):

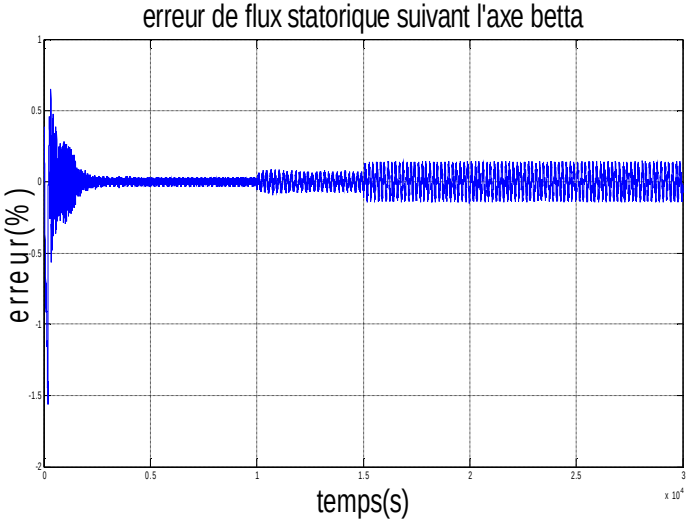


III.2. Résultats de simulation





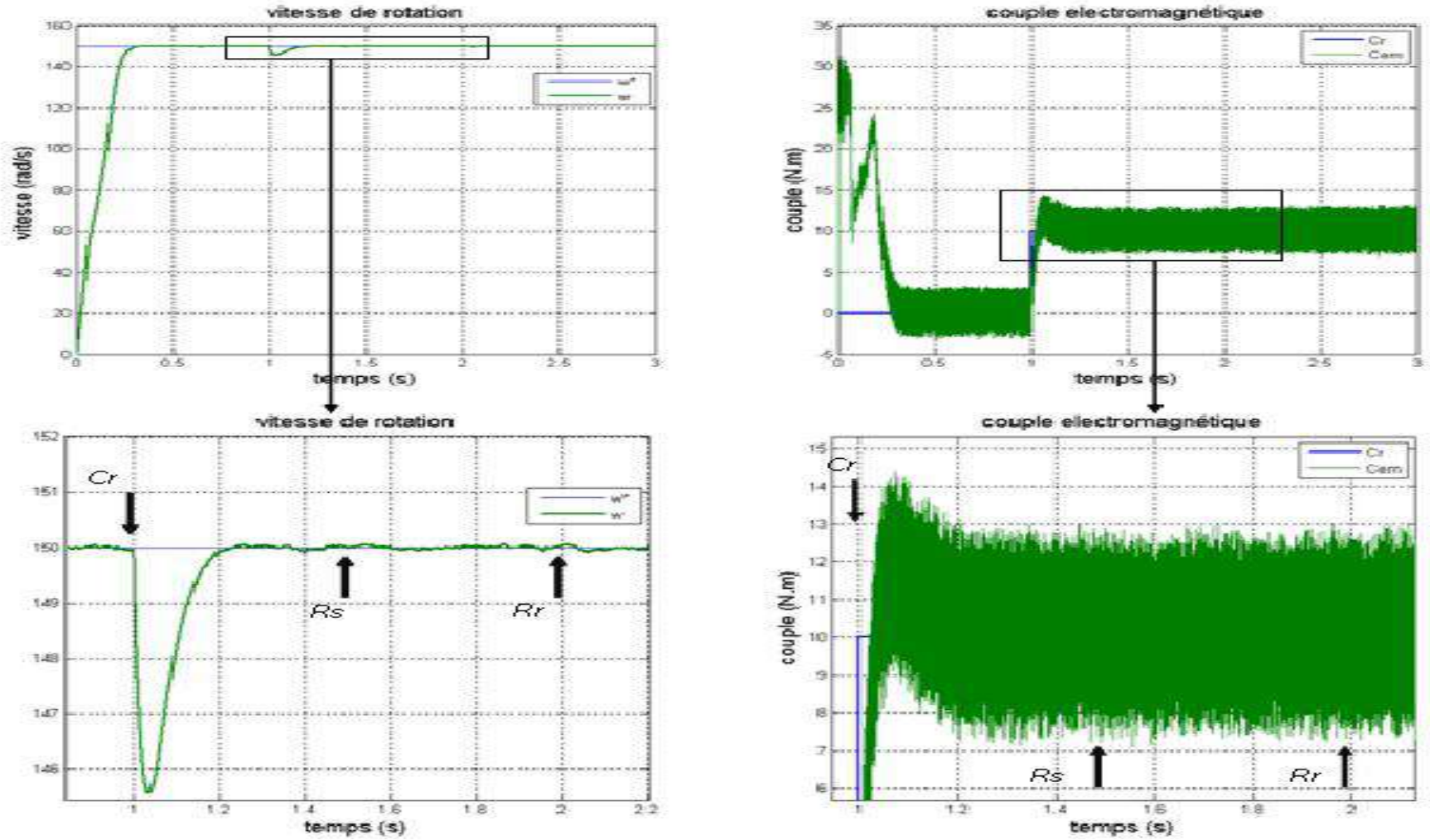




Module de flux statoriques et son erreur.

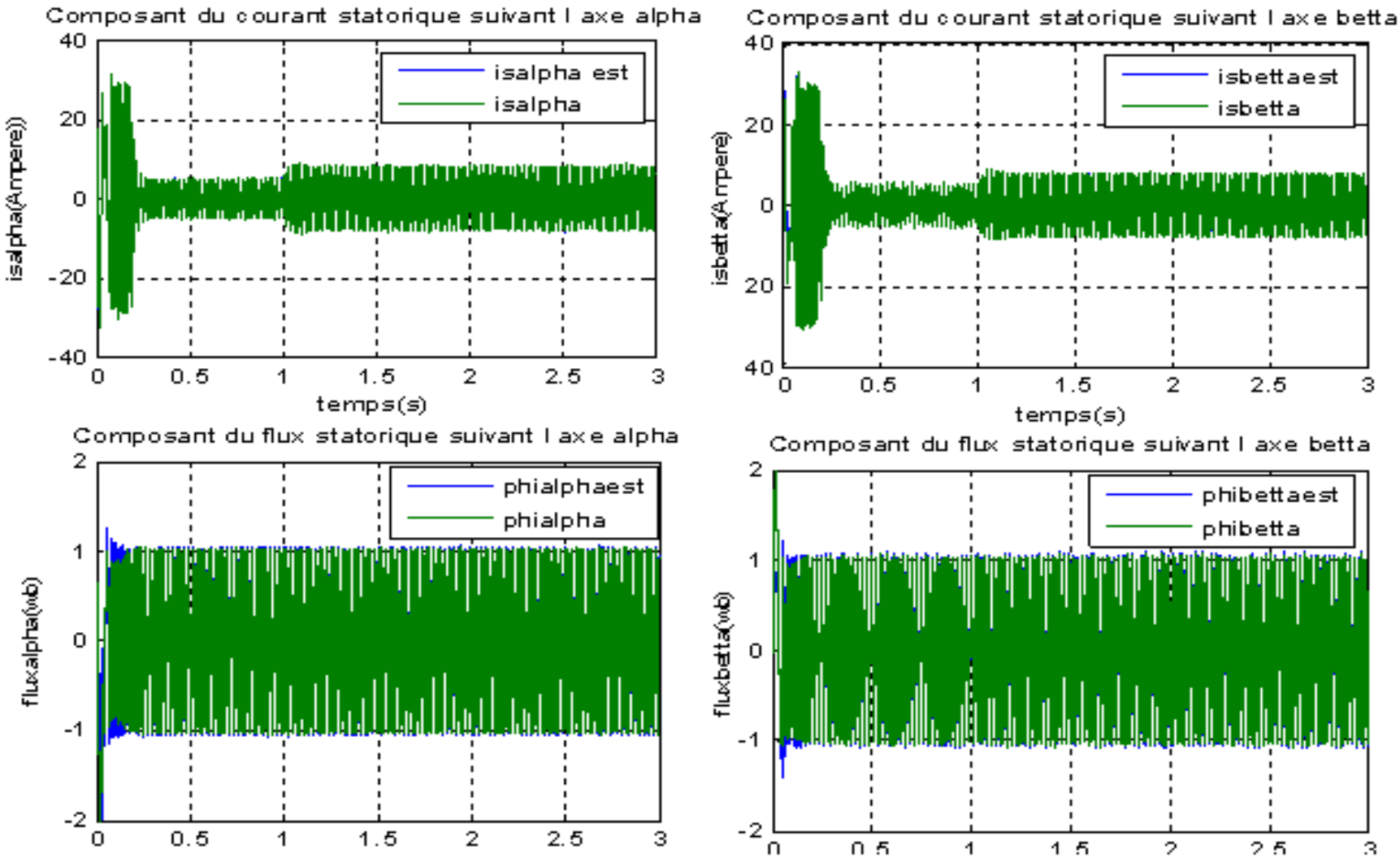
III.2. Résultats de simulation

Ø Variation linéaire des paramètres résistifs (Rs et Rr):



évolutions du couple et de vitesse

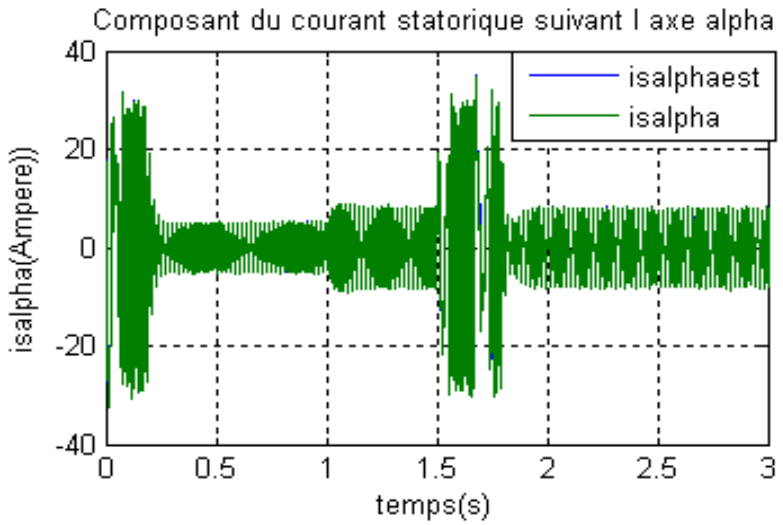
III.2. Résultats de simulation

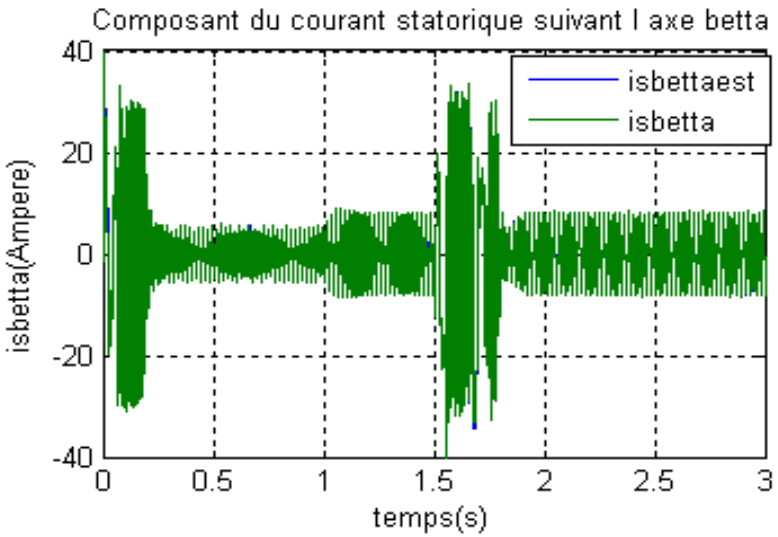


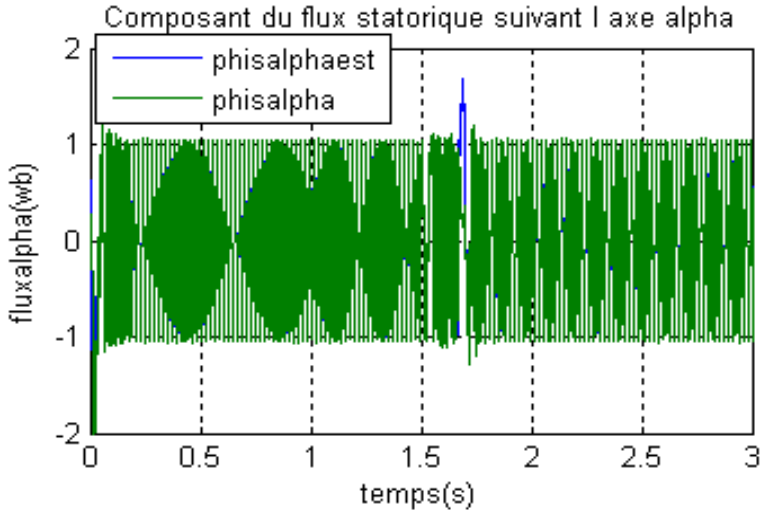
Evolutions des composantes de courants et de flux statoriques

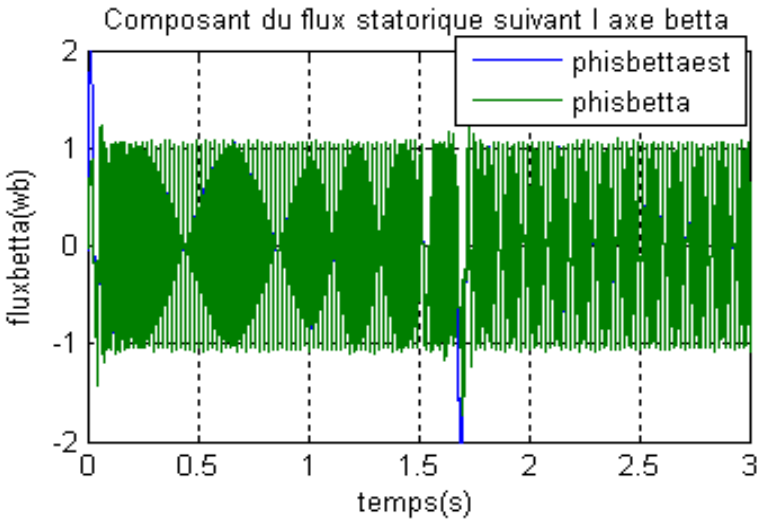
III.2. Résultats de simulation

Ø Inversion du sens de rotation:

