

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



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



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

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE  
THEME

---

**COMMANDE HYBRIDE VIA LE CONTROLE  
VECTORIEL ET LE BACKSTEPPING D'UNE  
MACHINE ASYNCHRONE**

---

*Proposé et dirigé par :*

- Dr CHAOUCH SOUAD

*Présenté par :*

- BOUCHELALLEG HAMZA

- MEGUIRECHE ALAMIN

Année Universitaire : 2007 / 2008

# *Remerciement*

*En premier lieu nous tenons à remercier le bon Dieu tout-puissant et miséricordieux de la bonne santé; de la volonté et de la patience qu'il nous accordé tout le long de notre étude.*

*Nous tenons à exprimer toute reconnaissance et nos profonds remerciements à notre promotrice Dr. **CHAOUCH SOUAD** qui nous a aidé et dirigé par ses connaissances et ses conseils.*

*Nos remerciements vont aussi à tous les enseignants qui ont participé à notre formation et tous qui nous ont aidés pour la réalisation de ce travail.*

*Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département d'électrotechnique qui nous ont assuré une formation aussi meilleure que possible.*

*Et enfin un remerciement spécial à nos collègues les étudiants d'électrotechnique.*

# Dédicace



*Avant tout, je tien à remercies le bon dieu, et l'unique qui m'offre le courage  
et la volonté nécessaire pour affronter les différentes de la vie,  
Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère.*

*A mon père.*

*A mes frères et mes sœurs.*

*A toute ma famille.*

*Aux chers amis, farid, amer, abd anneur, said, ...*

*A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion  
2008*

*Aux habitants de mon village birhanni en  
général.*

.....ALAMIN.....

# Dédicace



*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont endurés.*

*A mes frère*

*Aux chers amis saad ,farid, amer ,walid, mohammed, ahmed, keled.....  
A tous les amis (es) d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion  
2008*

*Aux habitants de mon village birhanni en  
général.*

.....HAMZA.....

# Sommaire

SOMMAIRE.....	I
LISTES DES ABREVIATIONS ET SYMBOLES.....	IV
INTRODUCTION GENERALE.....	1

## CHAPITRE I

### MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1-INTRODUCTION.....	3
I.2-MODÉLISATION DE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE.....	3
I.2.1-Hypothèse simplificatrices.....	3
I.2.2- modèle dynamique du moteur asynchrone.....	4
I.2.3-Equations de la MAS triphasée.....	4
I.3-Établissement du modèle diphasé.....	6
I.3.1-Transformation de park.....	6
I.3.2-Equations électriques et magnétique de la machine dans le repère diphasé .....	8
I.3.3-définition des différents référentiels.....	8
I.3.3.1-Référentiel lié au rotor(x-y) .....	8
I.3.3.2-Référentiel lié au champ tournant (d,q) .....	9
I.3.3.3-Référentiel lié au stator ( $\alpha - \beta$ ) .....	10
I.4 EQUATIONS ELECTROMAGNETIQUE ET MECANIQUE.....	11

I.5- REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE.....	12
I.6-SIMILATION DU MODELE DE LA (MAS).....	12
I.7-MODELISATION ET SIMULATION DE L'ONDULEUR.....	15
I.7.1- modélisation et simulation de la partie puissance.....	15
I.7.2- Commande MLI d'un onduleur .....	17
I.8-CONCLUSION.....	20

## CHAPITRE II

# COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1-INTRODUCTION.....	21
II.2- Principe de la commande vectorielle.....	21
II.3- COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LAMAS.....	22
II.3.1- Principe du découplage.....	22
II.3.2- Schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	24
II.4- DIMENSIONNEMENT DES REGULATEURS.....	24
II.4.1- Régulateurs de courant statorique " $i_{sd}$ " et " $i_{sq}$ ".....	24
II.4.2- Régulation du flux rotorique.....	26
II.4.3- Régulation de vitesse.....	27
II.5- PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION.....	28
II.5-1 Fonctionnement en charge de la machine.....	28
II.5.2- Fonctionnement à vitesse variable.....	30
II.5.3- Fonctionnement en charge variable.....	31
II.5.4-Fonctionnement en variation de la résistance rotorique :.....	32
II.5.5-Fonctionnement en variation de la résistance statorique :.....	33

---

II.6- CONCLUSION.....	34
-----------------------	----

## **CHAPITRE III**

# **COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

III.1-INTRODUCTION.....	35
III.2-GENERALITES SUR L'APPROCHE DU BACKSTEPPING.....	35
III.3- PRINCIPE DE LA BACKSTEPPING.....	35
III.3.1-Système du second ordre simplifié.....	36
III.3.2- Système du second ordre généralisé.....	40
III.4- COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE (MAS) .....	43
III.5- RESULTATS DE SIMULATION.....	49
III.5.1-- Fonctionnement en charge de la machine.....	49
III.5.2- Fonctionnement à vitesse variable.....	50
III.5.3- Fonctionnement en charge variable.....	51
III.5.4- Fonctionnement par variation de résistance rotorique .....	52
III.5.5- Fonctionnement par variation de résistance statorique.....	53
III.6-CONCLUSION.....	55

## **CHAP. III & IV**

---

# COMMANDE HYBRID DE LA MACHINE ASYNCHRONE

IV.1-INTRODUCTION.....	56
IV.2- COMMANDE PAR BACKSTEPPING BASEE SUR LE RPINCIPE DU CONTROL VECTORIEL.....	56
IV.3- RESULTATS DE SIMULATION.....	60
IV.3.1-- Fonctionnement en charge de la machine.....	61
IV.3.2- Fonctionnement à vitesse variable.....	62
IV.3.3- Fonctionnement en charge variable .....	64
IV.3.4- Fonctionnement par variation de résistance rotorique.....	65
IV.3.5- Fonctionnement par variation de résistance statorique .....	67
IV.4-CONCLUSION .....	68
CONCLUSION GENERALE.....	69
ANNEXES[A]Paramètres de la MAS.....	70
BIBLIOGRAPHIE.....	71

## **LISTE DES ABRÉVIATION ET SYBOLES**

MAS	Machine Asynchrone.
MCC	Moteur a courant continu
MLI	modulation de largeur d'impulsion.
PI	Régulateur proportionnel-intégral.
s, r	Axes correspondants au stator (rotor).
$M$	Inductance cyclique mutuelle.
$J$	Inertie des masses tournantes.
$R_s, R_r$	Résistances d'enroulements statoriques (rotoriques) par phase.
$L_s, L_r$	Inductances cycliques propres statoriques (rotoriques) par phase.
$f$	Coefficient de frottement visqueux.
$T_r, T_s$	Constante de temps rotorique (statorique)
$R_s, l_s$	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
$R_r, l_r$	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$\sigma$	Coefficient de dispersion de Blondel ou coefficient de fuite total.
$\Phi_s, \Phi_r$	Flux statorique (rotorique).
$g$	Glissement.
$C_e$	Couple électromagnétique de la machine.
$C_r$	Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.
$\theta_r$	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
$\theta_a$	Angle de positionnement des axes (u, v) par rapport aux axes (XA, XB, XC).
$\omega_s, \omega_r$	Pulsation de fréquence statorique (rotorique).
$\omega_g$	Pulsation de glissement.
$P$	Nombre de paires de pôles.
$\omega_a$	Vitesse de coordonnée de l'axe (u, v).
$A, B, C/a, b, c$	Trois phases du stator (rotor).
$[i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}]^T$	Vecteur courant rotorique en composantes triphasées.
$[\Phi_{sA}, \Phi_{sB}, \Phi_{sC}]^T$	Vecteur flux statorique en composantes triphasées.

$[\Phi_{Ra}, \Phi_{Rb}, \Phi_{Rc}]^T$	Vecteur flux rotorique en composantes triphasées.
$i_s, i_r$	Courant statorique, Courant rotorique.
$[V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}]^T$	Vecteur tension statorique en composantes triphasées.
$[V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}]^T$	Vecteur tension rotorique en composantes triphasées.
$[i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}]^T$	Vecteur courant statorique en composantes triphasées.
$V_s$	Tension statorique.
$V_r$	Tension rotorique.
$(d, q)$	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.
$(x, y)$	Axes correspondants au référentiel lié au rotor.
$(\alpha, \beta)$	Axes correspondants au référentiel lié au stator.
$(u, v)$	Axes biphasés.
$i_{sd}, i_{sq}$	Courant stator instantané selon l'axe (d, q).
$i_{ra}, i_{r\beta}$	Courant rotor instantané selon l'axe ( $\alpha, \beta$ ).
$\Phi_{sd}, \Phi_{sq}$	Flux statorique instantané selon l'axe (d, q).
$\Phi_{sa}, \Phi_{s\beta}$	Flux rotor instantané selon l'axe ( $\alpha, \beta$ ).
$V_{sd}, V_{sq}$	Tension stator instantané selon l'axe (d, q).
$V_{rd}, V_{rq}$	Tension rotor instantané selon l'axe (d, q).
$s$	Opérateur dérivé de Laplace d/dt.
$[P(\theta_a)]$	Matrice de transformation de Park.
$V_{sq}, V_{sd}$	Vecteur de commande équivalent.
$V$	Fonction de Lyapunov.
$X_{ref}$	Valeur de référence.
$\Omega$	Vitesse angulaire de rotation.
$K_p$ :	Facteur de proportionnalité.
$K_i$ :	Facteur intégral.
$[P]$	Matrice de transformation de PARK.
$\varphi(x)$	Vecteur de fonction non linéaire.
$e$	erreur
$k$	gain

La machine asynchrone ou moteur à induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. La machine asynchrone possède plusieurs techniques de commande (Commande scalaire, commande par mode glissant commande vectorielle.....). Chaque technique de commande pose un problème pour garantir la stabilité du système du fait que son modèle de base est non linéaire et fortement couplé, qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure. Aussi ce qui complique ce modèle, c'est que les paramètres du moteur asynchrone sont connus approximativement et peuvent varier avec le temps. Dans notre travail, pour améliorer la commande de la machine, on utilise une nouvelle technique de commande qui est le BACKSTEPPING[11].