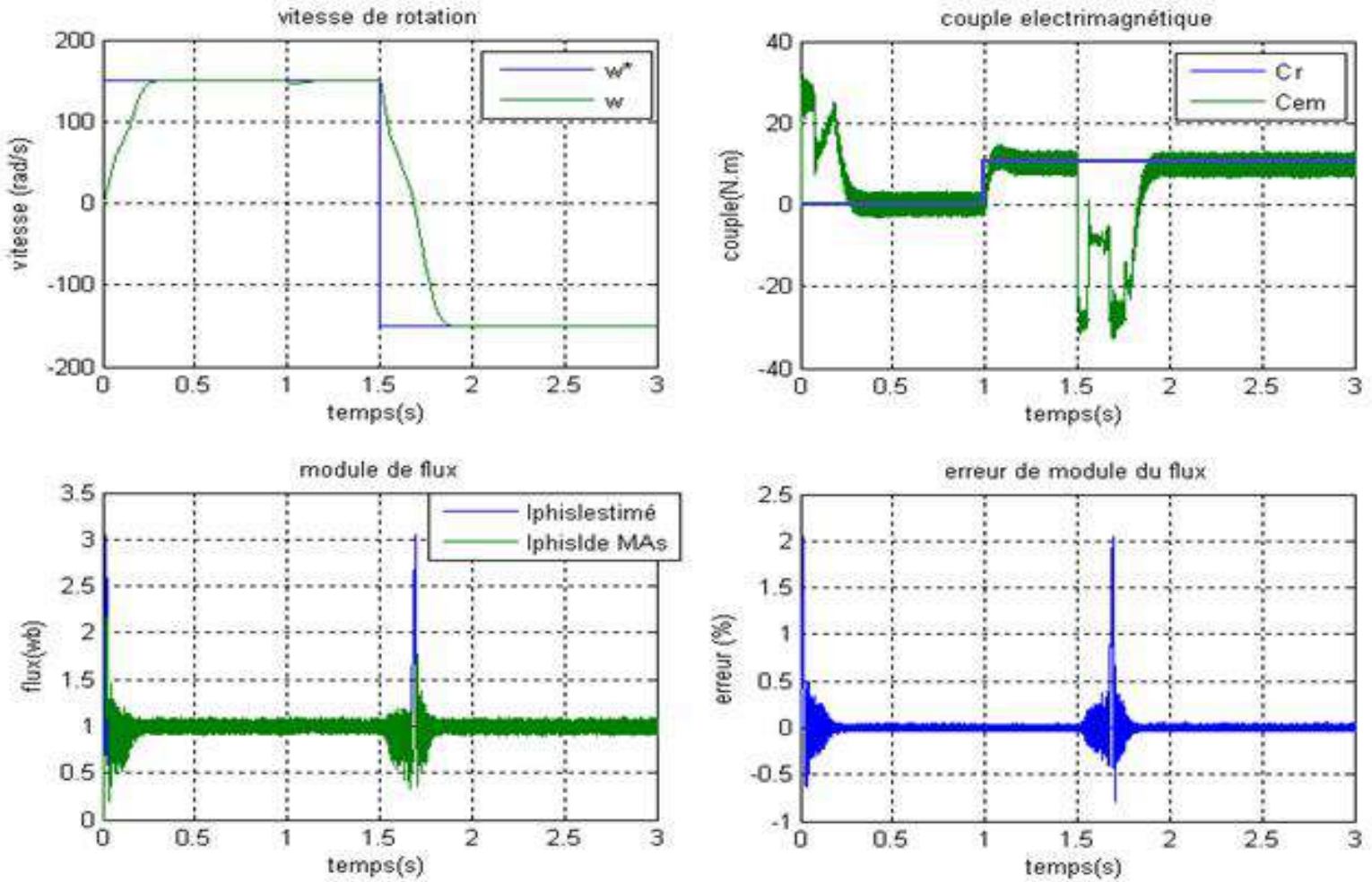








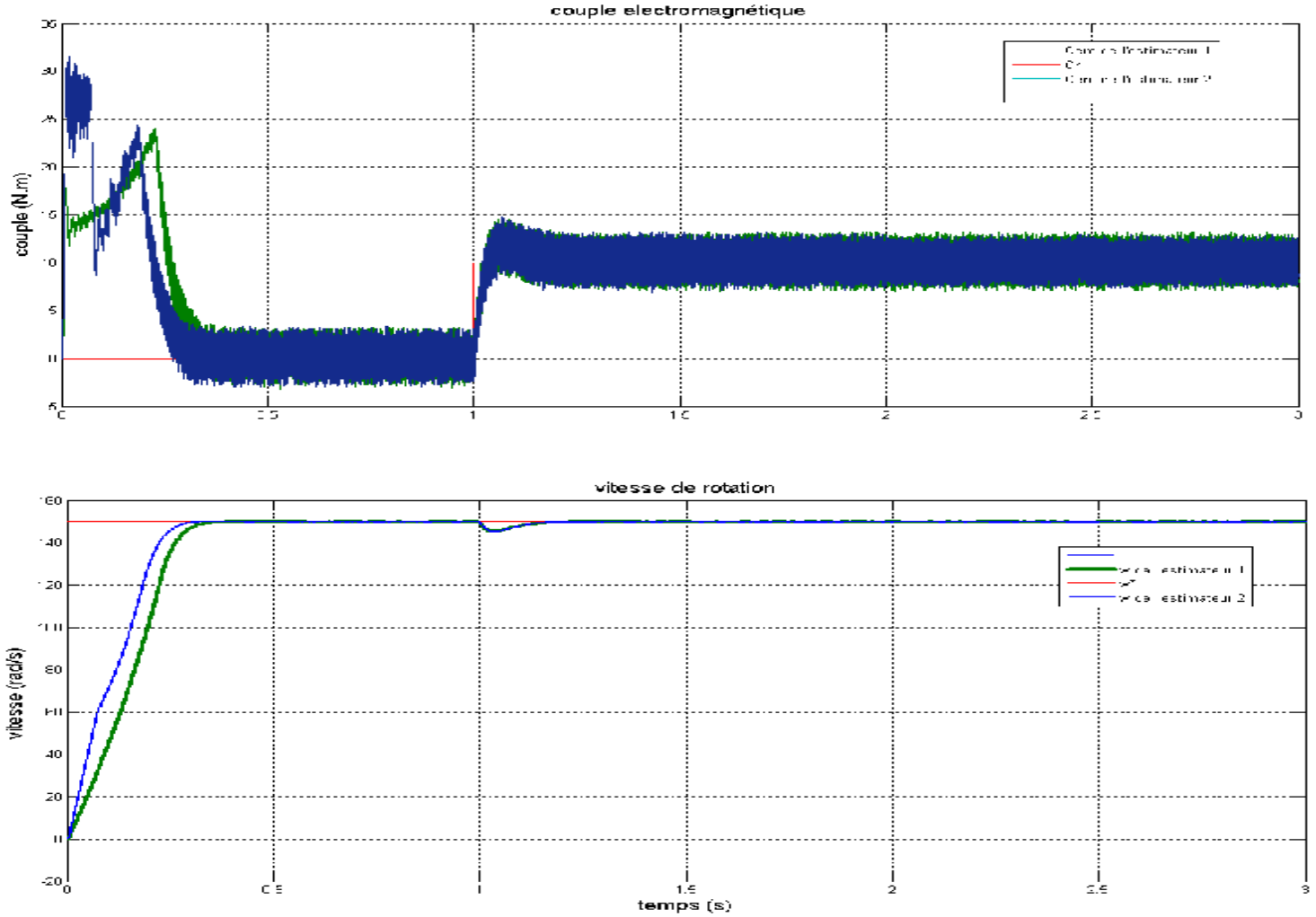
III.2. Résultats de simulation



Résultats de simulation obtenus avec l'estimateur (une inversion du sens de rotation de 150 tr/min à -150 tr/min à t=1s).

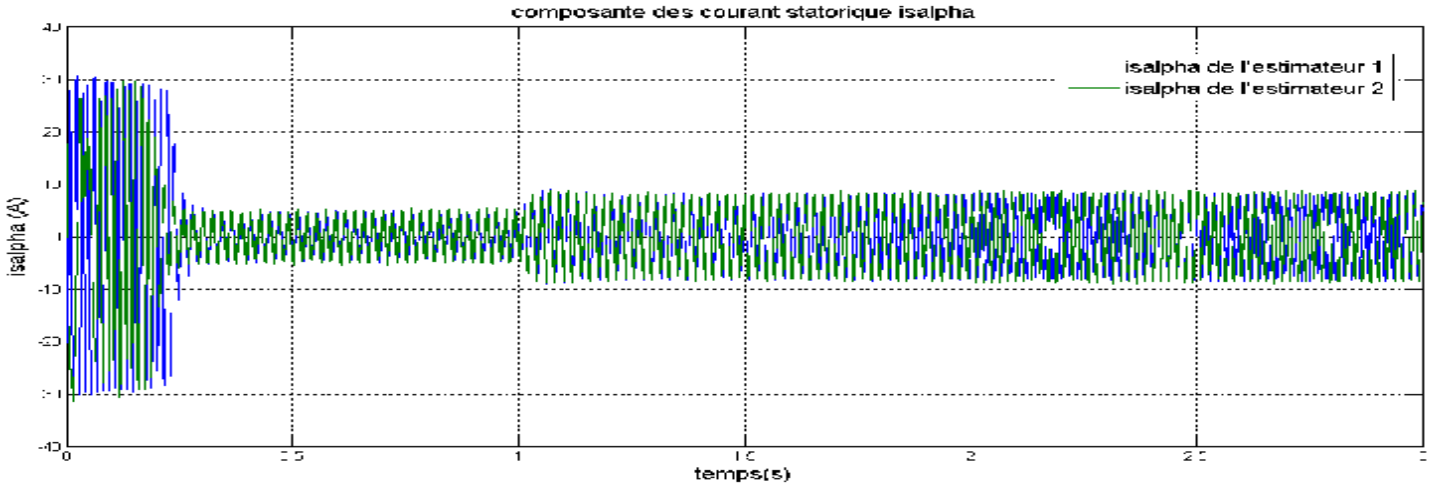
III.2. Résultats de simulation

Ø Comparaison entre les résultats des deux estimateurs:

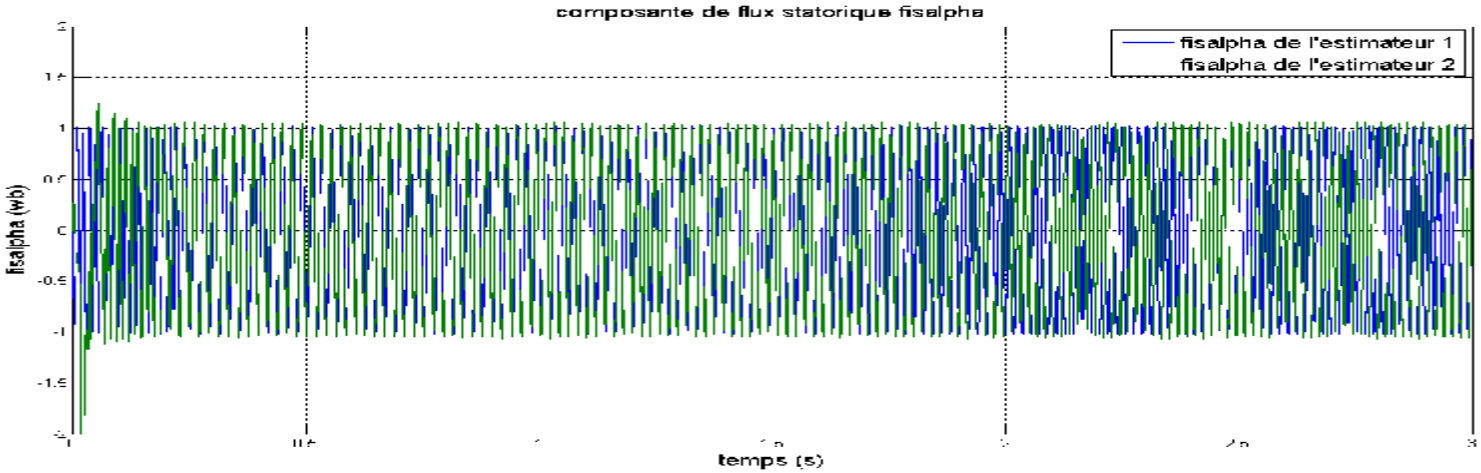


Evolution du couple et de la vitesse pour les deux schémas d'estimation

III.2. Résultats de simulation

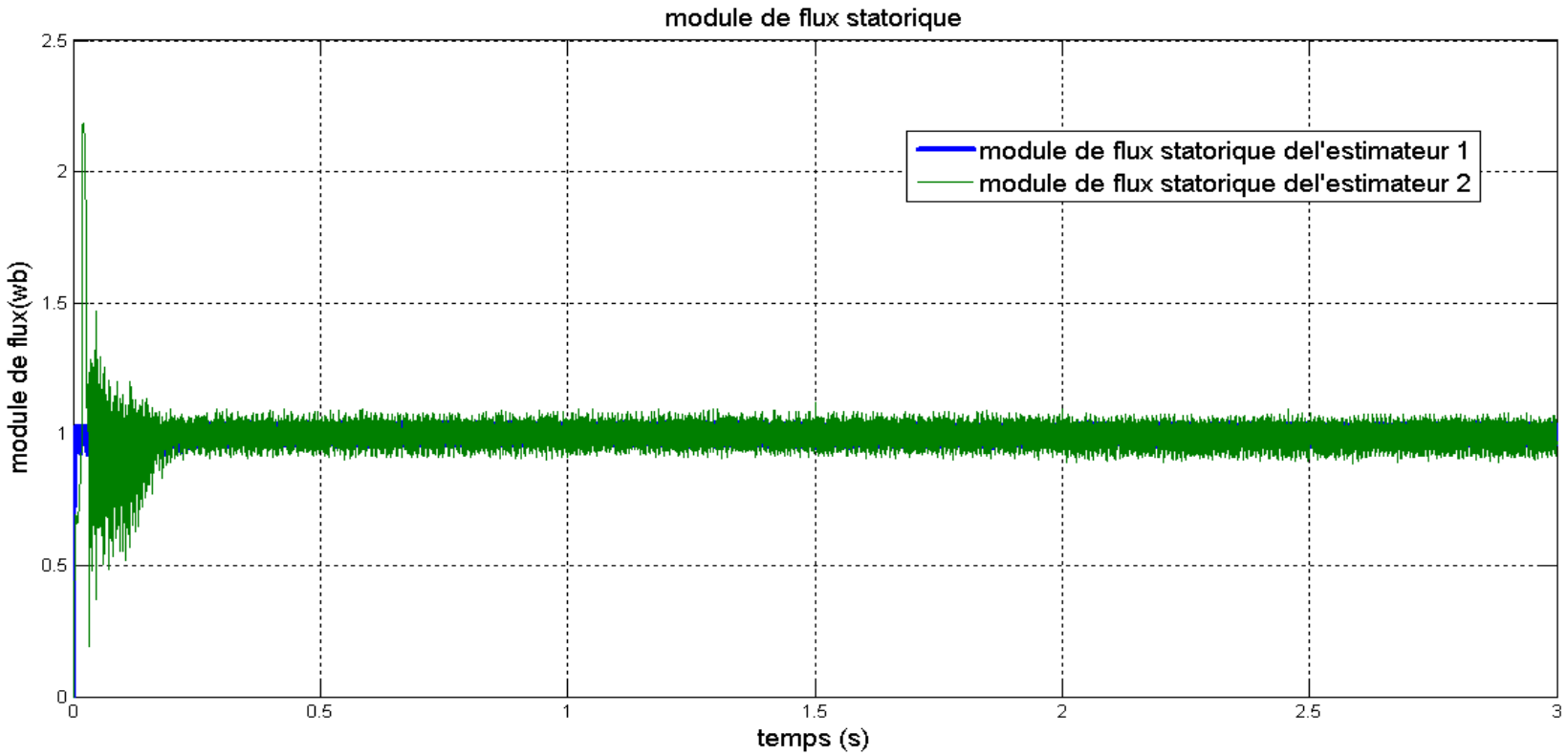


Evolution des composantes du courant statorique pour les deux schémas d'estimation



Evolution du flux statoriques estimé pour les deux schémas d'estimation

III.2. Résultats de simulation



Evolution du module du flux statoriques estimé pour les deux schémas d'estimation



6. Conclusion et perspectives

6.Conclusion et perspectives

un estimateur non linéaire a été proposé et développé pour estimer directement les deux composantes du flux statorique sans passer par l'estimation de la résistance statorique (chose qui caractérise la majorité des estimateurs existants dans la littérature). Cet estimateur utilise l'erreur entre les courants mesurés et ceux estimés (via le moteur) pour adapter son comportement .

6.Conclusion et perspectives

Finalement, comme perspective, nous suggérons la validation de cet estimateur par une implémentation pratique en utilisant des moyens tels que le dSPCE, FPGA, etc

Merci Pour Votre Aimable Attention



III.1. Introduction

Les résultats de simulation du chapitre précédent ont montré clairement que la DTC assure des performances acceptables pour un régime nominal avec paramètres fixes. Toutefois, ces performances se détériorent avec la variation des paramètres de la machine, en particulier, la résistance statorique. En effet, la résistance statorique joue un rôle décisif dans le schéma de commande DTC du fait qu'elle entre dans la dynamique du flux statorique dont les lois de commande dépendent rigidement. Pour compléter ce schéma de commande, il faut nécessairement le doter d'un moyen pour estimer le flux statorique du fait que l'utilisation des capteurs physiques présente une solution très désavantagée.

Dans la littérature, une multitude de variantes ont été proposé pour l'estimation du flux statorique. La plupart de ces solutions, passent par l'estimation de la résistance statorique, ensuite, on utilise le modèle du moteur pour estimer le flux statorique ce que présente une double estimation et, par conséquent, double erreur d'estimation. Pour surmonter ce problème, dans le présent travail nous proposons un estimateur permettant d'obtenir directement les deux composantes du flux statoriques. Le principe de l'estimateur proposé est inspiré du celui du modèle de référence adaptatif (MRAC). En effet, pour simplifier la conception et le processus d'adaptation de l'estimateur, la fonction de cout adoptée est prise basée les grandeurs mesurables du moteur, qui sont les courants statoriques. Deux motivations principales sont à l'origine de l'adoption d'un tel choix. D'une part, les valeurs des grandeurs suscitées s'obtiennent facilement par la mesure directe et, d'une autre part, ces grandeurs permettent de détecter et d'observer l'influence des variations paramétriques (ce sont des grandeurs indicatrices).

Dans ce chapitre deux variantes pour la commande DTC sont étudiées :

- La première partie est consacrée à l'estimation du flux statorique via l'estimation de la résistance statorique.
- La deuxième partie est consacrée au développement d'un estimateur non linéaire permettant d'estimer directement le flux statorique.

Pour valider les performances des estimateurs proposés, il sera intégré dans le schéma de commande DTC et tester pour les différentes conditions de fonctionnement du moteur étudié.

III.2. Estimation du flux statorique via l'estimation de la résistance statorique

Dans cette étape de notre travail, nous adoption les suppositions suivantes :

- Les courants statoriques et la vitesse du moteur sont mesurables.
- Pour les résistances statoriques et rotoriques, seules les valeurs nominales, correspondantes à celles déterminées par les tests standards, sont supposées connues.
- Toute déviation des ces deux paramètres est inconnue et doit être estimée.
- La variation des inductances n'est pas considérée.

En tenant compte des suppositions suscitées, nous définissons un vecteur regroupant les quantités à estimer comme suit :

$$P = \begin{bmatrix} \bar{\Delta}_s \\ \bar{\Delta}_r \end{bmatrix} \qquad \text{(III.1)}$$

Où :

$\bar{\Delta}_s$: La valeur exacte (idéale) de la variation de la résistance statorique.

$\bar{\Delta}_r$: La valeur exacte (idéale) de la variation de la résistance rotorique.

Ces variations sont déterminées comme suit :

$$\bar{\Delta}_s = R_s - R_{sn}$$

$$\bar{\Delta}_r = R_r - R_{rn} \qquad \text{(III.2)}$$

Où :

R_s , R_{sn} sont respectivement les valeurs exactes (idéales) et nominales de la résistance statorique.

R_r , R_{rn} sont respectivement les valeurs exactes (idéales) et nominales de la résistance rotorique.

Pratiquement, les valeurs idéales ou exactes précédentes (R_s , R_r) existent mais elles sont inconnues , nous ne disposons donc que des valeurs estimées . le vecteur $\hat{P}$, qui contient les valeurs estimées des composantes du vecteur P , peut être exprimé comme suit :

$$\hat{P} = \begin{bmatrix} \hat{\Delta}_s \\ \hat{\Delta}_r \end{bmatrix} \quad \text{(III.3)}$$

Où :

$$\hat{\Delta}_s = \hat{R}_s - R_{sn} \quad \text{(III.4)}$$

$$\hat{\Delta}_r = \hat{R}_r - R_{rn} \quad \text{(III.5)}$$

$\hat{\Delta}_s$: la valeur estimée de la variation de la résistance statorique.

$\hat{\Delta}_r$: la valeur estimée de la variation de la résistance rotorique.

$\hat{R}_s \; et \; \hat{R}_r$ sont respectivement , les valeurs estimées des résistances statorique et rotorique.

Pour l'adaptation de l'estimateur proposé , conformément aux explications données dans l'introduction du présent chapitre , on utilise une fonction d'erreur basée sur la dynamique des courant statoriques . Par conséquent , en utilisant le vecteur des paramètres estimés ($\hat{P}$) , les courants statoriques peuvent être reconstitués , à travers le modèle du moteur , dans le référentiel lié au stator , comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{I}}_{s\alpha} = -\hat{\gamma}\,\hat{I}_{s\alpha} - \omega_r \hat{I}_{s\beta} + \dfrac{\hat{R}_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_{s\alpha} \\ \dot{\hat{I}}_{s\beta} = \omega_r\,\hat{I}_{s\alpha} - \hat{\gamma}\hat{I}_{s\beta} + \dfrac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\alpha} + \dfrac{\hat{R}_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\beta} + \dfrac{1}{\sigma L_s}V_{s\beta} \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Avec :

$$\hat{\gamma} = \gamma_n + \left(\frac{\hat{\Delta}_r}{\sigma L_r} + \frac{\hat{\Delta}_s}{\sigma L_s}\right) \quad \text{(III.7)}$$

$$\gamma_n = \frac{R_{rn}}{\sigma L_r} + \frac{R_{sn}}{\sigma L_s} \quad \text{(III.8)}$$

En utilisant (III.2 , III.4 , et III.7) le système (III.6) peut être organisé , sous forme matricielle , comme suit :

$$\dot{\hat{H}} = C_1\hat{H} + C_2\hat{\phi} + \hat{D}\hat{P} + D_3 V_s \quad \text{(III.9)}$$

Où

$\widehat{H} = \left[\hat{I}_{s\alpha}\, \hat{I}_{s\beta}\right]^T$: Vecteur des valeurs estimées des courant statoriques.

$\hat{\phi} = \left[\hat{\phi}_{s\alpha}\, \hat{\phi}_{s\beta}\right]^T$: Vecteur des valeurs estimées des deux composantes du flux statoriques.

Les matrices C_1, C_2, C_3 et $\widehat{D}$ sont donnés par :

$$C_1 = \begin{bmatrix} -\gamma_n & -\omega_r \\ \omega_r & -\gamma_n \end{bmatrix} \quad \text{(III.10)}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{rn}}{\sigma L_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_{rn}}{\sigma L_r L_s} \end{bmatrix} \quad \text{(III.11)}$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad \text{(III.12)}$$

$$\widehat{D} = \begin{bmatrix} -\frac{\hat{I}_{s\alpha}}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_r L_s}(\hat{\phi}_{s\alpha} - L_s \hat{I}_{s\alpha}) \\ -\frac{\hat{I}_{s\beta}}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_r L_s}(\hat{\phi}_{s\beta} - L_s \hat{I}_{s\beta}) \end{bmatrix} \quad \text{(III.13)}$$

D'autre part , en utilisant les paramètres estimés , les deux composantes du flux statoriques peuvent être obtiennes , via le modèle comme suit :

$$\begin{cases} \dot{\hat{\phi}}_{s\alpha} = V_{s\alpha} - \hat{R}_s\, \hat{I}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\beta} = V_{s\beta} - \hat{R}_s\, \hat{I}_{s\beta} \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

Supposant maintenant, qu'ils existent des valeurs idéales (exactes) pour les résistances statorique telles que, à travers le modèle du moteur , il est possible de reconstituer les valeurs exactes des courants statoriques mesurés . A noter que , les valeurs exactes des paramètres existent mais elles sont inconnues. Dans ces condition, les courants statoriques mesurés peuvent êtres reconstitués via le modèle par :

$$\begin{cases} \dot{I}_{s\alpha} = -\gamma I_{s\alpha} - \omega_r I_{s\beta} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\alpha} + \frac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_s \\ \dot{I}_{s\beta} = \omega_r I_{s\alpha} - \gamma I_{s\beta} - \frac{\omega_r}{\sigma L_s}\hat{\phi}_{s\alpha} + \frac{R_r}{\sigma L_s L_r}\hat{\phi}_{s\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_s \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

$$\gamma = \gamma_n + \left(\frac{\bar{\Delta}_r}{\sigma L_r} + \frac{\bar{\Delta}_s}{\sigma L_s}\right) \quad \text{(III.16)}$$

Ou sous forme matricielle, le modèle (III. 15) peut réécrit comme suite :

$$\dot{H} = C_1 H + C_2 \hat{\phi} + D\bar{P} + C_3 V_s \quad \text{(III.17)}$$

Où

$H = \left[I_{s\alpha}\, I_{s\beta}\right]^T$: Vecteur des valeurs estimées des courant statoriques.

Les matrices C_1, C_2, C_3 et D sont donnés par :

$$C_1 = \begin{bmatrix} -\gamma_n & -\omega_r \\ \omega_r & -\gamma_n \end{bmatrix} \quad \text{(III.18)}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \frac{R_{rn}}{\sigma L_r L_s} & \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_{rn}}{\sigma L_r L_s} \end{bmatrix} \quad \text{(III.19)}$$

$$C_3 = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \quad \text{(III.20)}$$

$$D = \begin{bmatrix} -\frac{I_{s\alpha}}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_r L_s}(\hat{\phi}_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha}) \\ -\frac{I_{s\beta}}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma L_r L_s}(\hat{\phi}_{s\beta} - L_s I_{s\beta}) \end{bmatrix} \quad \text{(III.21)}$$

Considérant maintenant, le vecteur d'erreur d'estimation des courants statoriques qui est donné par :

$$\tilde{\Delta} I = \left[I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha}\ \ I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta}\right]^T \quad \text{(III.22)}$$

On utilisant (III.6) et (III.15) la dynamique de l'erreur de l'estimation des courants statoriques devient :

$$\Delta \dot{I} = C_1 \tilde{\Delta} I + D\tilde{P} \quad \text{(III.23)}$$

Avec :

$$\tilde{P} = \left[\bar{\Delta}_s - \hat{\Delta}_s \quad \bar{\Delta}_r - \hat{\Delta}_r \quad\right]^T \quad \text{(III.24)}$$

L'équation (III.23) montre que l'erreur d'estimation des paramètres cherchés, initialement inconnues (valeurs idéales inconnues), est devenue une fonction des erreurs d'estimation des courants statoriques (grandeurs connues).

Arrivant à cette forme, dans la théorie de commande non linéaire adaptative, on peut trouver différentes règles d'adaptation permettant d'estimer la variation des paramètres considères qui sont les résistances statoriques et rotoriques. Parmi ces règles, on trouve la règle $\boldsymbol{e_1 - modification}$ proposée par K.S. Narendra [16]. Suivant cette règle d'adaptation, et en considérant la dynamique des erreurs des courants statoriques (III.24), l'estimation des paramètres cherchés peut être effectuée comme suit :

$$\dot{\hat{P}} = \tau_1 \hat{D}^T \tilde{\Delta} I + \tau_2 \left|\tilde{\Delta} I\right| \hat{P} \qquad \text{(III.25)}$$

Apres développement on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\Delta}}_s \\ \dot{\hat{\Delta}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\tau_{11} \frac{1}{\sigma L_s} \hat{I}_{s\alpha} \tilde{\Delta} I_{s\alpha} - \tau_{11} \frac{1}{\sigma L_s} \hat{I}_{s\beta} \tilde{\Delta} I_{s\beta} + \tau_{12} \left|\tilde{\Delta} I\right| \hat{\Delta}_s \\ \tau_{21} \frac{1}{\sigma L_s L_r} \left(\hat{\phi}_{s\alpha} - L_s \hat{I}_{s\alpha}\right) \tilde{\Delta} I_{s\alpha} + \tau_{21} \frac{1}{\sigma L_s L_r} \left(\hat{\phi}_{s\beta} - L_s \hat{I}_{s\beta}\right) \tilde{\Delta} I_{s\beta} + \tau_{22} \left|\tilde{\Delta} I\right| \hat{\Delta}_r \end{bmatrix} \qquad \text{(III.26)}$$

Les coefficients τ_{11} , τ_{12} , τ_{21} , et τ_{22} sont des positifs choisis en vue d'améliorer la convergence des règles (III.26). La figure (III.1) représente le schéma de fonctionnement de l'estimateur proposé.

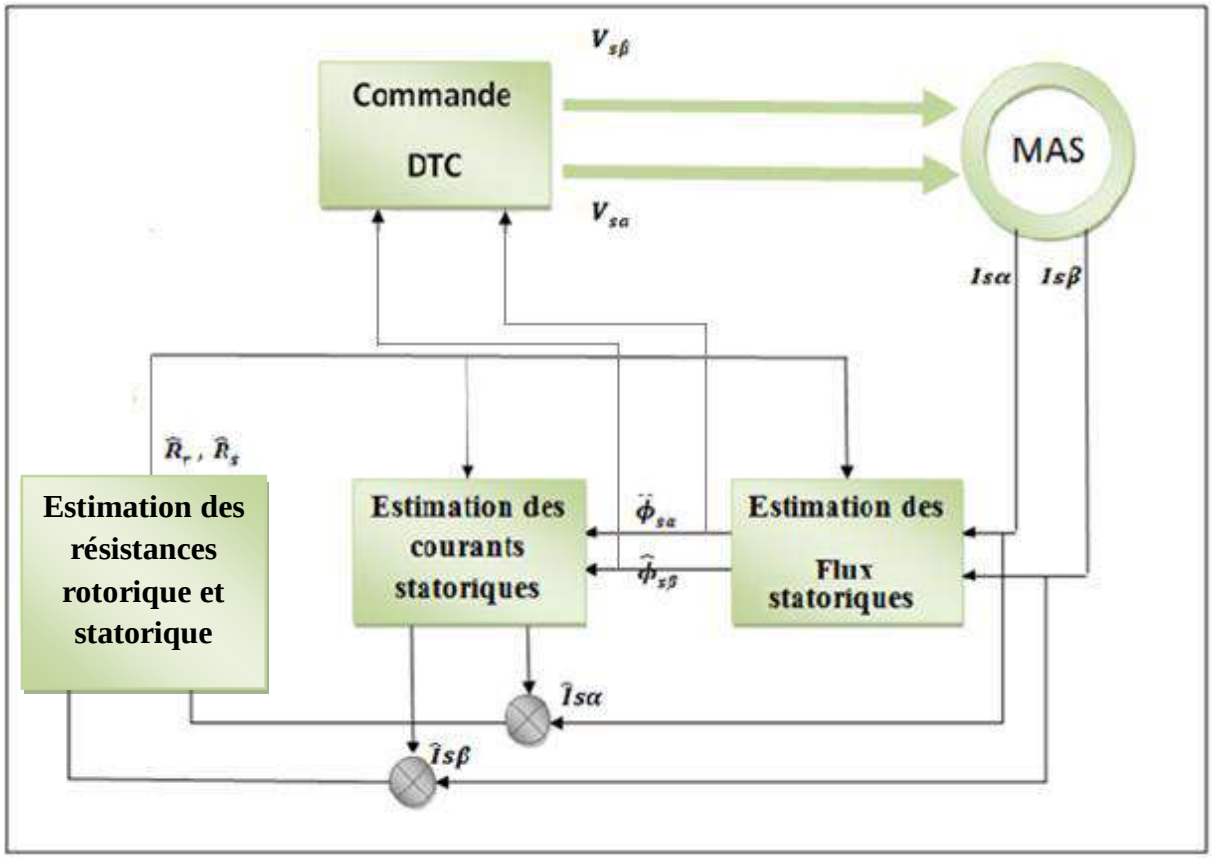


Figure (III.1) : Structure de la version adaptative proposée pour la DTC (estimation des paramètres résistifs et du flux statorique)

III.2.1. Résultats de simulation et Interprétations

Pour tester les performances de l'estimateur proposé, il a été inséré dans le schéma de la DTC. Les capacités d'estimation sont étudiées dans différents cas de régimes, à savoir :

- Le cas d'un régime de fonctionnement nominal ;
- Le cas des variations brusque et linéaire des paramètres ;

A cet effet, dans le cas d'un régime de fonctionnement nominal, des variations brusques et linéaires (entre +100% et 50% des valeurs nominales) sont appliquées sur les résistances statoriques et rotoriques. Les estimations des paramètres recherchés sont illustrés sur la figure (III.2) pour les résistances statorique et rotorique. lors du déroulement des régimes transitoires, les variations brusques des paramètres provoquent certaines oscillations qui sont rapidement amorties. A l'exception des cas des régimes transitoires, les paramètres estimés suivent fidèlement leurs valeurs de référence (les valeurs idéales). Les erreurs d'estimation, pour les deux paramètres tendent rapidement vers des valeurs nulles (figure (III.3) .