La technique du backstepping fait partie des nouvelles méthodes dans ce domaine. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour des systèmes non linéaires. L'avantage principal de cette méthode est de garantir la stabilité du système de commande.

L'application envisagée dans ce mémoire est d'utiliser au début l'approche du Backstepping pour la commande de la machine asynchrone, par la suite une amélioration de cette approche sera réalisée à base du principe du contrôle vectoriel. Le travail se fait alors en trois étapes :

- Commande vectorielle par flux orienté
- Commande par Backstepping dans la repère  $(\alpha, \beta)$ .
- Commande par Backstepping dans la repère  $(d, q)$  .

Le mémoire en cours est composé de quatre chapitres :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande en utilisant le formalisme d'état puis la présentation des modèles sous forme de schéma-bloc. Les résultats de simulation avec onduleur à MLI et sans onduleur seront présentés.

Le deuxième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse, du flux rotorique et des courants statoriques.

Le troisième chapitre comporte deux parties différentes. Dans la 1<sup>ère</sup> partie, on expose la théorie de l'approche du Backstepping. Dans la 2<sup>ème</sup> partie, nous présenterons le principe de la commande par Backstepping dans la repère  $(\alpha, \beta)$  pour la machine asynchrone alimentée en tension.

Dans le quatrième chapitre, nous présenterons une commande Hybride de la machine asynchrone via le Backstepping et le contrôle vectoriel. La commande se fait alors dans le repère  $(d, q)$  avec orientation du flux rotorique.

On terminera notre mémoire avec une conclusion générale

## I.1-INTRODUCTION

Le moteur asynchrone est le moteur électrique le plus utilisé dans l'industrie, il est peu coûteux, on le fabrique en grande série, il est robuste, fiable et économique. Fonctionnant directement sur le secteur alternatif, sans transformations préalables de l'énergie électrique qui l'alimente, c'est le moteur industriel par excellence qui ne possède pas d'organes délicats comme le collecteur du moteur à courant continu, et qui n'utilise pas de contacts glissants comme le moteur synchrone (pour l'excitation du rotor) [4]. Par ailleurs la machine asynchrone est connue par ses enroulements et sa géométrie propre trop complexe, pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, on doit donc développer un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel [1]. Pour obtenir ce dernier, trois tâches doivent être accomplies ; Choisir le modèle, déterminer ses paramètres et en fin vérifier sa validité.

Ce chapitre est partagé en 3 parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de Park. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe [A]. Enfin, nous traitons la modélisation de l'association Convertisseur-Machine tout en présentant un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

## I.2-MODÉLISATION DE MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASÉE

### I.2.1-Hypothèse simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [5] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices d'entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.

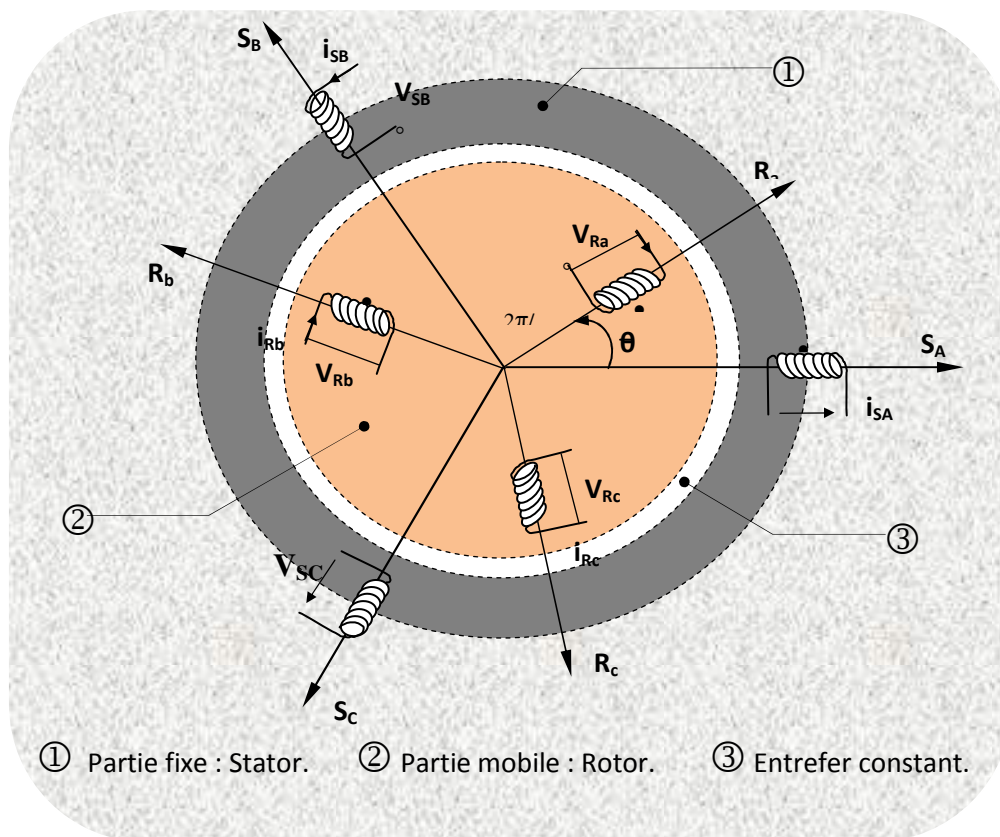
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes des ces hypothèses, on peut citer :

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

### I.2.2- Modèle dynamique du moteur asynchrone

La représentation idéale de la machine asynchrone dans le repère (abc) est donnée par la figure (I-1). La machine est composée de trois phases statoriques ( $S_A$ ,  $S_B$ ,  $S_C$ ) et trois enroulements rotoriques ( $R_a$ ,  $R_b$ ,  $R_c$ ).



**Figure (I-1):** Modèle d'une machine asynchrone triphasée.

### I.2.3- Equations de la MAS triphasée

les six enroulement (A,B,C et a,b,c ) représentés par la figure(I-1), obéissent aux équation de tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques sous forme matricielle suivantes:

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sA} \\ \Phi_{sB} \\ \Phi_{sC} \end{bmatrix} \quad (I.1)$$

(I.2)

$$\begin{bmatrix} V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix}$$

Les équations magnétiques représentant les flux statorique et rotorique s'obtiennent à partir des inductances. Celles –ci comportent au totale 3 coefficients non nuls, qui dépendent du temps par l'intermédiaire de l'angle électrique  $\theta$  (Figure (I-1)). Elles sont données par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sA} \\ \Phi_{sB} \\ \Phi_{sC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_2 & M_3 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rA} \\ \Phi_{rB} \\ \Phi_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_R & M_R \\ M_2 & M_2 & M_3 & M_R & l_r & M_R \\ M_3 & M_1 & l_1 & M_R & M_R & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

$$\begin{bmatrix} M_1 \\ M_2 \\ M_3 \end{bmatrix} = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

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

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

$$[\Phi_{SABC}] = [l_{ss}][i_{SABC}] + [M_{sr}][i_{Rabc}] \quad (I.5)$$

$$[\Phi_{Rabc}] = [M_{rs}][i_{SABC}] + [l_{rr}][i_{Rabc}] \quad (I.6)$$

Avec :

$$[l_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad [l_{rr}] = \begin{bmatrix} l_R & M_R & M_R \\ M_R & l_R & M_R \\ M_R & M_R & l_R \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]T = [M_0] \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

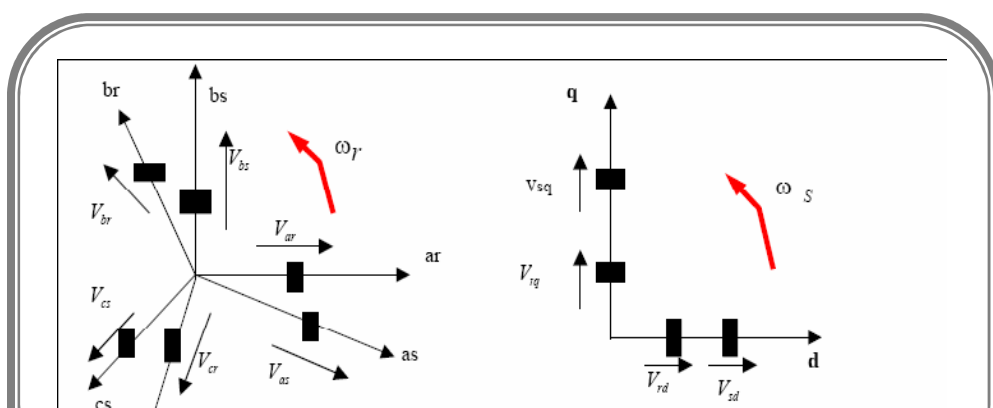
Avec:

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

## 1.3 ETABLISSEMENT DU MODELE DIPHASE

### 1.3.1-Transformation de Park

La transformation de PARK permet le passage du système triphasé au système biphasé, dans ce dernier référentiel, les paramètres sont représentés suivant deux axes mutuellement découplés. Cette transformation est considérée comme une substitution aux enroulements fictifs (ds, qs, dr, qr) dont les axes magnétiques sont liés au référentiel (o d q) comme l'indique la figure (I.2). Donc on peut avoir un système à coefficients constants.