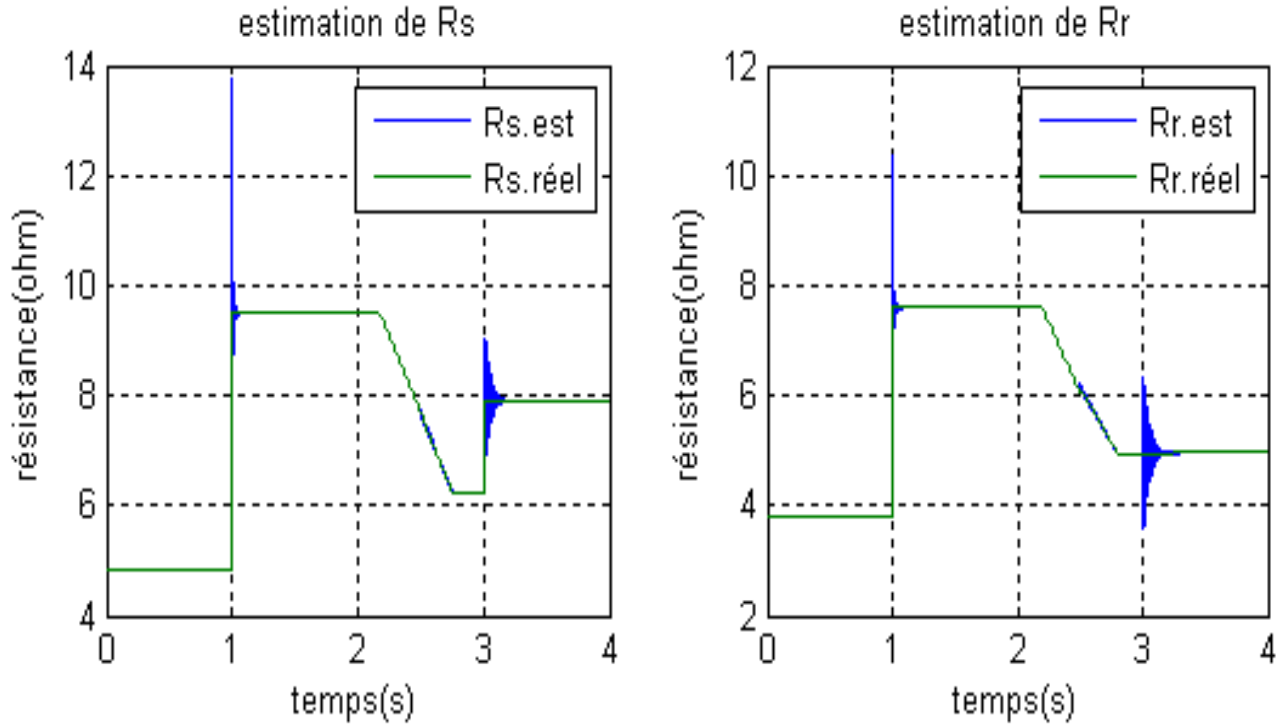


Figure (III.2) : Valeurs estimées des deux résistances Rs et Rr

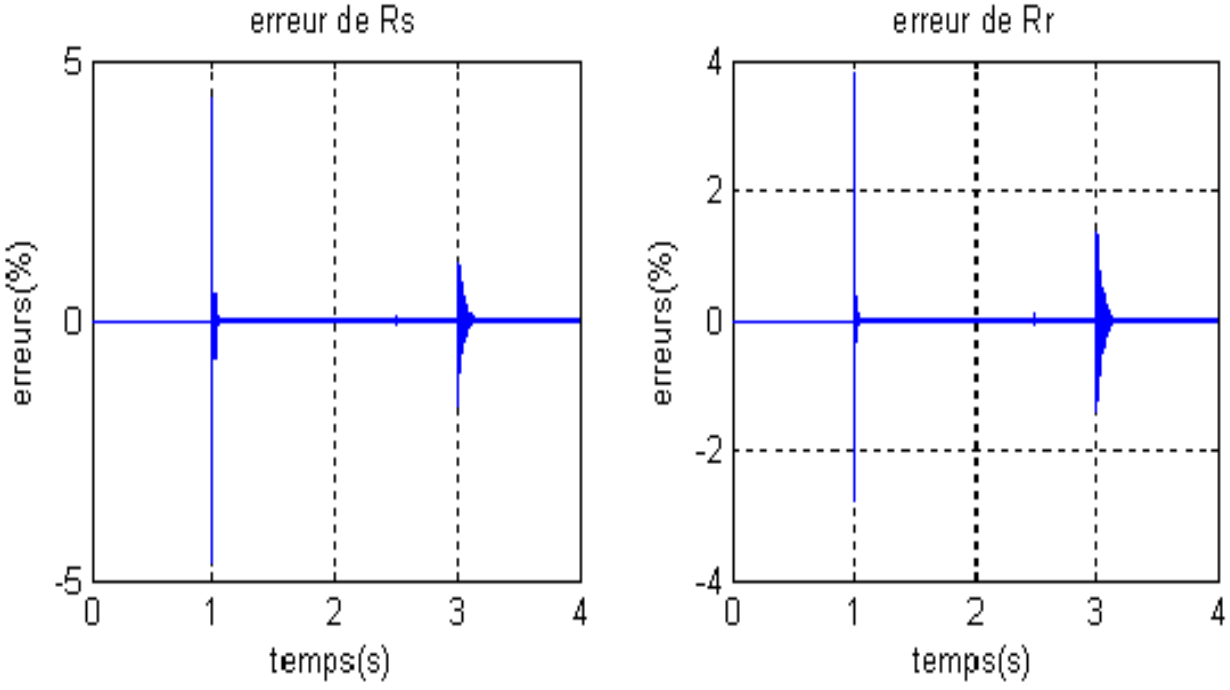


Figure (III.3) : Erreurs d'estimation pour les résistances Rs et Rr

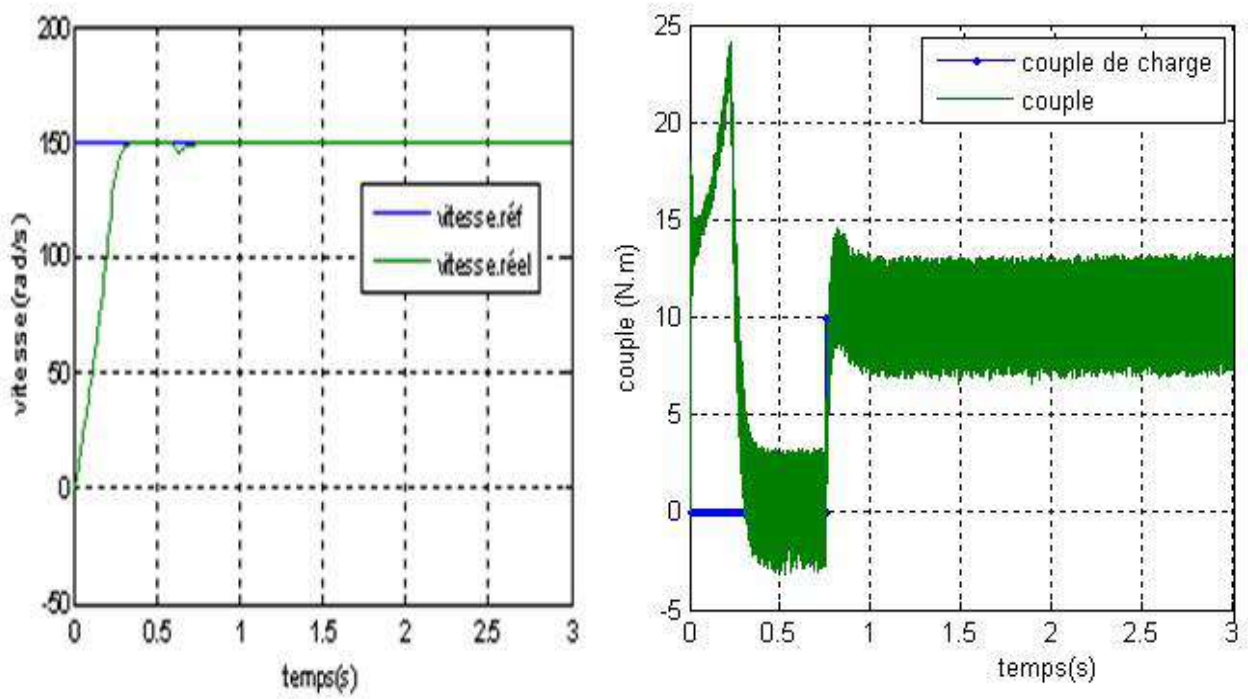


Figure (III.4) : évolutions du couple et de vitesse

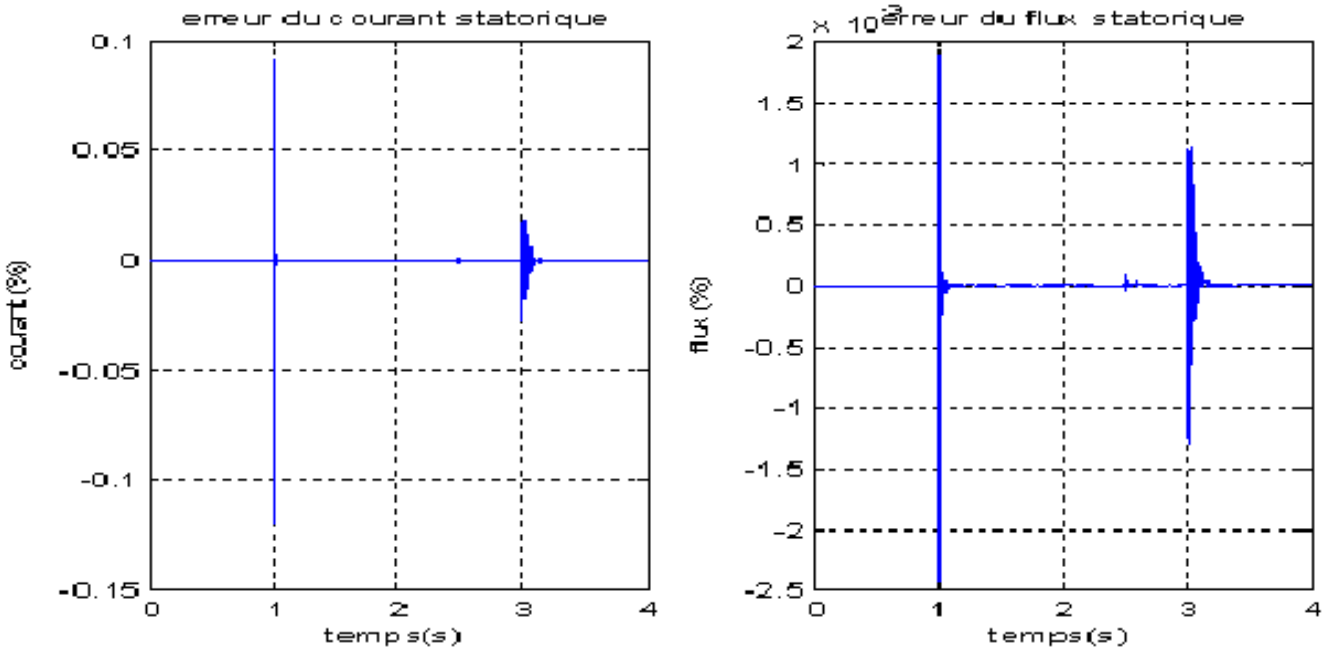


Figure (III.5) : Erreurs d'estimation pour courants et flux statorique

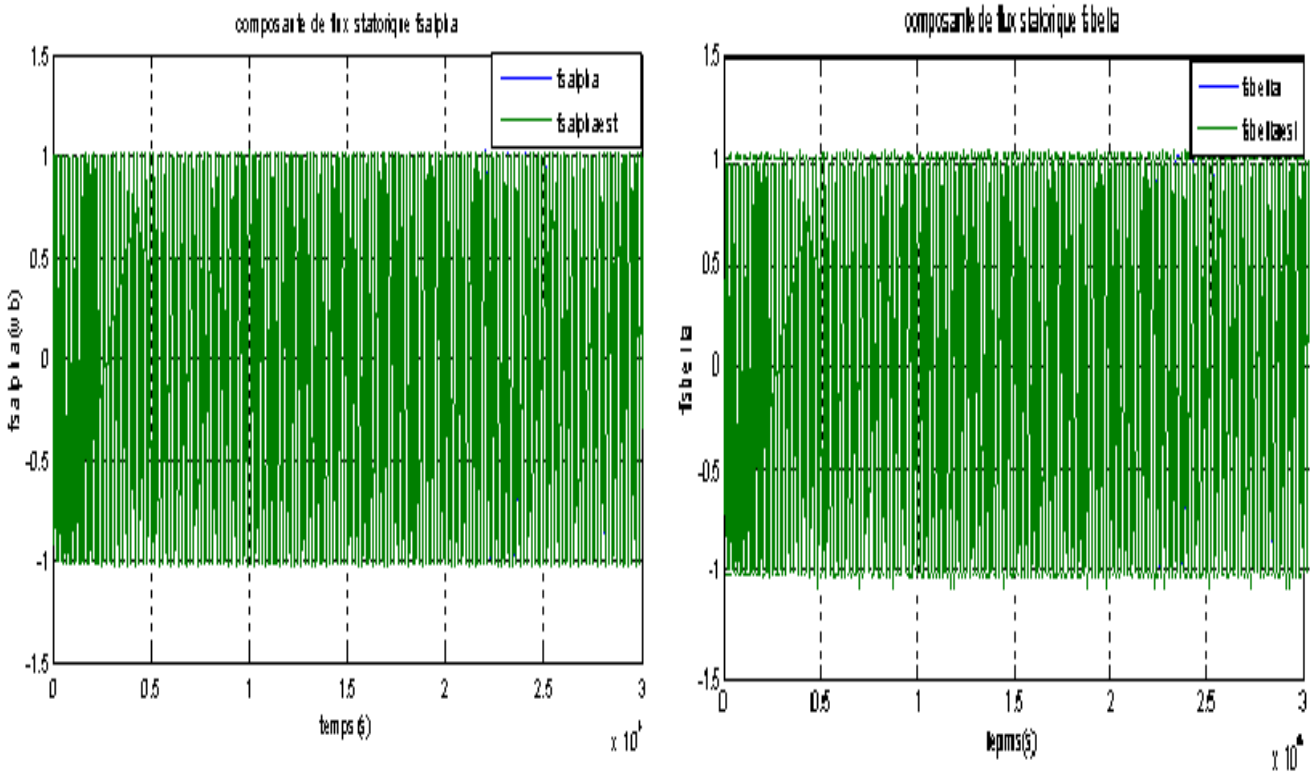


Figure (III.6) : évolutions des composantes de flux statorique Φsα et Φsβ

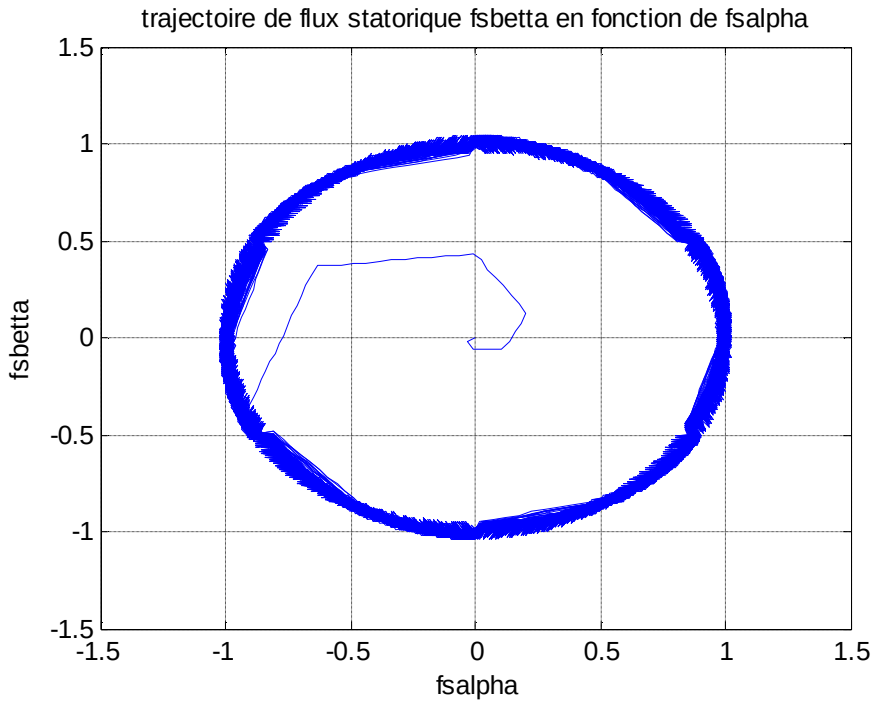


Figure (III.7) : trajectoire de flux statorique Φsβ en fonction de Φsα

Sur la figure (III.5)**,** sont représentées les erreurs d'estimation du flux statorique et des courants statoriques, c'est ces dernières qui sont utilisées pour l'adaptation de l'estimateur proposé. Il est à remarquer que chaque variation, de n'importe quel paramètre, provoque la déviation des grandeurs estimées par rapport à celles mesurées.

De la figure (III.4), on constate que la précision d'estimation peut être clairement évaluée en analysant les réponses dynamiques du moteur. la vitesse suit précisément sa référence avec une erreur de poursuite négligeable. Pour le couple, on n'observe que quelques faibles perturbations, les valeurs d'erreur entre flux statorique estimé et celle de référence sont négligeables (figure (III.5)). Il faut signaler, que malgré que les oscillations des paramètres estimés soient d'une certaine importance (durant les régimes transitoires), les perturbations engendrées dans les réponses dynamiques sont négligeables. D'autre part, le courant statorique correspond à sa valeur nominal et les pics du courant sont maintenus dans des limites admissibles.

III.4.: estimateur des flux statoriques

Dans la partie précédente, pour estimer le flux statorique, nous avons passé par l'estimation de la résistance statorique ce qui présente une double estimation. Dans cette partie, nous allons élaborer un estimateur non linéaire qui permet de fournir directement les valeurs des deux composantes du flux statorique sans passer par la résistance statorique.

Dans ce cas, le vecteur regroupant les quantités à estimer se donne par :

$$\hat{P}_{\phi} = \begin{bmatrix} \hat{\phi}_{s\alpha} \\ \hat{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.26)}$$

Où :

$\hat{\Delta}_{\phi s\alpha}$: La valeur estimée de la variation de la flux statorique suivant l'axe α.

$\hat{\Delta}_{\phi s\beta}$: La valeur estimée de la variation du flux statorique suivant l'axe β.

Soient, d'autre part, les erreurs d'estimation des deux composantes du flux statorique données par :

$$\hat{\Delta}_{\phi s\alpha} = \phi_{s\alpha} - \hat{\phi}_{s\alpha} \qquad \text{(III.27)}$$

$$\hat{\Delta}_{\phi s\beta} = \phi_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} \qquad \text{(III.28)}$$

Avec $\phi_{s\alpha} et\, \phi_{s\beta}$ représentent les valeurs exactes (idéales) des flux statorique, qui sont pratiquement inconnues,

Revenant à l'équation (III.6), en utilisant les valeurs estimées et idéales du flux statorique et, en passant par les mêmes étapes précédentes, la dynamique de l'erreur d'estimation des courants statorique peut être reformulée comme suivant :

$$\Delta \dot{I} = C_1 \tilde{\Delta} I + \widehat{D}_\phi \tilde{P}_\phi \qquad \text{(III.29)}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} -\gamma_n & -\omega_r \\ \omega_r & -\gamma_n \end{bmatrix} \qquad \text{(III.30)}$$

$$\widehat{D}_\phi = \begin{bmatrix} \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} \\ -\frac{\omega_r}{\sigma L_s} & \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \end{bmatrix} \qquad \text{(III. 31)}$$

$$\tilde{\Delta} I = \left[I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \;\; I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \right]^T \qquad \text{(III. 32)}$$

$$\tilde{P}_\phi = \left[\phi_{s\alpha} - \hat{\phi}_{s\alpha} \;\; \phi_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} \right]^T \qquad \text{(III.33)}$$

Donc :

Par analogie à (III.25), en considérant la dynamique des erreurs (III.29), l'estimation des deux composantes du flux statorique peut être effectuée comme suivant :

$$\dot{\tilde{P}}_\phi = \tau_1 \widehat{D}_\phi{}^T \tilde{\Delta} I + \tau_2 \left| \tilde{\Delta} I \right| \tilde{P}_\phi \qquad \text{(III.34)}$$

Après développement, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\phi}}_{s\alpha} \\ \dot{\hat{\phi}}_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau_{31} \frac{R_{rn}}{\sigma L_s L_r} \tilde{\Delta} I_{s\alpha} - \tau_{31} \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \tilde{\Delta} I_{s\beta} + \tau_{32} \left| \tilde{\Delta} I \right| \hat{\phi}_{s\alpha} \\ \tau_{41} \frac{\omega_r}{\sigma L_s} \tilde{\Delta} I_{s\alpha} + \tau_{41} \frac{R_{rn}}{\sigma L_s L_r} \tilde{\Delta} I_{s\beta} + \tau_{42} \left| \tilde{\Delta} I \right| \hat{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix} \qquad \text{(III.35)}$$

Comme on a cité dans la partie I, Les coefficients τ_{31} , τ_{32} , τ_{41} , et τ_{42} sont des positifs choisis en vue d'améliorer la convergence des règles (III.35) . La figure (III.6) représente le schéma de fonctionnement de l'estimateur proposé.

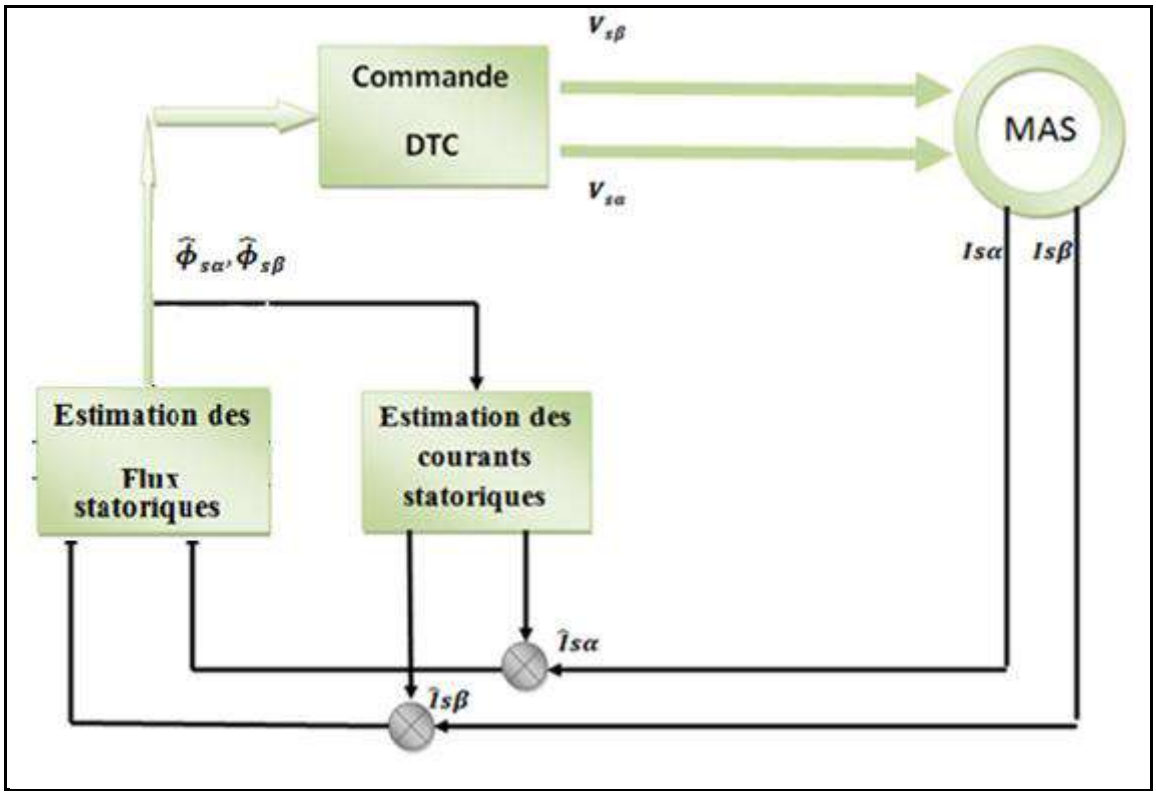


Figure (III.8) : Structure de l'estimateur proposé pour le flux statorique

III.4.1. Résultats de simulation et Interprétations

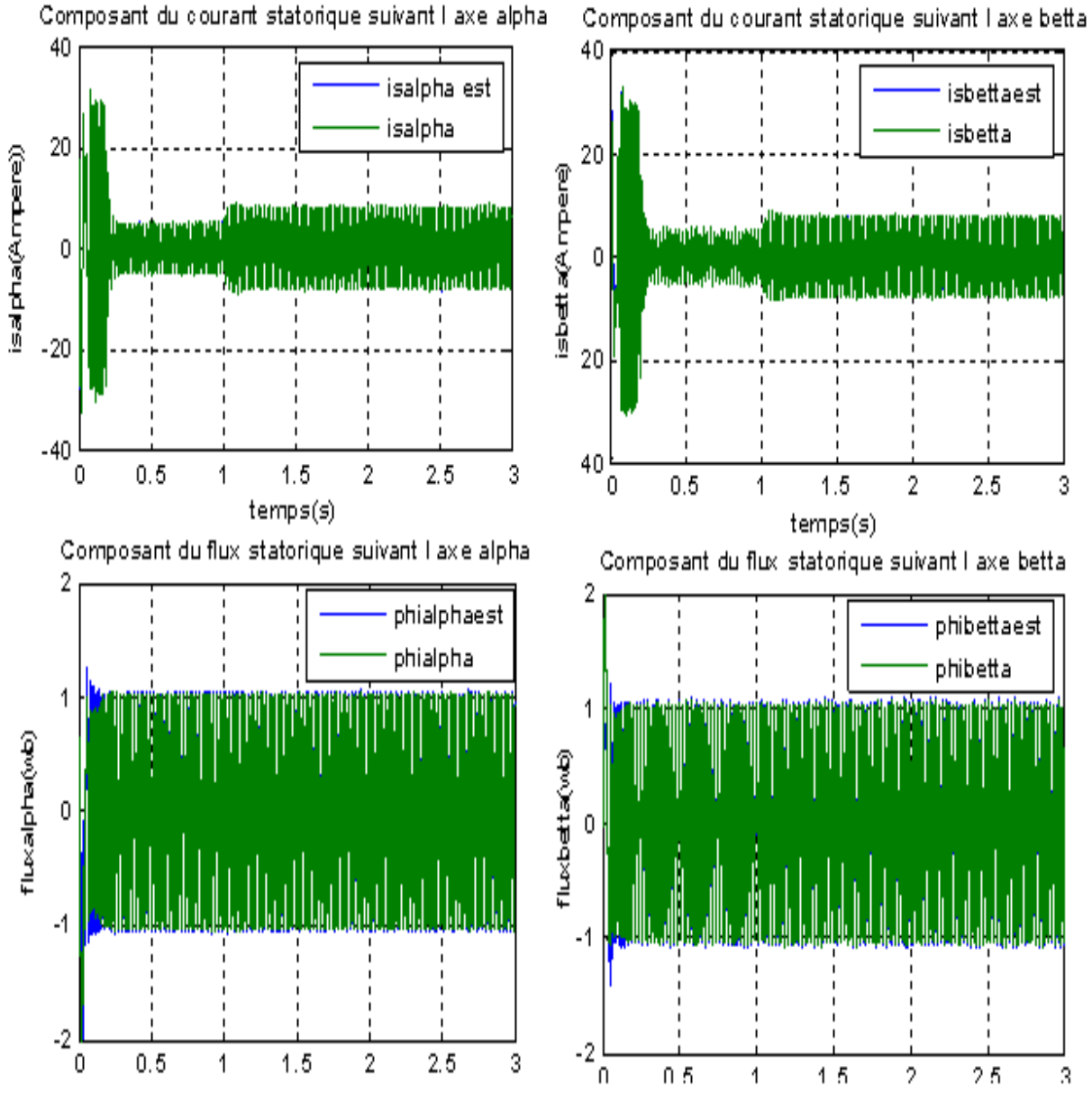
Afin de mieux voir les performances et la robustesse de l'estimation proposé, il a été inséré dans le schéma de commande DTC et tester pour différents mode de fonctionnement.

- Fonctionnement en régime nominal avec charge et avec paramètres fixes.
- Teste de robustesse.
- Inversion de la vitesse.

a. fonctionnement avec paramètres fixes

Les résultats de simulation obtenus avec l'estimation du flux statorique, lors du démarrage à vide avec une référence de vitesse de 150 tr/min, suivi d'une application d'un couple de charge de 10 N.m à t=1s sont présentés sur la figure III.9. Nous montrons les formes des composantes du flux statorique ($\hat{\boldsymbol{\phi}}_{s\alpha}, \hat{\boldsymbol{\phi}}_{s\beta}$), et les courants statoriques , la vitesse , le couple électromagnétique , et le module de flux et son erreur d'estimation.

On constate de bonne estimation du flux statorique, les allures des composantes du flux restent parfaitement en quadrature et leurs amplitudes sont identiques. On observe également que l'estimation du flux se fait de façon admissible, De même pour les courants statoriques.



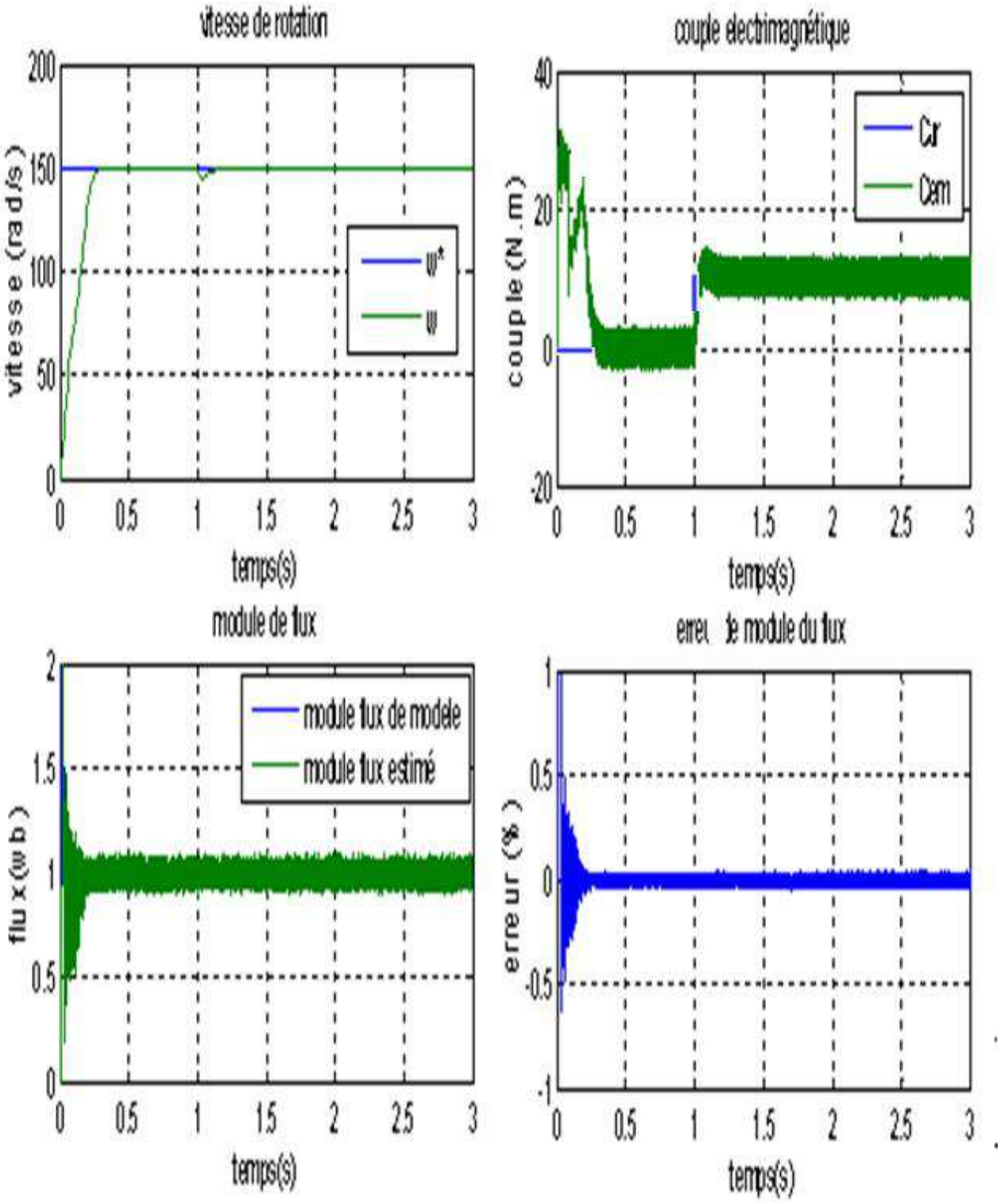


Figure .III.9: Résultats de simulation obtenus avec l'estimateur pour une vitesse de référence 150 tr/min (introduction un couple de charge10 Nm à t=1s).

b. Robustesse de l'estimateur vis-à-vis la variation paramétrique

Ø Variation brusque des paramètres résistifs (Rs et Rr)

Pendant le fonctionnement de machine, On fait une augmentation de 80% de valeurs nominales des résistances statorique et rotorique d'une manière brusque (à l'instant $t = 1.5s$ pour Rs et à l'instant $t = 2s$ pour Rr) . (figure III.10)

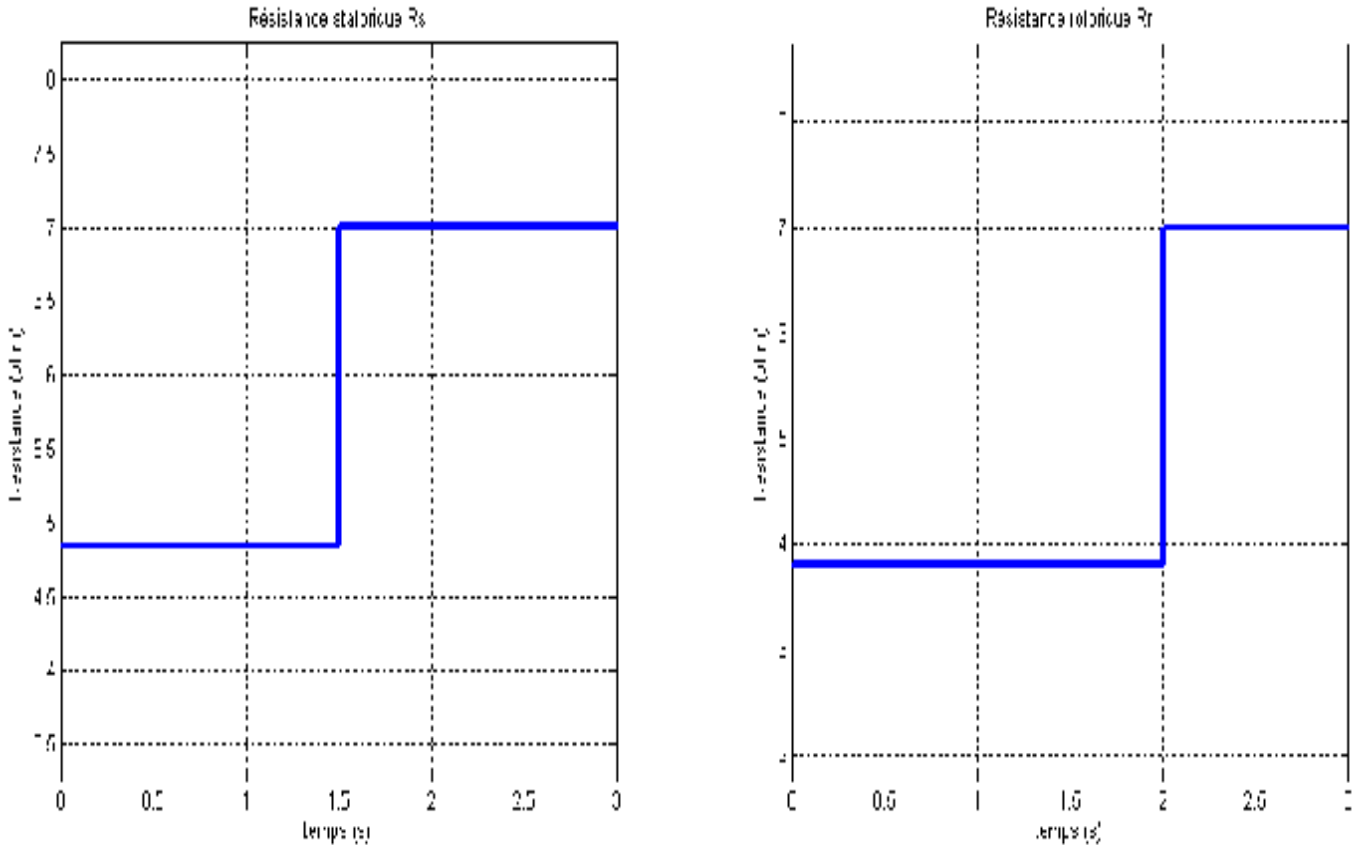


Figure III.10. : Variation brusque des paramètres résistifs (Rs et Rr)

On constate que ces variations brusques des résistances rotorique et statorique n'a aucun effet sur la vitesse et le couple (figure III.11). Toutefois, les deux composantes du flux statorique subissent quelques fluctuation (voir erreur d'estimation du flux statorique), ces fluctuations n'affectent pas les réponses dynamique du moteur.

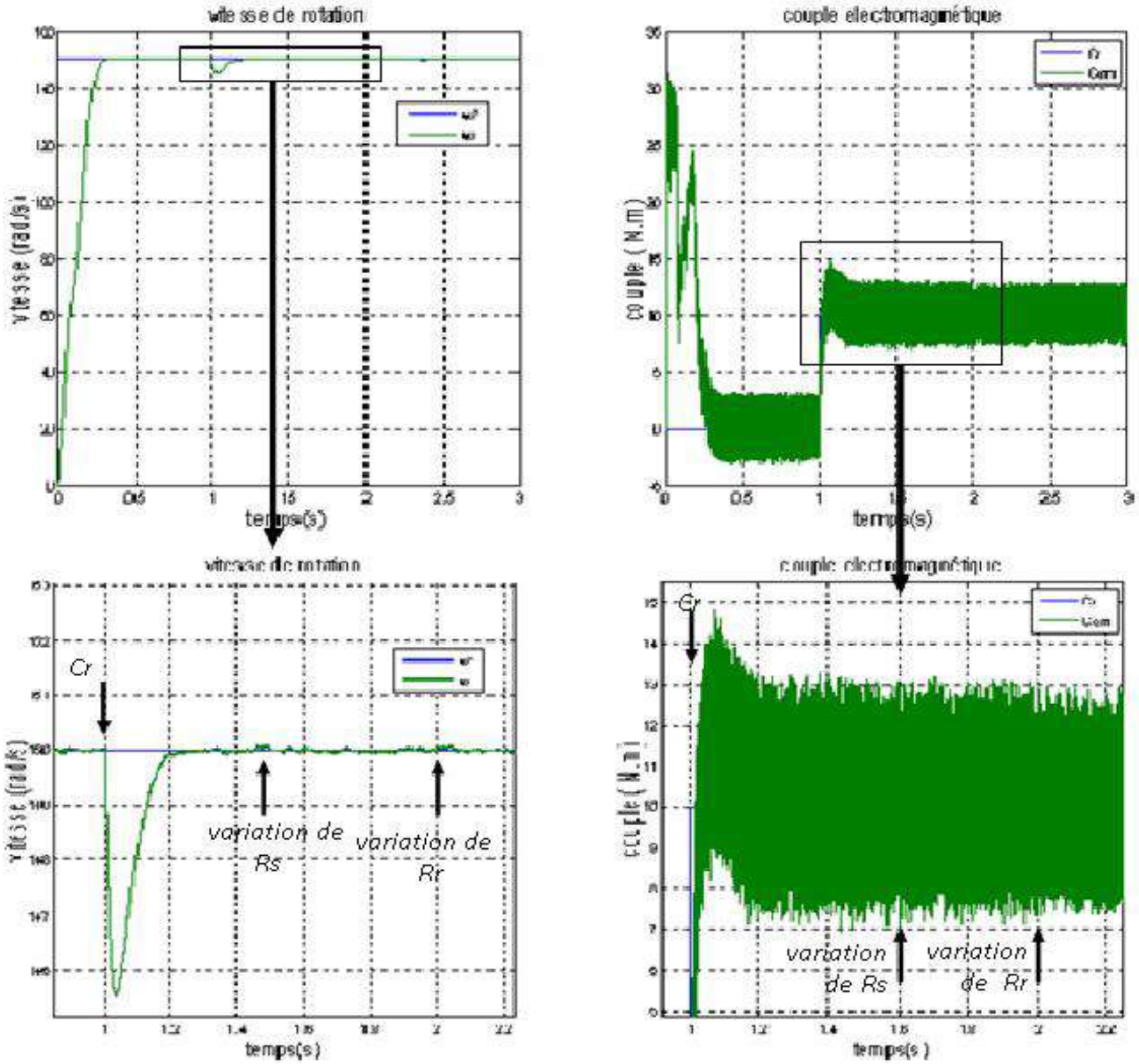


Figure (III.11) : évolutions du couple et de vitesse

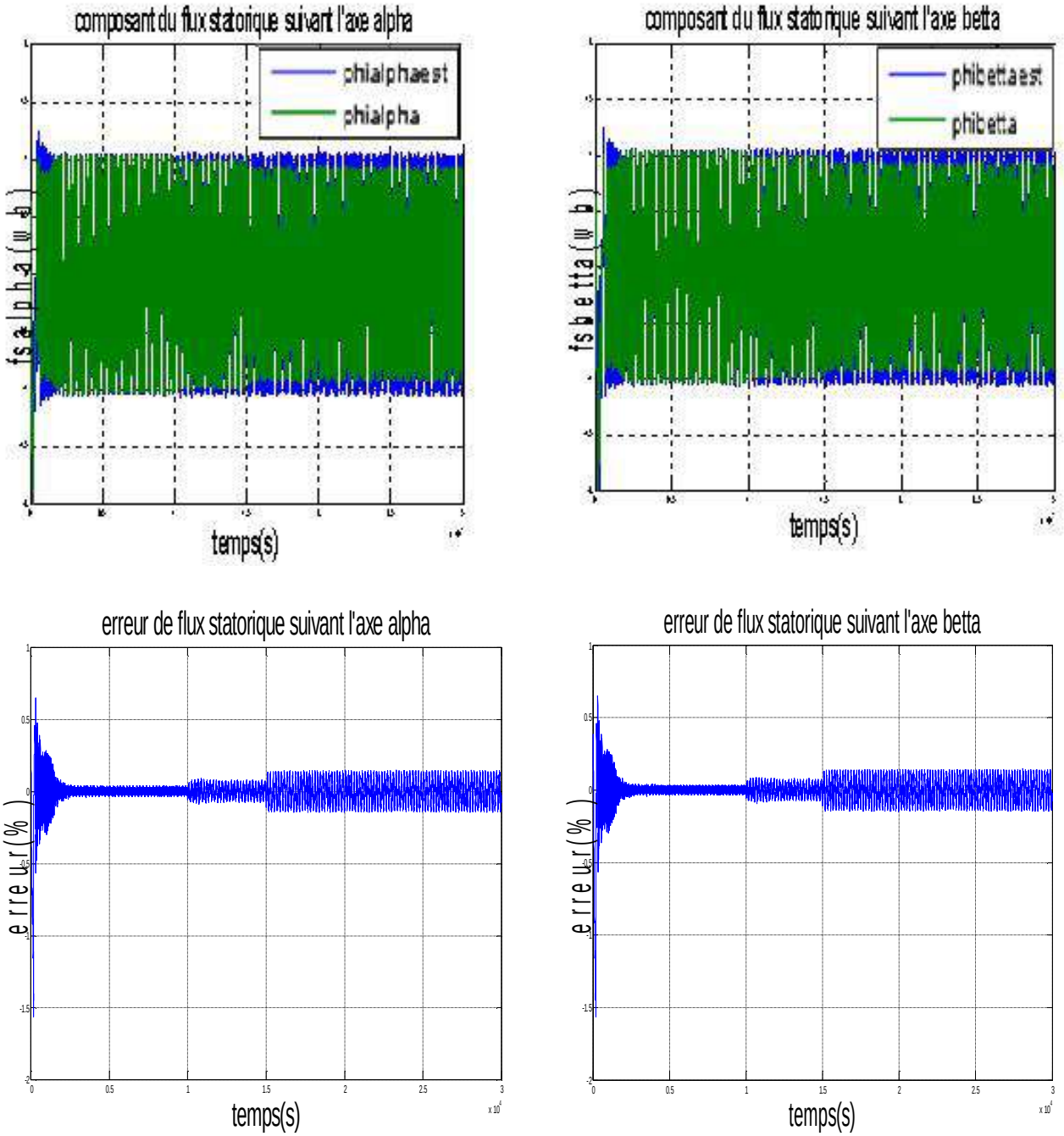


Figure .III.12 : Module de flux statoriques et son erreur.

Ø Variation linéaire des paramètres résistifs (Rs et Rr)

Pendant le fonctionnement de la machine, On fait une augmentation de 80% de valeurs nominales des résistances statorique et rotorique d'une manière linéaire (jusqu'à l'instant $t = 1.5s$ pour Rs et jusqu'à l'instant $t = 2s$ pour Rr) .(figure III.13).