**Figure (I-2) : Référentiel tournant d'axes (d,q)**

Physiquement, l'application de la transformation de Park à la MAS correspond à une transformation des trois bobines (statoriques et rotorique) à deux bobines équivalentes reprenant les mêmes considérations ou aspects en terme, de flux, de couple et de courant ou du moins une image qui leur sera parfaitement proportionnelle.

La dynamique de la MAS est complexe à cause du couplage entre le stator et le rotor surtout lorsque les coefficients de couplage varient avec la position du rotor. Pour supprimer la non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variables qui réduisent la complexité de ce système. Dans les machines électriques triphasées, ce changement consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à des enroulements orthogonaux (d, q).

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q, o) est donnée par:

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (\text{I.9})$$

La variable X peut être la tension, le flux, ou le courant avec:

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

La matrice  $[P(\theta)]$  est choisie orthogonale, ce qui facilite le calcul de la matrice inverse, et aussi pour conserver la puissance électrique instantanée. Alors la matrice inverse devient comme suit:

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

### I.3.2-Equations électriques et magnétiques de la machine dans le repère diphasé

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé (a,b,c) au système diphasé (u,v) est donnée par

(I.12)

(I.13)

(I.14)

(I.15)

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator et du rotor peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

$$\begin{cases} \Phi_{sa} = L_s i_{sa} + M i_{ra} \\ \Phi_{sb} = L_s i_{sb} + M i_{rb} \end{cases} \quad (\text{I.16})$$

$$\begin{cases} \Phi_{ra} = L_r i_{ra} + M i_{sa} \\ \Phi_{rb} = L_r i_{rb} + M i_{sb} \end{cases} \quad (\text{I.17})$$

Avec:

$$L_s = l_s - M \quad : \text{ Inductance cyclique propre du stator.}$$

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

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

### 1.3.3-Définition des différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe diphasé qui dépend de la vitesse de rotation du référentiel choisi. Selon le choix de  $\omega$  on distingue:

#### I.3.3.1-Référentiel lié au rotor(x-y)

Il se traduit par la condition  $\omega_{obs} = \omega_r$

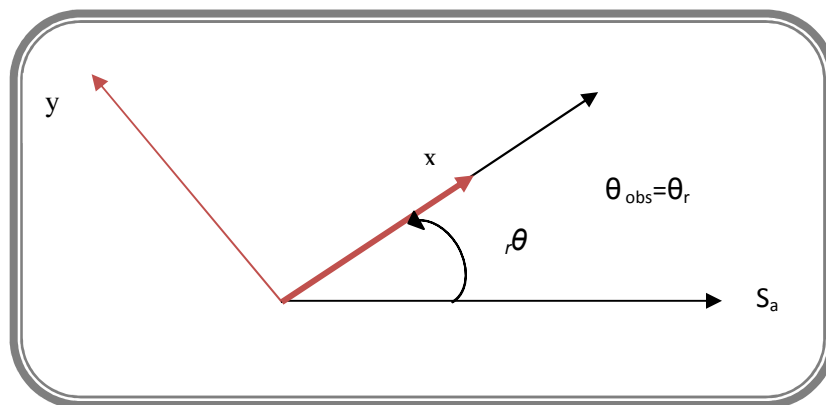


Figure (I-3) Référentiel lié au rotor(x-y)

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \phi_{sx} - \omega_r \phi_{sy} \\ V_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \phi_{sy} - \omega_r \phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = R_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \phi_{ry} \end{cases} \quad (I.18)$$

Ce système est généralement utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines asynchrones.

### I.3.3.2-Référentiel lié au champ tournant (d,q)

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant  $\omega_{obs} = \omega_s$

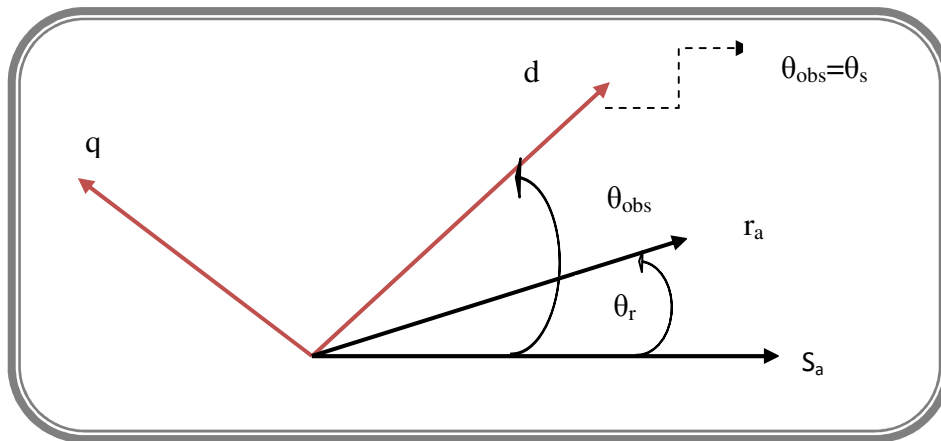


Figure (I-4) : Référentiel lié au champ tournant (d,q)

Les équations de système prennent la forme:

$$(I.19)$$

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

### I.3.3.3-Référentiel lié au stator (alpha-beta)

Il se traduit par la condition  $\omega_{obs} = 0$

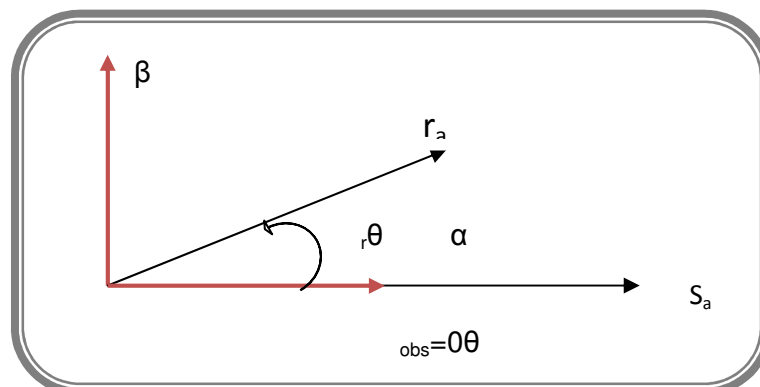


Figure (I-5) Référentiel lié au stator (alpha,beta)

Les équations du système prennent la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I.20)$$

Avec:

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_S \cdot L_R} \quad : \text{Coefficient de fuite totale.}$$

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

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

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif. Nous choisissons ce référentiel pour la modélisation de la machine asynchrone [13]

#### I.4 EQUATIONS ELECTROMAGNETIQUE ET MECANIQUE

Le couple électromagnétique est exprimé par quatre formules selon le choix de variables d'état [3]. Dans notre cas, on peut exprimer le couple sous la formule suivante :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.21)$$

$P$  : Nombre de paire de pôles

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

$$J \frac{d}{dt} \Omega + f \Omega = C_{em} - C_r$$

(I.22)

Avec :

$J$  : Moment d'inertie.

$F$  : Coefficient de frottement.

$C_r$  : Couple résistant imposé par la charge mécanique.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

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

## I.5- REPRESENTATION D'ETAT DU MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASE

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équation d'état. Le modèle sera de la forme:

$$[X] = [A][x] + [B][v] \quad (I.23)$$

Avec :

$$\begin{cases} [X] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T \\ [v] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T \end{cases} \quad (I.24)$$

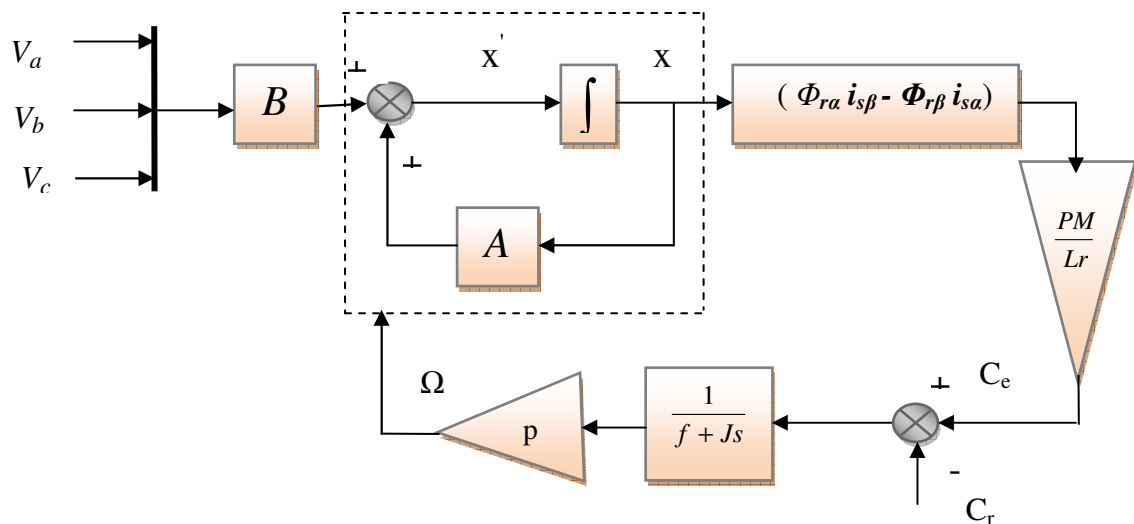
Pour le référentiel lié au stator ( $\alpha,\beta$ ), les matrices A et B sont données par:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

## I.6-SIMULATION DU MODELE DE LA (MAS)

La simulation à été effectuée par le logiciel «Simulink» sous «Matlab». Dans cette partie on présentera le cas d'une machine asynchrone triphasée alimentée directement par une source de tension sinusoïdale de valeur efficace 220V et de fréquence 50HZ. La figure (I-6) représente le schéma bloc de simulation d'une machine asynchrone.



**Figure (I-6) :** Schéma de simulation d'une machine asynchrone alimentée en tension

La figure (I-7) présente les résultats de simulation obtenus lors de la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension par un réseau parfaitement sinusoïdal. Nous

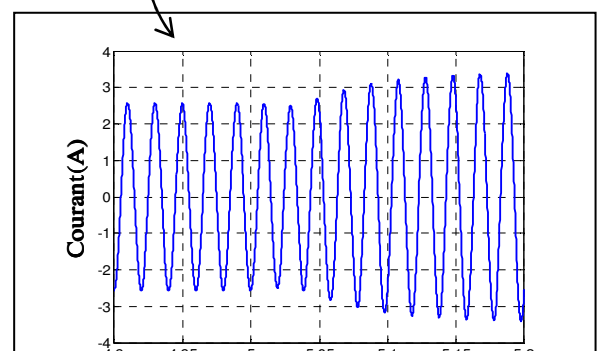
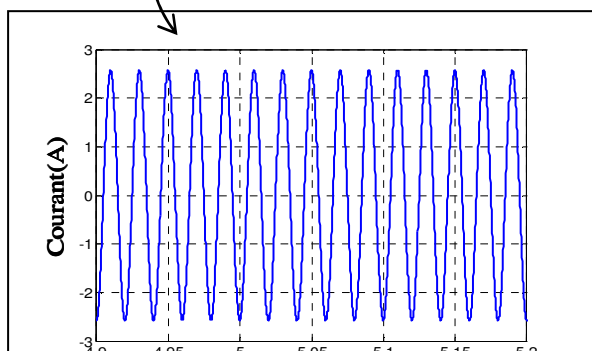
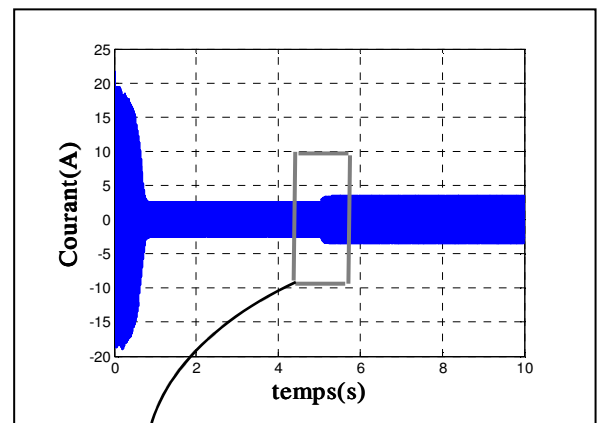
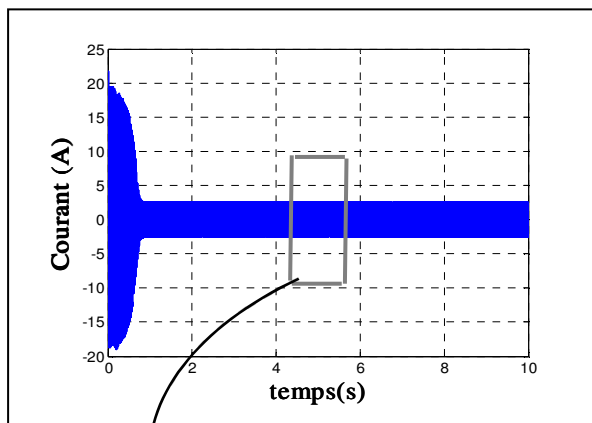
avons effectué deux tests différents, le premier concerne le démarrage à vide de la machine, et le deuxième, l'application d'une charge nominale à l'instant  $t = 5s$ .

Dans le cas de démarrage à vide, les résultats obtenus montrent que la vitesse augmente avec un croisement presque linéaire, puis atteint une valeur proche de la vitesse de synchronisme (157 rad/s). Pendant le régime transitoire, le couple électromagnétique présente des oscillations, après il se stabilise à une valeur nulle (charge nulle). Les flux rotoriques et statoriques se présentent sous formes sinusoïdales d'amplitudes presque constantes. Finalement, les courants présentent des oscillations successives au démarrage, après le régime transitoire ces oscillations vont être diminuées.

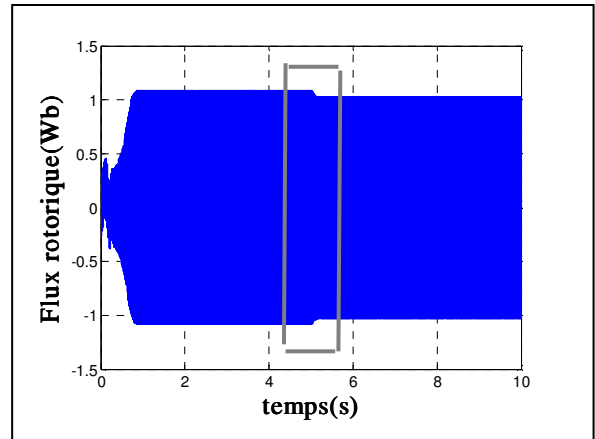
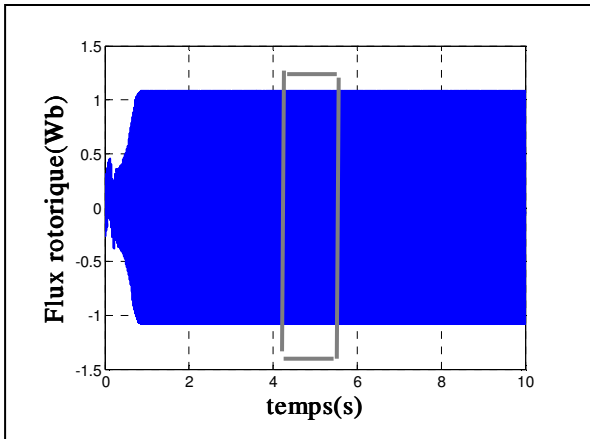
Dans le cas de l'application d'une charge nominale  $C_r = 5N.m$  à l'instant ( $t = 5s$ ), on constate une décroissance de la vitesse, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser les oscillations avec une réponse quasiment instantanée avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal. Les flux rotoriques et statoriques conservent leurs formes avec une légère diminution de ses modules et les courants statoriques présentent une augmentation d'amplitude due à l'augmentation de la charge.

a) Fonctionnement à vide ( $C_r = 0 \text{ N.m}$ )b) Fonctionnement en charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ )