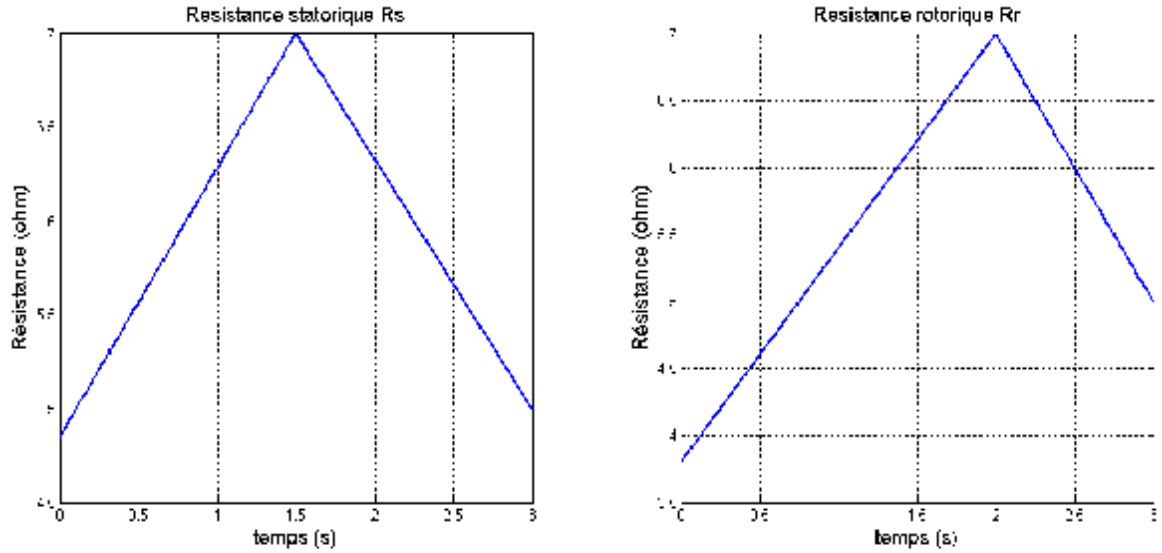


Figure III.13. : Variation linéaire des paramètres résistifs (Rs et Rr)

Comme auparavant, de la figure III.14, on constate que cettes variations linéaire des résistances statorique et rotorique ne provoquent aucune dégradation dans la vitesse ou dans le couple qui suivent d'une manière stable leur consigne.

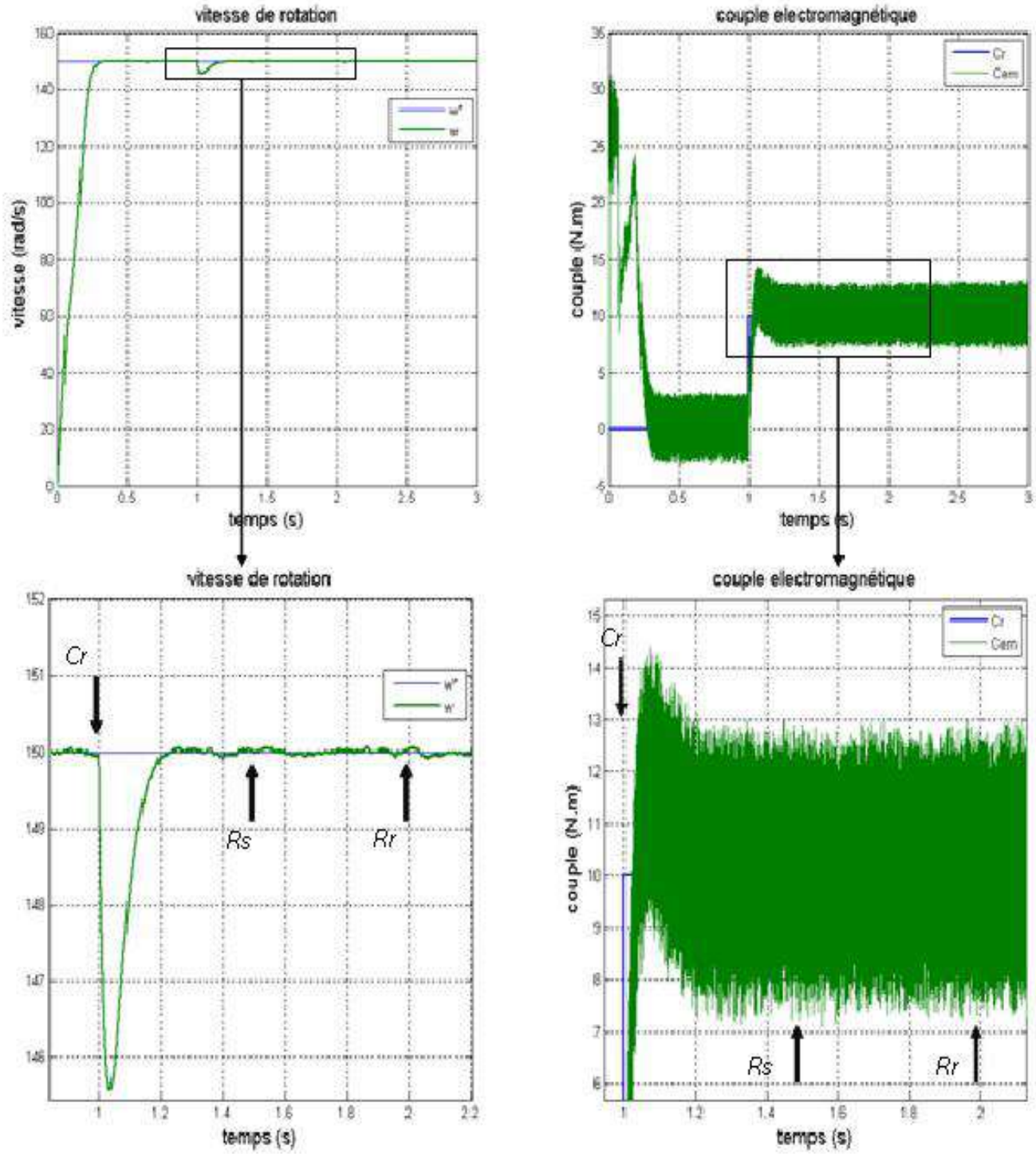


Figure (III.14) : évolutions du couple et de vitesse

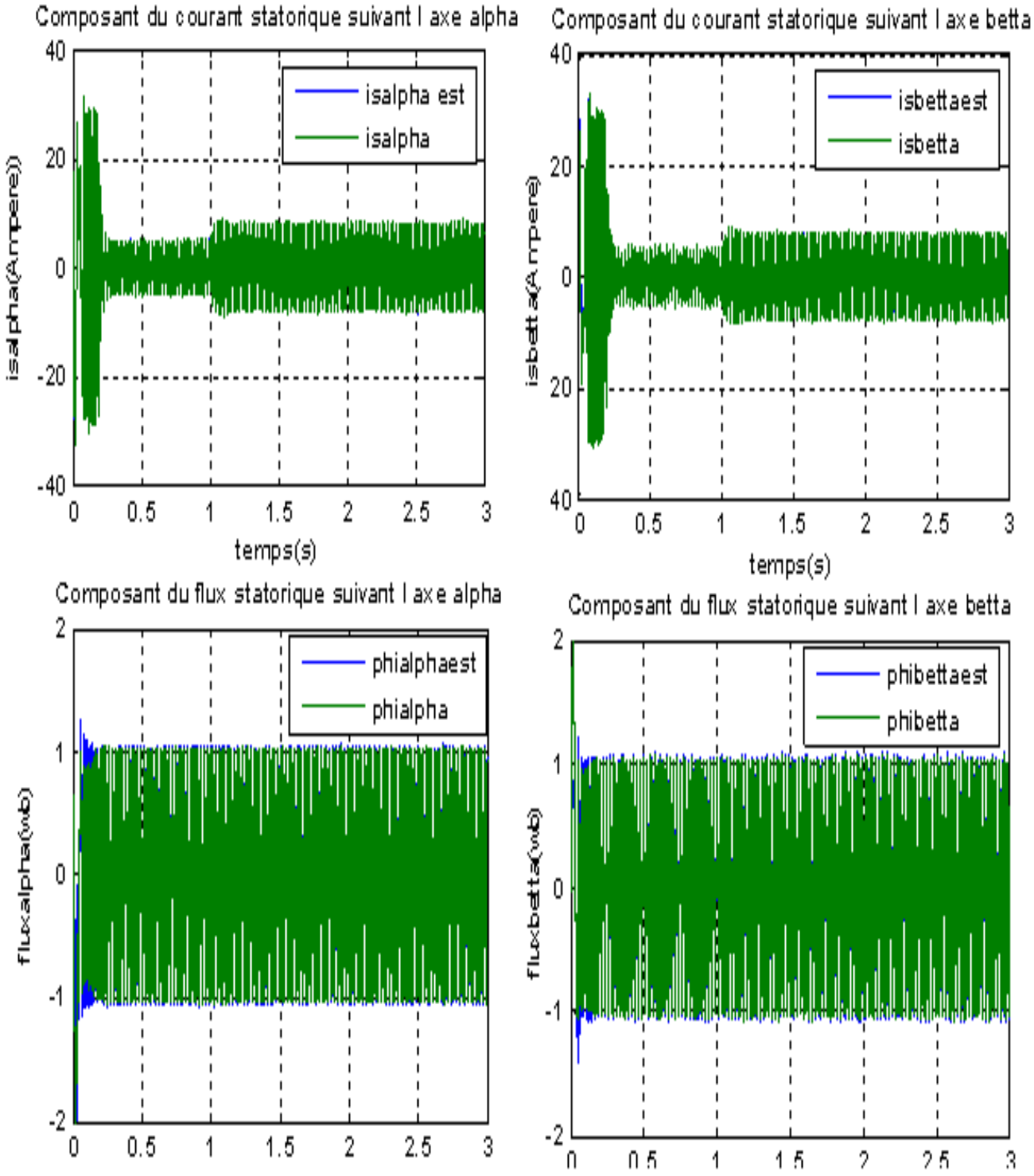


Figure (III.15) : Evolutions des composantes de courants et de flux statoriques

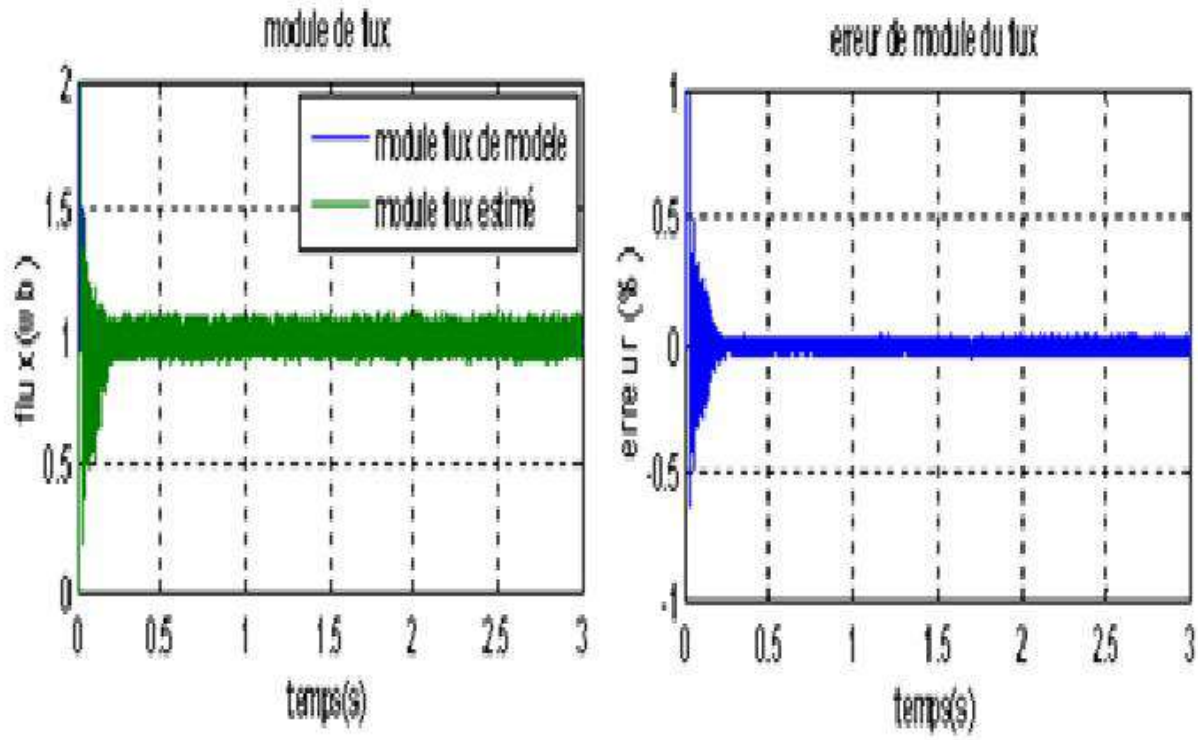


Figure .III.16 : erreur d'estimation du flux statorique pour variation linéaire des paramètres.

c. Inversion du sens de rotation

La figure III.17 et III.18 montre les résultats de simulation, lors de l'inversion de la consigne de vitesse de 150 tr/min à -150 tr/min à partir de t=1s. On remarque à travers les figures (III.17 , III.18) que à l'exception des cas des régimes transitoires, les performances de l'estimateur proposé sont maintenues et toutes les fluctuations sont rapidement amorties.

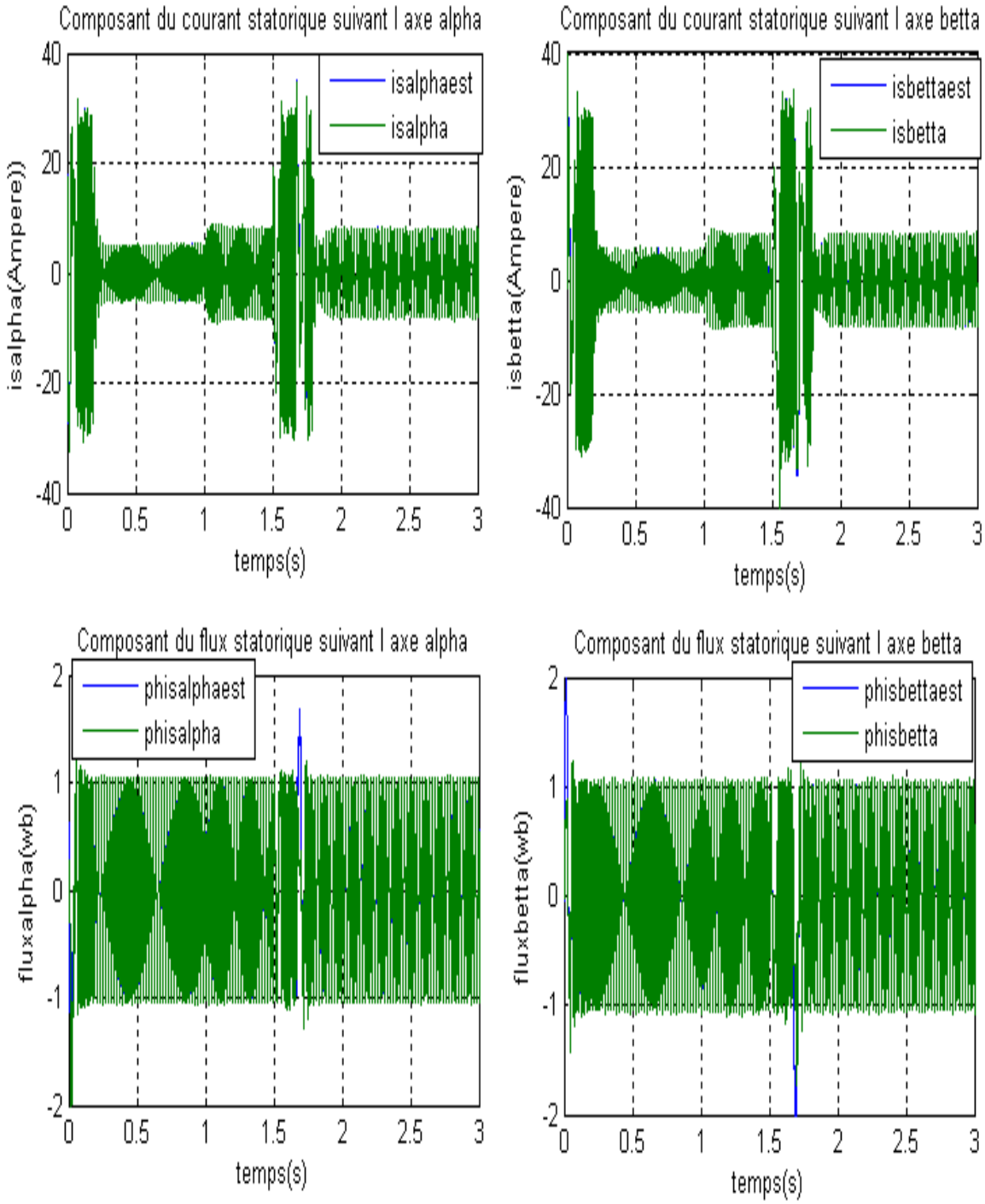


Figure (III.17) : Evolutions des composantes de courants et de flux statoriques

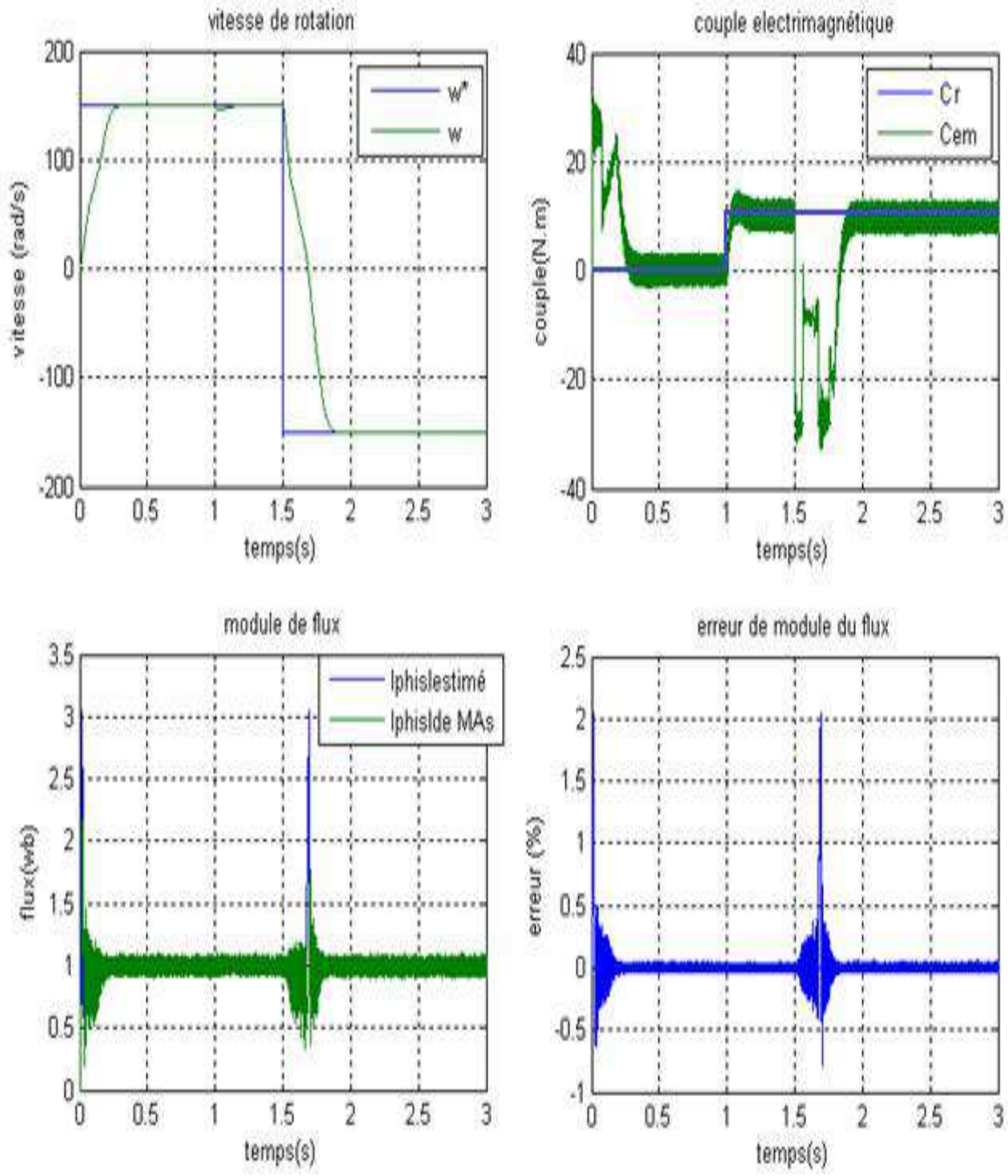


Figure .III.18: Résultats de simulation obtenus avec l'estimateur (une inversion du sens de rotation de 150 tr/min à -150 tr/min à t=1s).