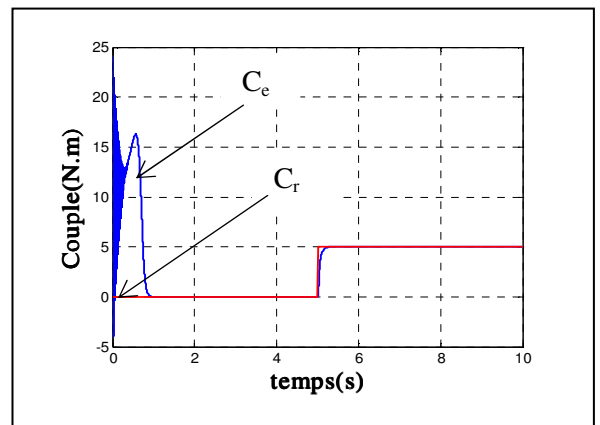
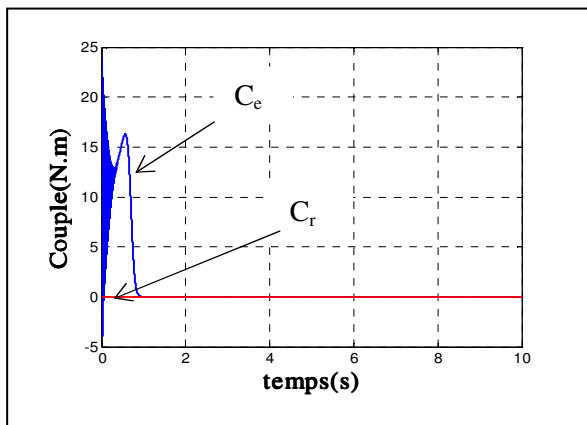
➤ Courant statorique  $i_{sa}$  (A)



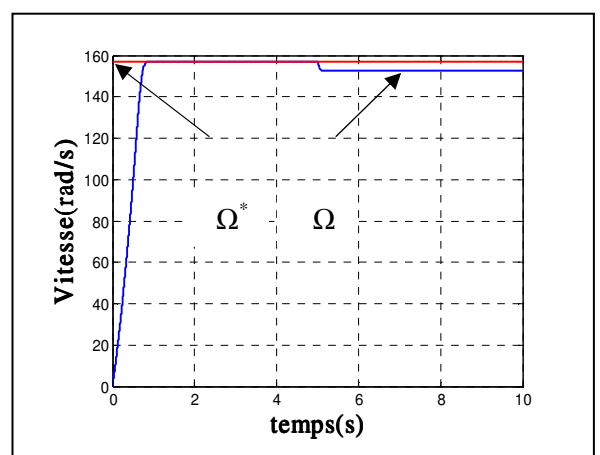
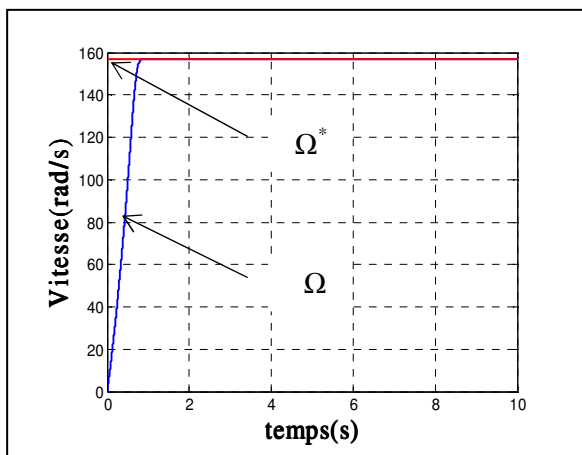
➤ Flux rotorique (Wb)



➤ Couple électromagnétique (N.m)



➤ Vitesse ( $\Omega/\Omega^*$ ) (rad/s)

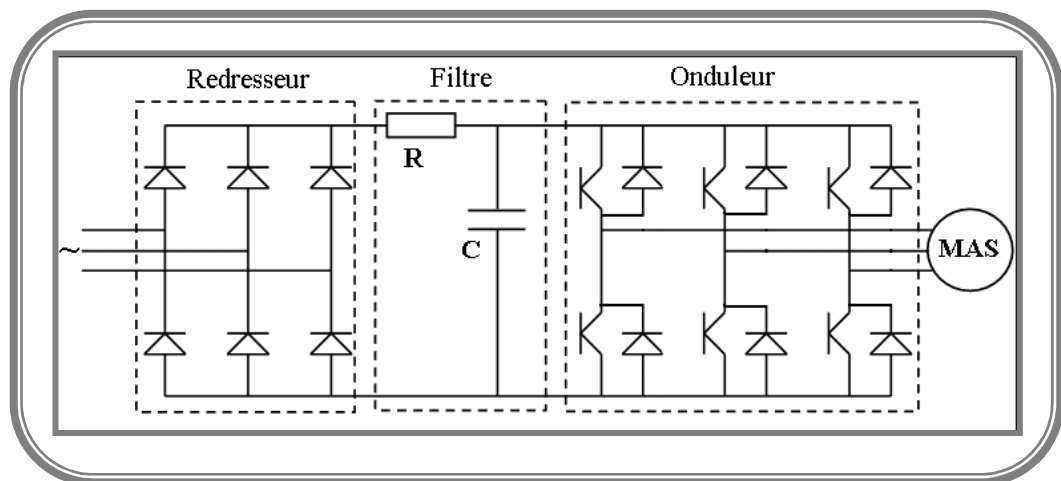


**Figure (I-7):** Résultat de simulation de la modélisation de la MAS

## I.7-MODELISATION ET SIMULATION DE L'ONDULEUR

### I.7.1- Modélisation et simulation de la partie puissance

La machine utilisée comme variateur de vitesse, est alimentée par une source de tension à partir d'un réseau standard 220/380V, 50 Hz. On peut varier la fréquence en utilisant un onduleur de tension qui est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) comme il est indiqué dans la figure (I-8). L'onduleur à MLI est alimenté par une tension redressée et filtrée [11].



**Figure (I-8) :** Association Convertisseur-machine asynchrone.

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et de valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances.

L'onduleur représenté dans la figure (I-9) se comporte de trois bras indépendants pour assurer la continuité des courants alternatifs  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ . Les interrupteurs ( $T_1$  et  $T_4$ ), ( $T_2$  et  $T_5$ ) et ( $T_3$  et  $T_6$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les tensions de sortie de l'onduleur  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu. Il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de  $1/3$  de période

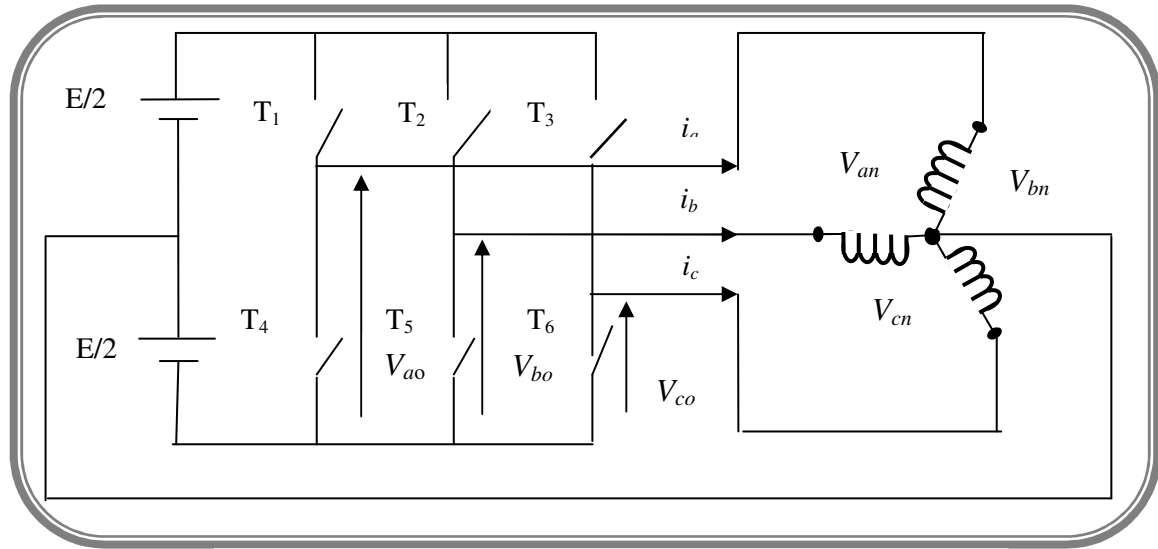


Figure (I-9) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle  $V_a + V_b + V_c = 0$

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ao} - U_{bo}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

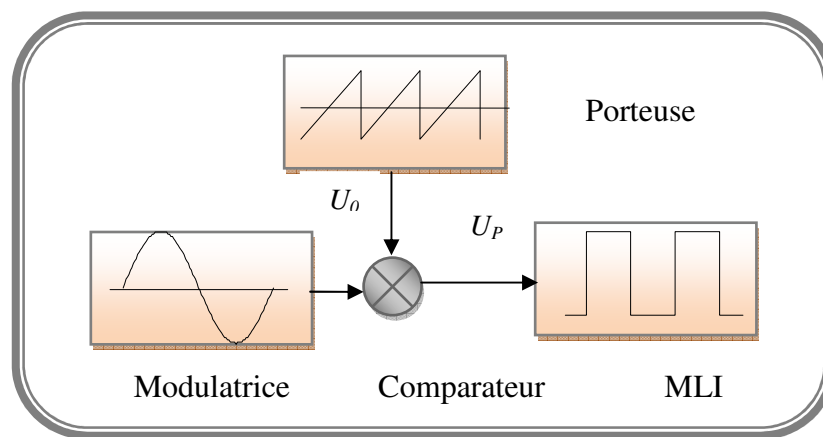
En remplaçant les trois tensions composées  $U_{ab}$ ,  $U_{bc}$ ,  $U_{ca}$  par une tension simple:

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} V_{ao} - \frac{1}{3} (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} V_{bo} - \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} V_{co} - \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

### I.7.2- Commande MLI d'un onduleur

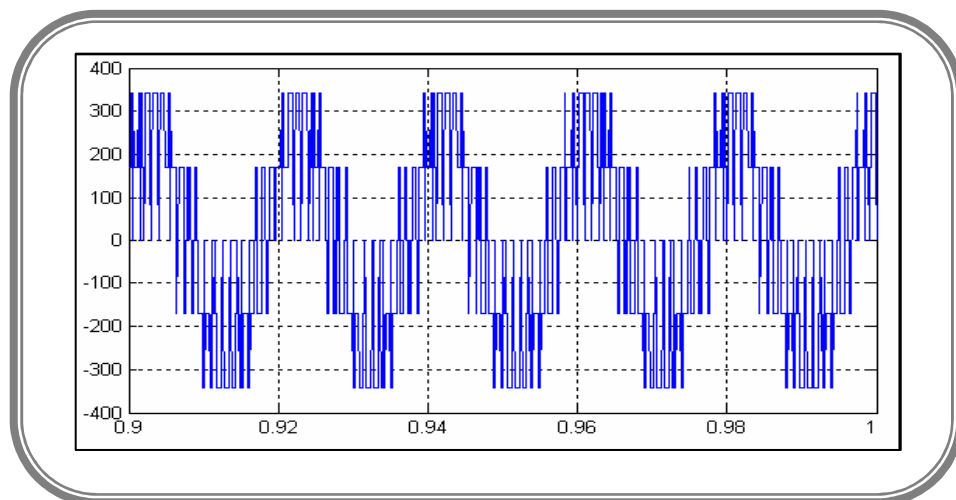
La stratégie de commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de convertir une tension de fréquence appelée modulante en une tension sous forme de créneau successif. Le principe de la MLI consiste à comparer le signal de fréquence (modulante) à un signal triangulaire (porteuse) de fréquence supérieur. Le signal de commande est égal à 1 lorsque la modulante est supérieure à la porteuse et égale à 0 lorsque la modulante est inférieure à la porteuse.

Le schéma synoptique de la commande MLI est représenté par la figure (I.10) :

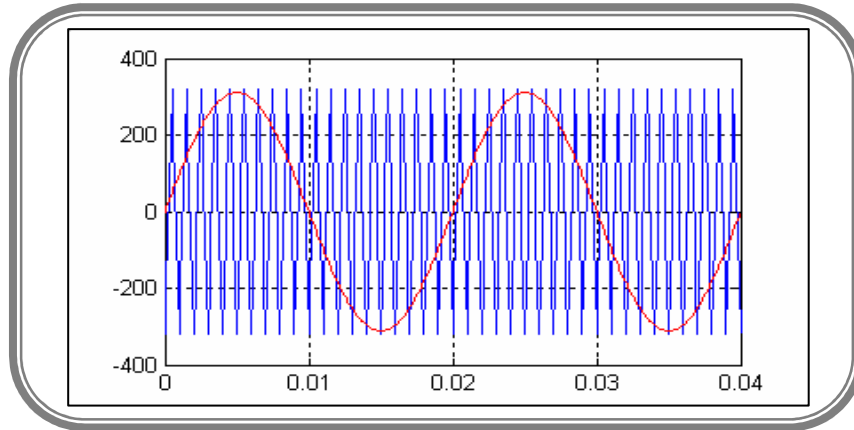


**Figure (I-10) :** Schéma synoptique

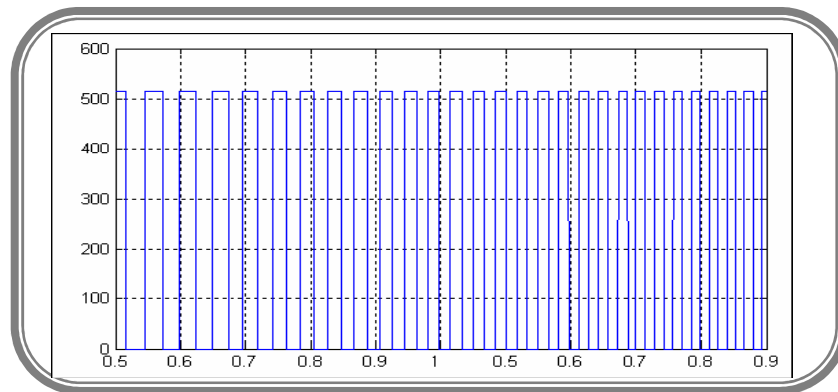
Les figures suivantes (I-11), (I-12) et (I-13) présentent les résultats obtenus par simulation de l'onduleur à MLI.



**Figure (I-11) :** Tension simple (Phase-Neutre).



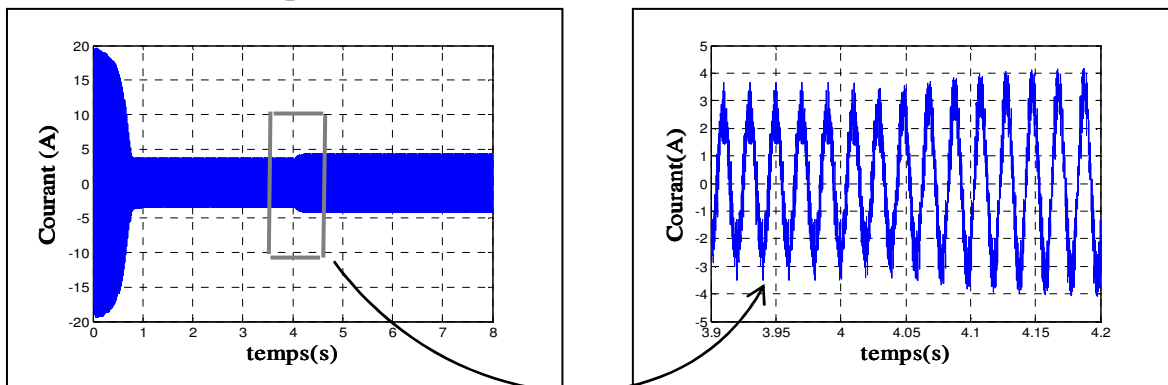
**Figure (I-12) :** Tensions porteuse et modulante



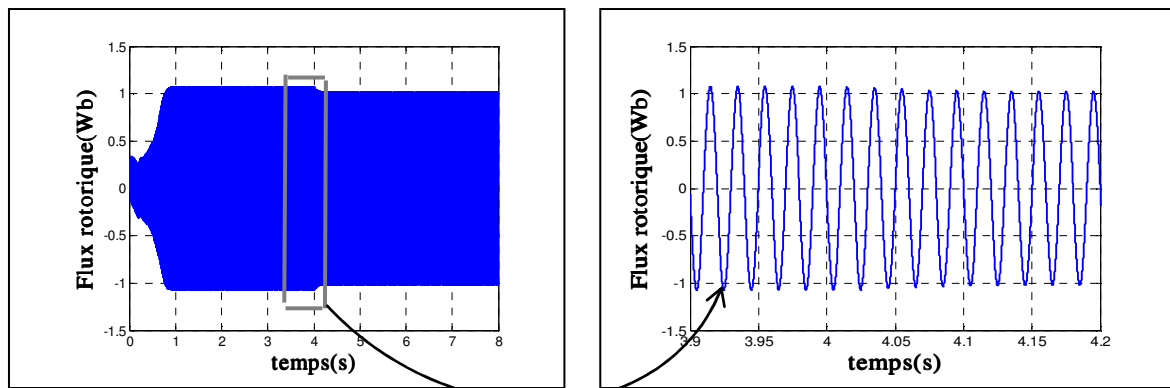
**Figure (I-13) :** Tension par rapport à un point fictif

La figure (I.14) présente le démarrage à vide de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Lorsque le démarrage permanent est atteint, on applique une charge nominale ( $C_r=5Nm$ ).