d. Pour à basse vitesse :

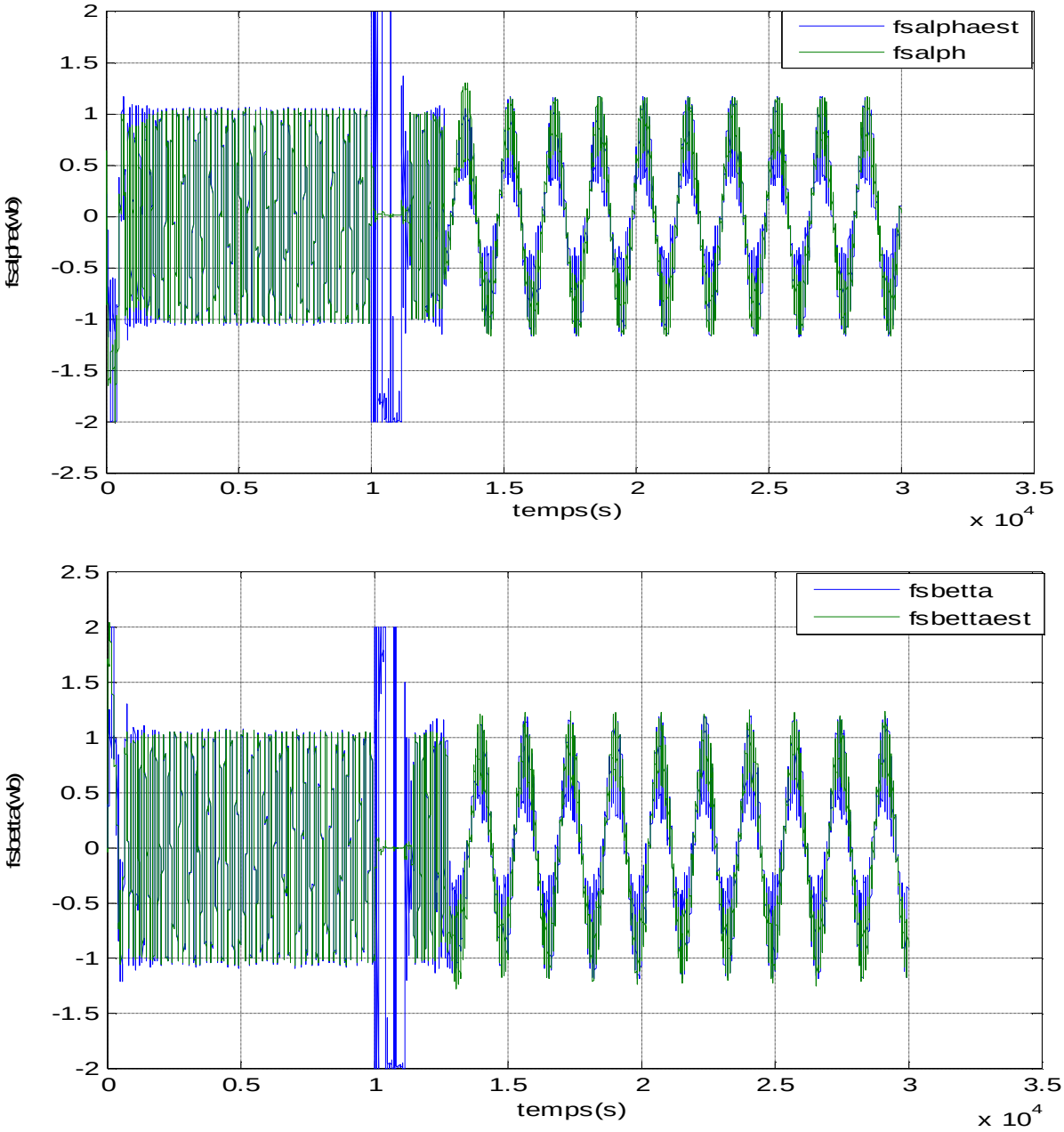


Figure (III.19) : Evolutions des composantes de courants et de flux statoriques

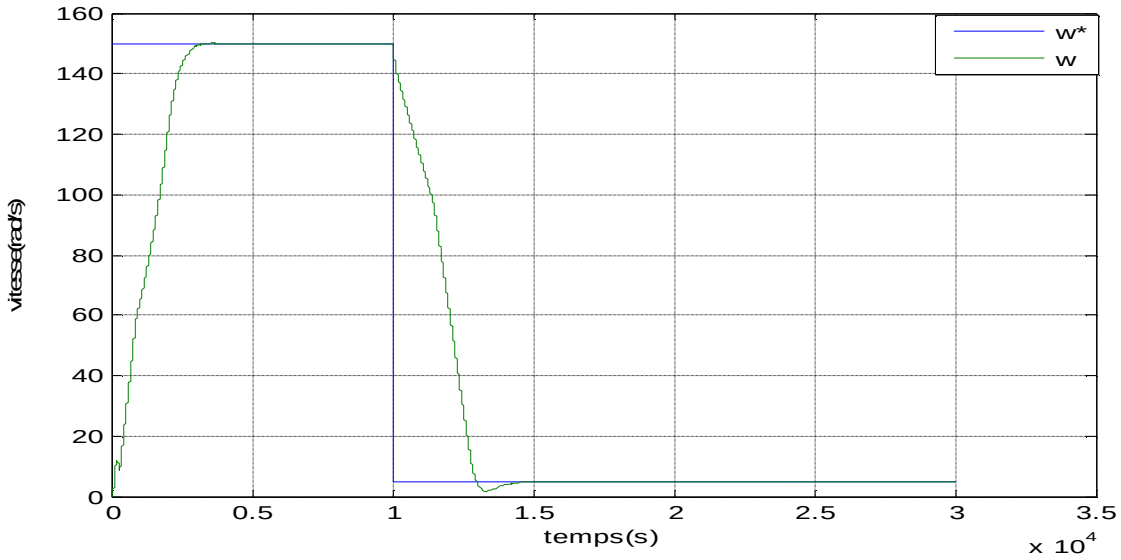


Figure III.20 : évolution de vitesse de rotation

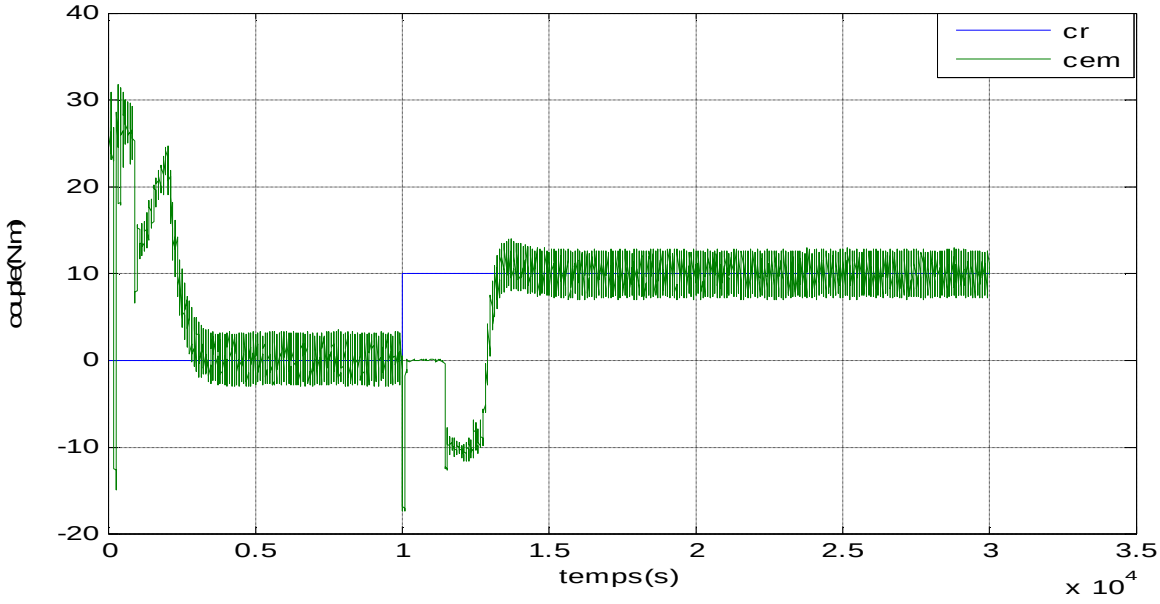


Figure III.21 : évolution du couple électromagnétique

e. Comparaison entre les résultats des deux estimateurs

Finalement, en comparant les deux schémas d'estimation du flux statorique :

- Ø A travers la résistance statorique et le modèle du moteur - partie 1
- Ø A travers l'estimateur non linéaire (sans passer par l'estimation de la résistance statorique) – partie 2

Les résultats obtenus, qui sont présenté sur les figures ci-dessous, montrent que les deux schémas assurent pratiquement les mêmes performances pour différentes conditions de fonctionnement. Toutefois, le travail dans le premier estimateur est effectué dans une seul étape ce qui présente une simplification importante pour le schéma de commande.

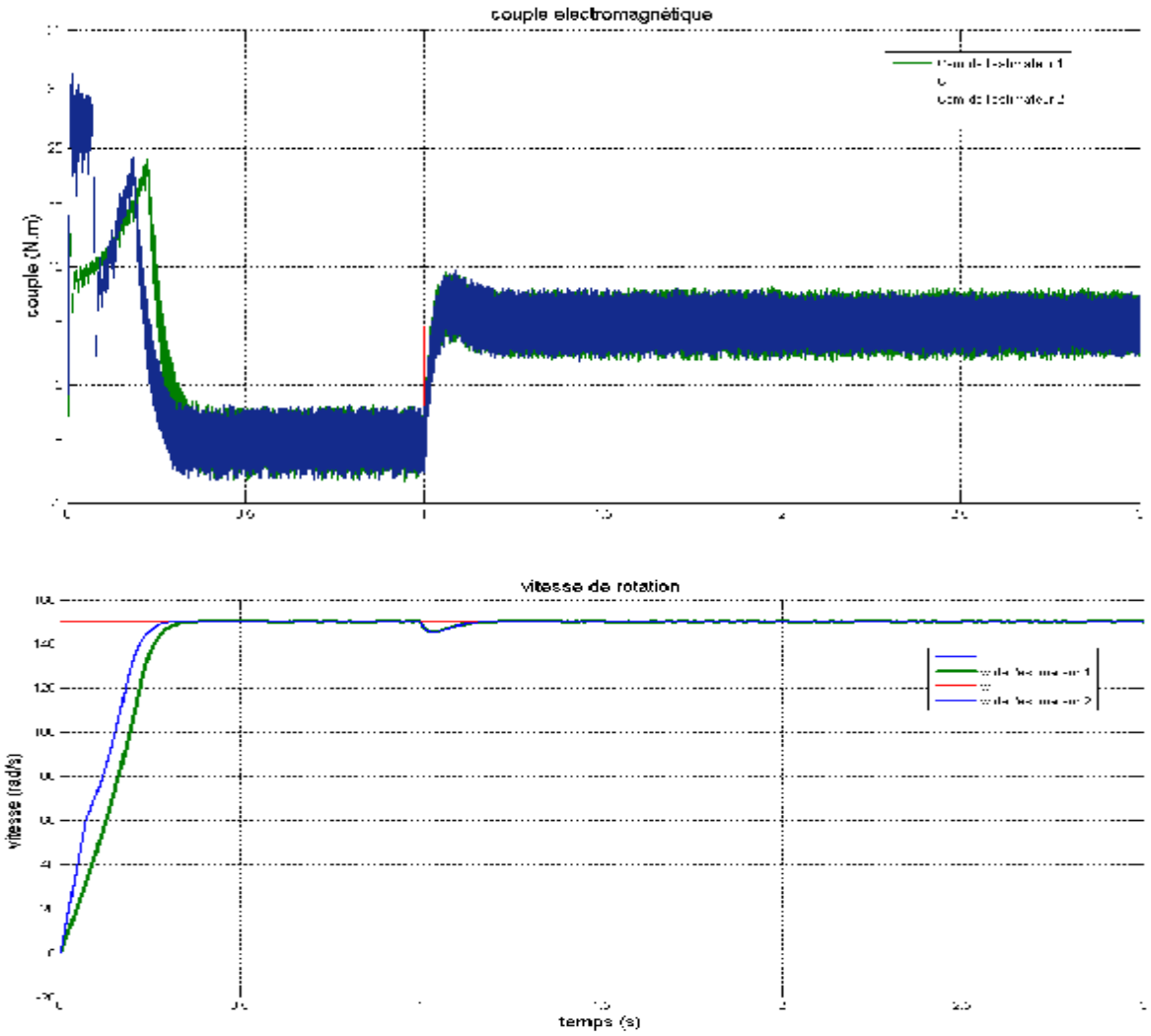


Figure .III.22: Evolution du couple et de la vitesse pour les deux schémas d'estimation

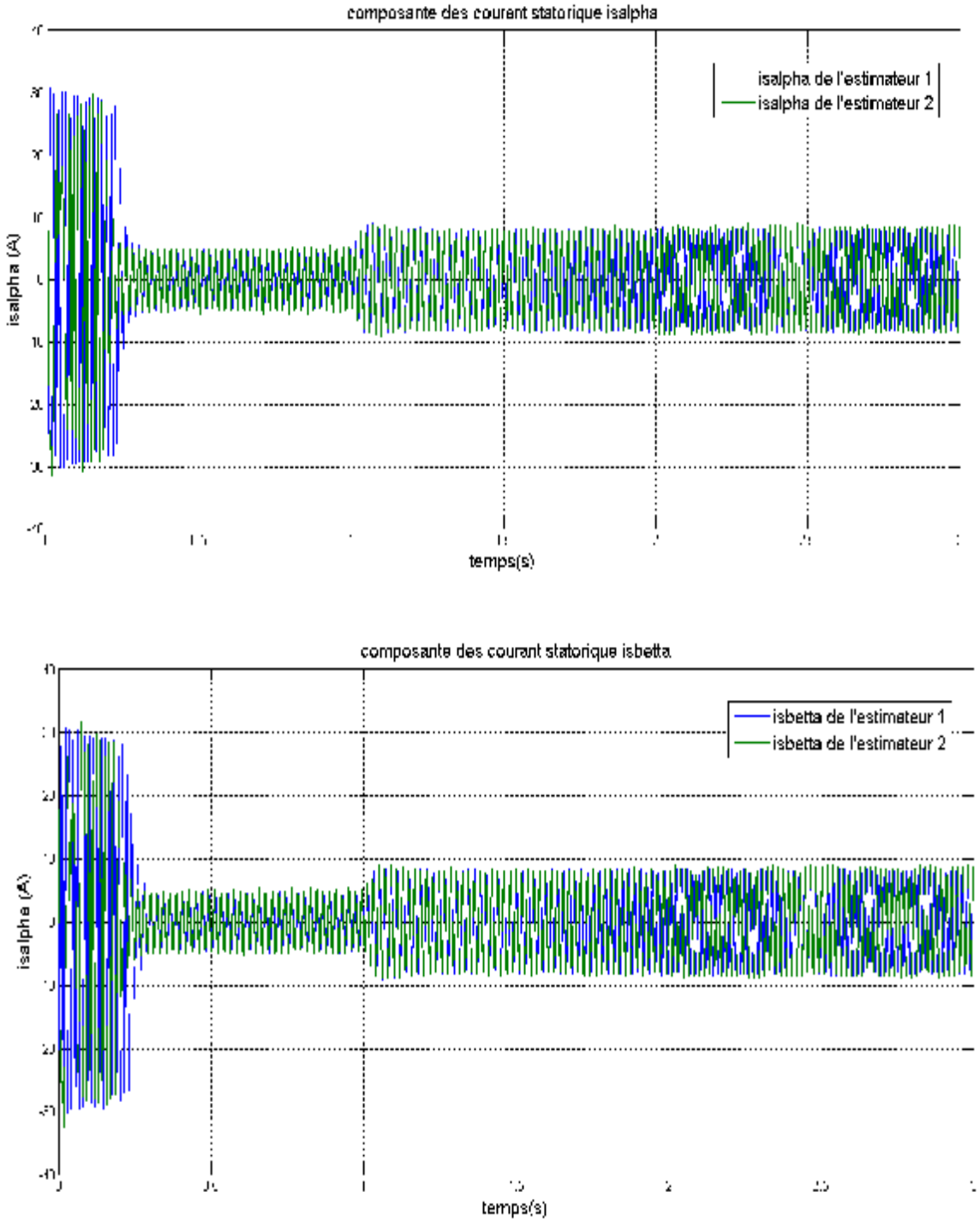


Figure .III.23: Evolution des composantes du courant statorique pour les deux schémas d'estimation Comparaison les