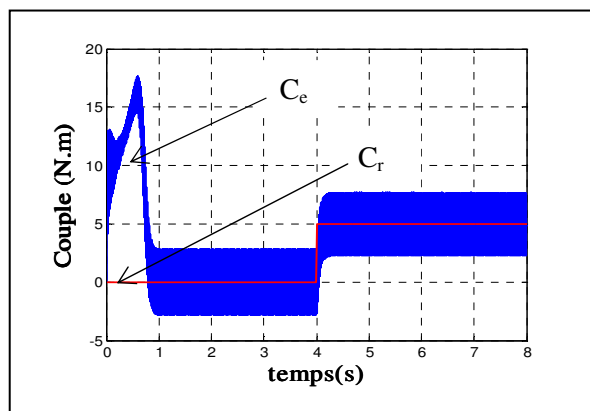
➤ **le courant statorique (A)**



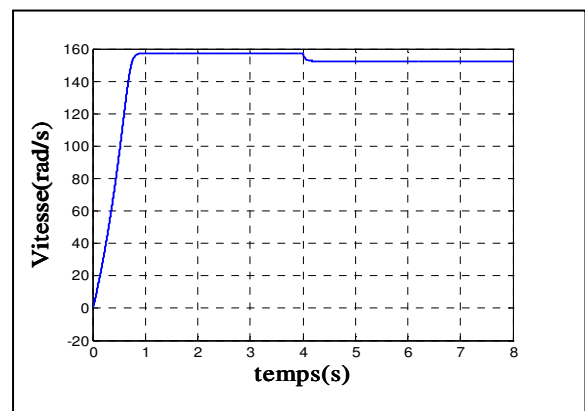
➤ **le flux rotorique(Wb)**



➤ **Couple électromagnétique(N.m)**



**la vitesse ( $\Omega/\Omega^*$ ) (rad/s)**



**Figure. (I-14)** Résultat de simulation de l'association Onduleur-Machine  
Avec application d'une charge ( $C_r = 5\text{N.m}$  à  $t = 4\text{ s}$ )

La comparaison de ces résultats avec ceux obtenus dans le cas d'une alimentation directe sous pleine tension, montre que dans l'alimentation par onduleur, le couple électromagnétique est plus amorti lors du régime transitoire, mais présente des ondulations liées aux harmoniques de courant injectées par l'onduleur.

## I.8-CONCLUSION

On a établi dans la première partie, le modèle de la machine asynchrone en passant du Système réel triphasé au système diphasé linéaire à base de la transformation de Park. Les résultats obtenus suite à la simulation apparaissent satisfaisantes, ils répandent bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Dans la deuxième partie, on a présenté la modélisation du moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à MLI naturelle et établi sous des hypothèses

simplificatrices. Les résultats obtenus s'avèrent satisfaisantes, présentant des oscillations au niveau du couple.

Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle, un exposé sur la théorie de cette méthode avec une simulation sous Matlab sera l'objet du deuxième chapitre.

## II.1-INTRODUCTION

La commande vectorielle a été introduite il y a longtemps, cependant, elle n'a pas pu être implantée et utilisée réellement qu'avec les avancés en microélectronique [7]. Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple[8].

Le présent chapitre consiste à introduire le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puis son application au modèle de la machine asynchrone en faisant le réglage des grandeurs de la machine par des régulateurs de type PI et IP. Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

## II.2- PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Le contrôle vectoriel permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à une machine à courant continu pour laquelle le couple électromagnétique est proportionnel à deux grandeurs indépendantes (le flux inducteur et le courant d'induit)[9]. Le contrôle de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, de la vitesse ou de même de la position. Le couple pouvait s'écrire directement en fonction du courant dans le repère (d-q) comme un produit croisé de courants ou de flux:

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \quad (II.1)$$

Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe. Elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu, où le découplage est naturel entre le réglage du flux et celui du couple, ce qui rend sa commande aisée. On se retrouve confronté à une difficulté supplémentaire pour contrôler ce couple. La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage.

Cependant, on s'aperçoit que si l'on élimine le deuxième produit ( $\Phi_{rq}, i_{sd}$ ), alors le couple ressemblerait fort à celui d'une machine à courant continu. Il suffit, pour ce faire d'orienter le repère (d-q) de manière à annuler la composante de flux en quadrature. C'est-à-dire, de choisir convenablement l'angle de rotation de Park de sorte que le flux rotorique soit entièrement porté sur l'axe direct (d) et d'avoir:  $\Phi_{rq} = 0$ .

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = \frac{PM}{L_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.2})$$

Il convient de régler le flux en agissant sur la composante " $i_{sd}$ " du courant statorique et de régler le couple en agissant sur la composante " $i_{sq}$ ". On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une (MCC). Une stratégie consiste à laisser la composante " $i_{sd}$ " constante, c.à.d. de fixer la référence de manière à imposer un flux nominal dans la machine. Le régulateur de courant " $i_{sd}$ " s'occupe de maintenir le courant " $i_{sd}$ " constant.

### II.3- COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE DE LA( MAS)

Les lois de commande sont obtenues en injectant les conditions de la commande vectorielle ( $\Phi_{rq}=0$  et  $\Phi_{rd} = \text{constante}$ ) dans les équations d'état de la machine représentées dans le repère lié au champ tournant:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + R_t i_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = M i_{sd} \\ \omega_s - \omega = \frac{M}{\Phi_r T_r} i_{sq} \end{array} \right. \quad (\text{II.3})$$

Ces expressions peuvent être exploitée telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un gros inconvénient : " $V_{sd}$ " influe à la fois sur " $i_{sd}$ " et " $i_{sq}$ " donc sur le flux et le couple, il en est de même pour " $V_{sq}$ ". On est alors amené à réaliser un découplage entre les grandeurs.

#### II.3.1- Principe du découplage

L'objectif du découplage est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Nous pouvons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle, les commandes sont alors non interactives. Le découplage par compensation, nécessite l'introduction de deux nouvelles variables de commande " $V_{sd1}$ " et " $V_{sq1}$ " telles que:

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Avec:

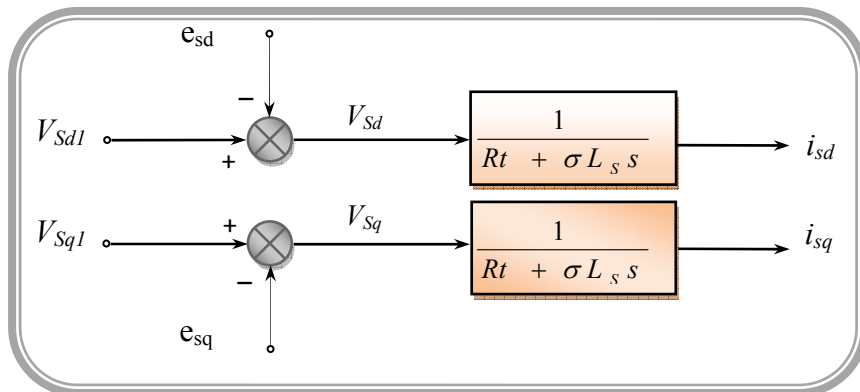
$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Tel que :

$e_{sd}$ : fem de rotation crée par"  $i_{sd}$  "

$e_{sq}$ : fem de rotation crée par"  $i_{sq}$  "

La Figure (II.1) présente la reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  à base des f.e.m  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$ :



**Figure (II-1)** Reconstitution des tension  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  .

Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires"  $e_{sd}$  "et"  $e_{sq}$  ". On peut utiliser une estimation du flux réel " $\Phi_r$  "pour le calcul de ces valeurs " $e_{sd}$  "et"  $e_{sq}$  ". La synthèse des régulateurs porte sur des systèmes linéaires, mais une erreur ou une dérive sur les paramètres de la machine provoquent une réapparition du couplage et de la non stationnarité du système et parfois même sa déstabilisation. Il faut donc utiliser des régulateurs robustes.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel:

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + R_t i_{sd} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - R_t i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

### II.3.2- Schéma bloc de la commande vectorielle directe

Le schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est illustré sur la figure (II.2). Ce schéma contient trois régulateurs de type PI, un pour le flux, et les deux autres pour le courant. La régulation de la vitesse est faite par un régulateur de type IP. Les grandeurs régulées entre dans le bloc du découplage pour construire les tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ , ou se trouve le bloc de transformation vers  $(\alpha,\beta)$  qui alimente la machine.

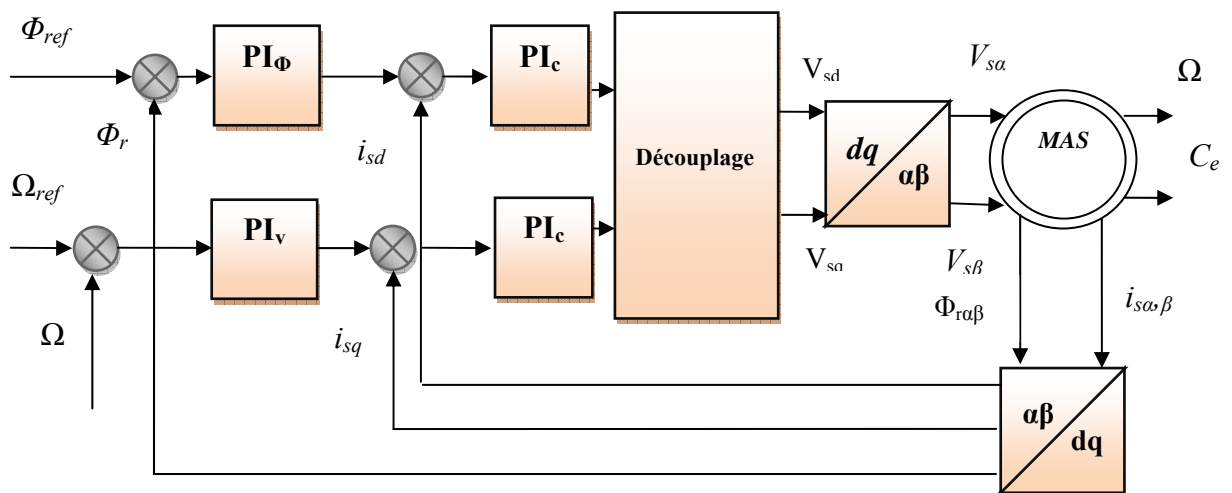


Figure (II-2) : Schéma bloc de la commande vectorielle

### II.4- DIMENSIONNEMENT DES REGULATEURS

Dans le cas de notre étude, on se limite d'utiliser la technique du contrôle PI pour le réglage du courant et de flux, et un régulateur IP dans le cas de la vitesse.