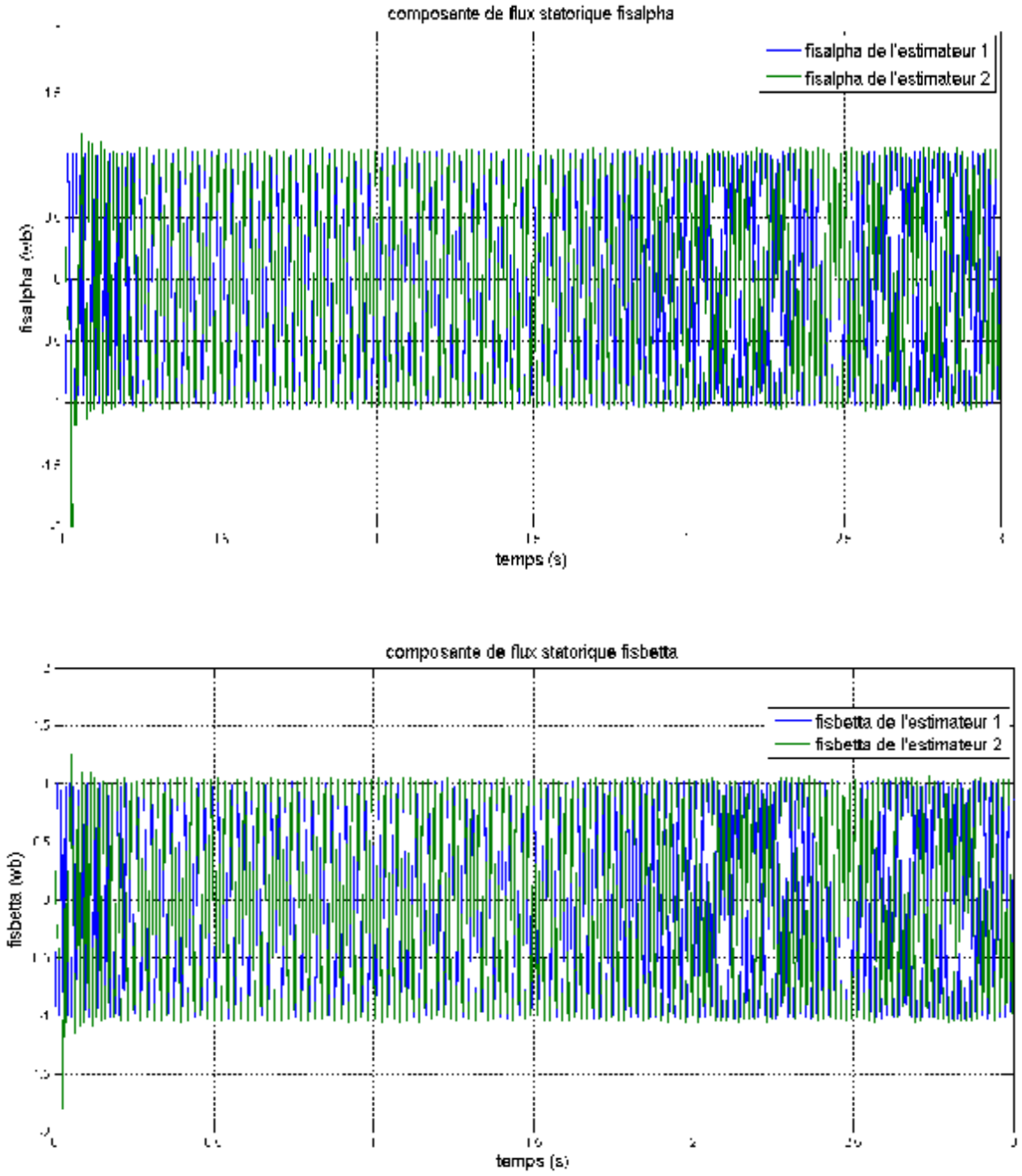


Figure .III.24: Evolution du flux statoriques estimé pour les deux schémas d'estimation

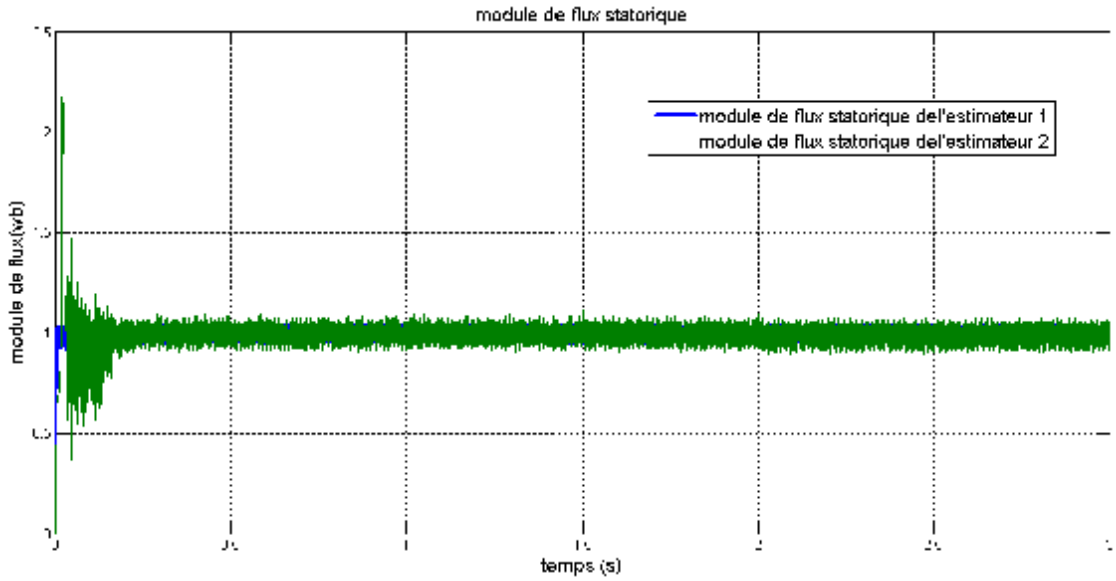


Figure .III.25: Evolution du module du flux statoriques estimé pour les deux schémas d'estimation

III.6.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux variantes pour l'estimation du flux statoriques afin d'améliorer le schéma de commande d'un moteur asynchrone à cage par DTC. Dans le premier estimateur qui est non linéaire, les paramètres résistifs ont été estimés et ensuite utilisés pour reconstituer le module du flux statorique via le modèle du moteur. Dans le deuxièmes estimateur qui est aussi non linéaire, les deux composantes du flux statorique ont été directement obtenu sont passer par l'estimation de la résistance statorique..

Ces deux estimateurs non linéaires dont le principe est inspiré de celui du modèle de référence adaptatif (MRAC), assurent des performances acceptables pour les différentes conditions de fonctionnement du moteur. Néanmoins, le deuxième schéma d'estimation se distingue par sa simplicité ce qui lui permis d'être facilement implémenté.

Le travail, présenté dans ce mémoire, a permis d'élaborer l'étude de la commande de la machine asynchrone alimentée en tension par le contrôle directe du couple. A l'issue de se travail, les volets principaux et les perspectives futures envisageables peuvent être résumés comme suit :

L'étude du comportement de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. Et on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'onduleur MLI associé à la machine asynchrone.

Pour maitriser le comportement dynamique de la machine et l'utiliser dans les entrainements à vitesse variable, dans un deuxième pas, l commande directe du couple (DTC) a été étudiée est appliquée cette machine. En effet, les stratégies de contrôle DTC reposent sur l'utilisation des correcteurs à hystérésis pour contrôler le couple électromagnétique et le flux statorique. Pour tels correcteurs, le choix de la table de commutation dépend de :

- La variation souhaitée de point de vue ondulations du flux et du couple ;
- Fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan couple vitesse ;
- l'évolution souhaitée du couple.

Pour l'asservissement de la vitesse, nous avons utilisé un IP. Les résultats de simulation obtenus montrent la capacité de la DTC à assurer de bonnes performances pour toutes les conditions de fonctionnement du moteur asynchrone. Toute fois, l'estimation du flux statorique présente contrainte majeur pour ce schéma de commande.

Par conséquent, dans la dernière phase, un estimateur non linéaire a été proposé et développé pour estimer directement les deux composantes du flux statorique sans passer par l'estimation de la résistance statorique (chose qui caractérise la majorité des estimateurs existants dans la littérature). Cet estimateur utilise l'erreur entre les courants mesurés et ceux estimés (via le moteur) pour adapter son comportement. Les résultats de simulation, obtenus pour différentes conditions de fonctionnement (à vide, en charge, inversion de sens de rotation, variation de paramètres, etc.) montrent que l'estimateur proposé assure des performances acceptables.

Finalement, comme perspective, nous suggérons la validation de cet estimateur par une implémentation pratique en utilisant des moyens tels que le dSPCE, FPGA, etc.

NOTATION

MAS :machine asynchrone.

DTC :Directe torque couple.

$\boldsymbol{\alpha}$; $\boldsymbol{\beta}$:Axes du référentiel fixe par rapport au statore .

d ;q : Axes du référentiel fixe par rapport aux champs tournant.

s, r : Indices respectifs du stator et du rotor.

V ;I ;Φ : Tension, courante flux respectivement.

Vas, Vbs, Vcs : Tensions d'alimentation respectivement des phases as, bs, cs.

$\boldsymbol{V_{r\alpha}}$; $\boldsymbol{V_{r\beta}}$:Composant du vecteur tension rotorique dans l'axe $(\alpha\beta)$.

$\boldsymbol{V_{s\alpha}}$; $\boldsymbol{V_{s\beta}}$:Composant du vecteur tension statorique dans l'axe $(\alpha\beta)$.

Ias, Ibs, Ics : Courants statoriques respectivement des phases as, bs, cs.

Iar, Ibr, Icr : Courants rotoriques respectivement des phases ar, br, cr.

Is$\boldsymbol{\alpha}$, Is$\boldsymbol{\beta}$: Courants statoriques respectivement des repères α.β.

Ir$\boldsymbol{\alpha}$, Ir$\boldsymbol{\beta}$: Courants rotoriques respectivement des repères α.β.

Φas , Φbs , Φcs : Flux statoriques.

Φar , Φbr , Φcr : Flux rotoriques.

$\boldsymbol{\Phi_{r\alpha}}$; $\boldsymbol{\Phi_{r\beta}}$ **:** Composant du vecteur flux rotorique dans l'axe $(\alpha\beta)$.

$\boldsymbol{\Phi_{s\alpha}}$; $\boldsymbol{\Phi_{s\beta}}$ **:** Composant du vecteur flux statorique dans l'axe $(\alpha\beta)$.

Rr ;Rs :résistance par phase rotorique et par phase stotrique.

Ls ; Lr : Inductance par phase rotorique et par phase statorique.

Lm : Inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique.

mr : Inductance mutuelle entre deux phase rotorique .

ms : Inductance mutuelle entre deux phase statoriques.

Tr, Ts : Constantes de temps statorique et rotoriqu.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

Ω_s **:**Vitesse mécanique du champs tournant.

$\boldsymbol{\omega_s}; \boldsymbol{\omega_r}$ **:** Vitesses angulaires électriques statorique et rotorique.

$\boldsymbol{\omega_g}$ **:** Glissement de vitesse angulaire électrique.

np : Nombre de paires de pôles.

Kf : Coefficient de frottement visqueux.

$\boldsymbol{f}$:fréquence.

Cr : Couple résistant. Matrice de PARK

Γem : Couple électromagnétique.

q **:** Angle électrique entre as et ar.

σ : Coefficient de dispersion.

Réf :une valeur référence.

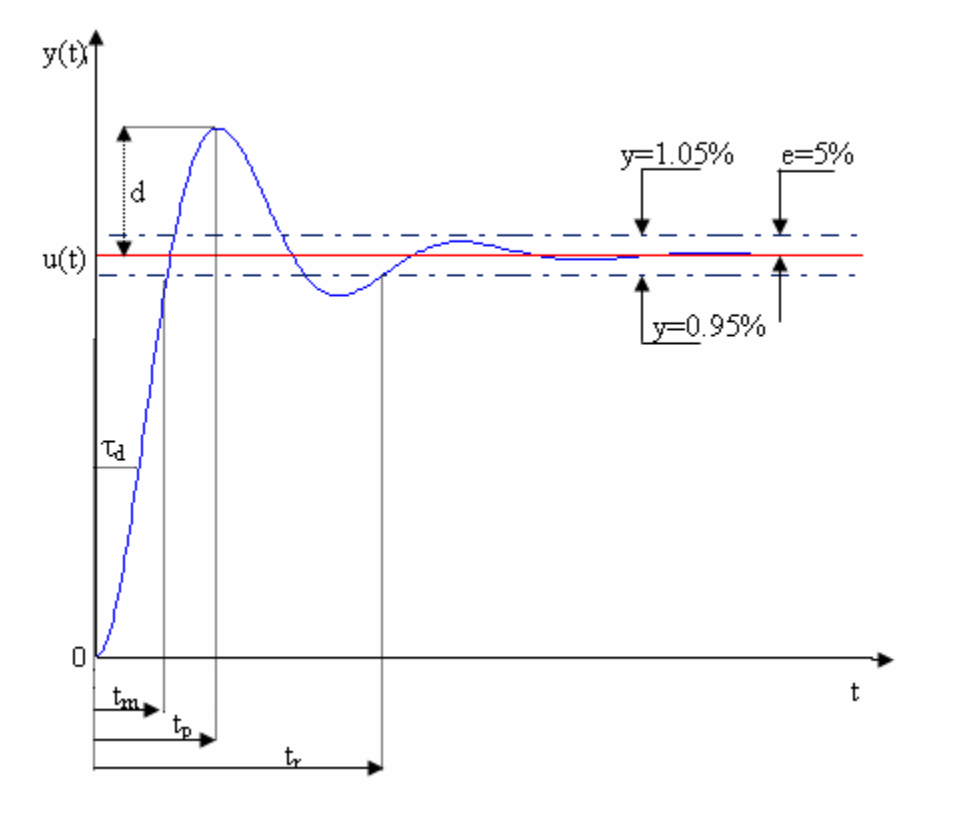
(^)ou (est) :une valeur estimée

[p(q)]:Matrice de PARK.

I. Régulation.

L'objectif de la commande, en général, est d'avoir un système de hautes performances. Plusieurs critères de performance peuvent être définis; à savoir :

- Précision en poursuite.
- Précision en régulation :
  - § Temps de montée.
  - § Temps de réponse.
  - § Dépassement.
  - § Stabilité.
- Robustesse vis-à-vis des perturbations (charge, moment d'inertie).
- Sensibilité à la variation de paramètres.

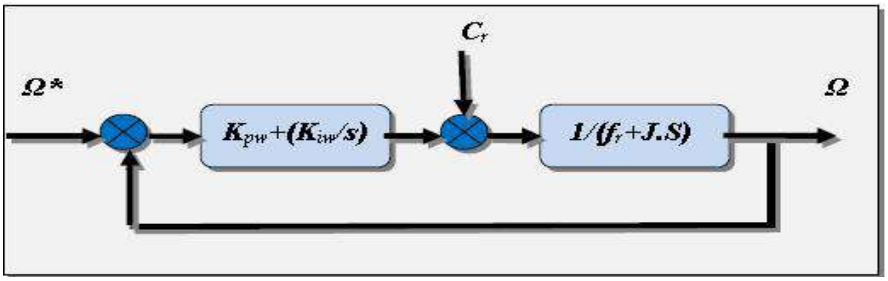


Caractéristiques de la réponse des systèmes.

A partir de ce point, des différentes techniques de commandes sont utilisées afin de remplir le cahier de charge de la commande, techniques classiques ou avancées. L'une des techniques classiques consiste à utiliser les régulateurs type intégral et proportionnel IP dont les coefficients sont calculés à partir des paramètres de la machine à commander.

II. Régulation de vitesse

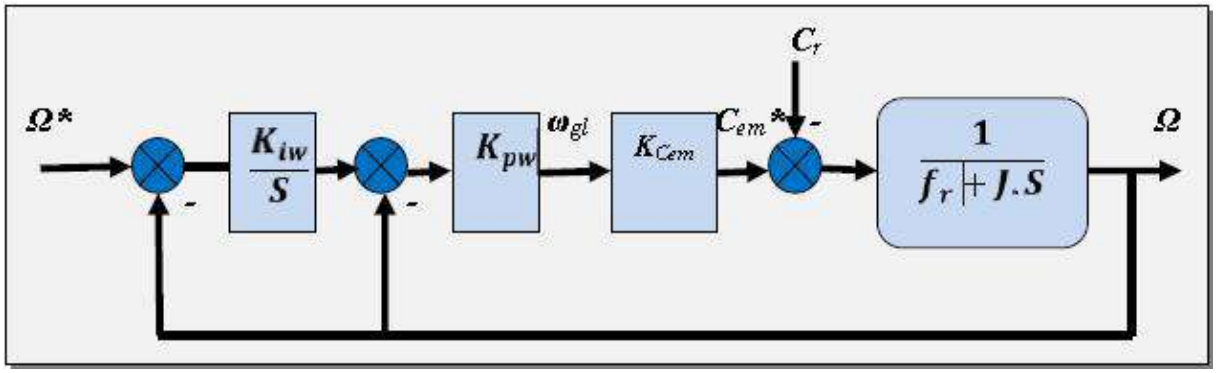
Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur PI est le suivant :



Boucle externe de régulation de la vitesse de rotation équipée d'un régulateur PI

Avec cette structure de régulation (PI) de vitesse, on n'a pas pu avoir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

Alors, on est amené à utiliser la structure de régulation de vitesse IP, tel que schématisée sur la figure (II.11).



Boucle externe de régulation de la vitesse d'une structure IP

Les paramètres de la structure sont déterminés par les relations suivantes :

$$K_{pw} = \frac{2.\rho_w.j.\omega_{Nw}-f_v}{K_{cem}}$$

$$K_{iw} = \frac{j.(\omega_{Nw})^2}{p.K_{cem}.K_{pw}}$$

K_{cem} représentant la constante du couple électromagnétique dont l'expression est :

$$K_{cem} = \frac{C_{em}}{\omega_{gl}} = p.\frac{\phi_r^2}{R_r}$$

Paramètres du moteur

Paramètres	symboles	valeur	unités
Résistance du statore	R_S	4.85	Ω
Résistance du rotore	R_r	3.805	Ω
inductance du statore	L_S	0.274	H
inductance du rotore	L_r	0.274	H
inductance du Mutuelle	M	0.258	H
Moment d'inertie	J	0.031	Kg.m
Coefficient de frottement	f	0.001136	SI
Couple nominal	C_N	10	N.m
Nombre de paire de pole.	np	2	/
Sigma	σ	0.1133	/
Constantes du temps rotorique	T_r	0.0720	H/ Ω
Constantes du temps statorique	T_s	0.0565	H/ Ω