#### II.4.1- Régulateurs des courants statoriques" $i_{sd}$ "et" $i_{sq}$ "

Le découplage proposé par l'équation (II.6) permet d'écrire:

$$\frac{i_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s s} \quad (\text{II.7})$$

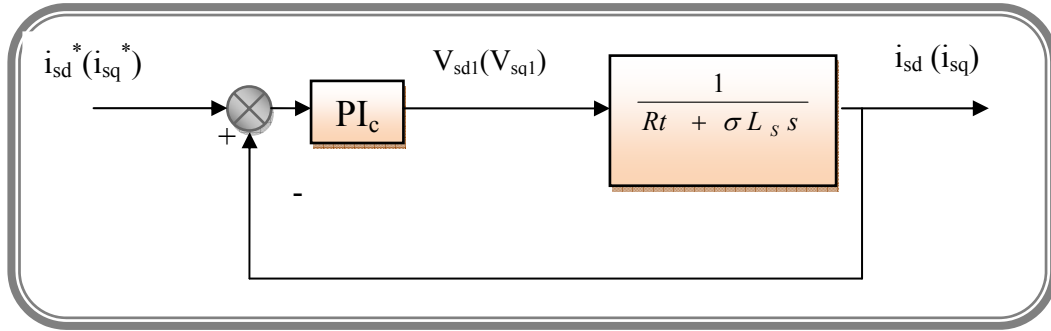
$$\frac{i_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s s} \quad (\text{II.8})$$

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{II.9})$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.3).



**Figure (II.3):** Régulation des courants en boucle fermée

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{k_i}{R_t s} \left( \frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left( \frac{R_t}{R_t + \sigma L_s s} \right) \quad (\text{II.10})$$

Par compensation de pôle ce qui traduit par la condition:

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{\sigma L_s}{R_t} \quad (\text{II.11})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$BF_c(s) = \frac{k_i}{R_t s} \quad (\text{II.12})$$

En boucle fermée la fonction de transfert s'écrit :

$$BF_c(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{II.13})$$

Avec:

$$\tau_i = \frac{R_t}{k_i} \quad (\text{II.14})$$

En combinant les deux équations (II.11) et (II.13), Les coefficients des régulateurs des composantes du courant seront donnés par:

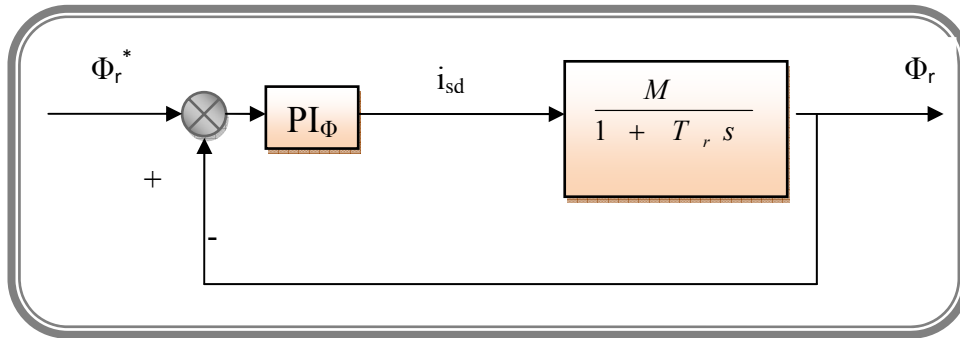
$$\begin{cases} k_i = \frac{R_t}{\tau_i} \\ k_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_i} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

### II.4.3- Régulation du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique nous permet d'écrire à partir de les équations (II.3)

$$\frac{\Phi_r}{i_{sd}} = \frac{M}{T_r s + 1} \quad (\text{I.16})$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre. Nous pouvons représenter le système en boucle fermée par la figure (II.4).



**Figure (II.4) :** Régulation du Flux rotorique en boucle fermée

La fonction de transfert en BO sera :

$$BO_c(s) = \frac{k_i}{s} \left( \frac{k_p}{k_i} s + 1 \right) \left( \frac{M}{T_r s + 1} \right) \quad (\text{II.17})$$

La compensation de pôle nous permet d'avoir la condition suivante:

$$T_r = \frac{k_{p\Phi}}{k_{i\Phi}} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant comme suit:

$$BO_\Phi(s) = \frac{M k_{p\Phi}}{s} \quad (\text{II.19})$$

Donc la fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$BF_\Phi(s) = \frac{1}{\tau_\Phi s + 1} \quad (\text{II.20})$$

Avec:

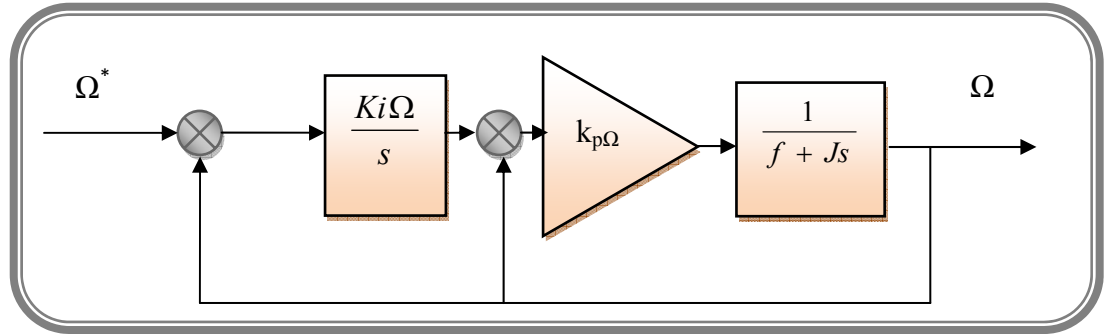
$$\tau_\Phi = \frac{1}{M k_{i\Phi}} \quad (\text{II.21})$$

A partir des conditions (II.18) et (II.20), les paramètres du régulateur de flux sont:

$$\begin{cases} k_{i\phi} = \frac{1}{M\tau_{\phi}} \\ k_{p\phi} = \frac{T_r}{M\tau_{\phi}} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

#### II.4.4- Régulation de vitesse

La chaîne de régulation de vitesse par un régulateur IP peut être représentée par le schéma fonctionnel de la figure (II.5).



**Figure (II.5) :** Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse(IP).

Nous avons:

$$\Omega = \frac{C_e - C_r}{Js + f} \quad (\text{II.23})$$

Donc:

$$\Omega = \frac{\left(\frac{k_{p\Omega}}{k_{i\Omega}}s + 1\right)}{\frac{J}{k_{i\Omega}}s^2 + \frac{k_{p\Omega} + J}{k_{i\Omega}}s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{k_{i\Omega}}}{\frac{J}{k_{i\Omega}}s^2 + \frac{k_{p\Omega} + J}{k_{i\Omega}}s + 1} C_r \quad (\text{II.24})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2<sup>nd</sup> ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique:

$$F(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II.25})$$

On aura :

$$\begin{cases} K_{i\Omega} = J\omega_n^2 \\ K_{p\Omega} = 2\xi\omega_n J - f \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

## II.5- PRESENTATION DES RESULTATS DE SIMULATION

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement nominales et variables à savoir la variation de charge, de vitesse et des résistances rotoriques et statoriques " $R_s$ " et " $R_r$ ".

### II.5.1 Fonctionnement en charge de la machine

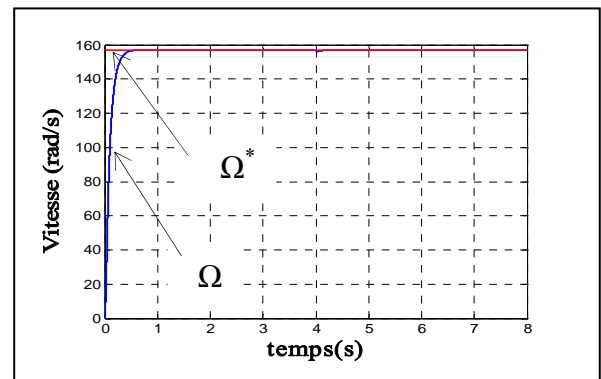
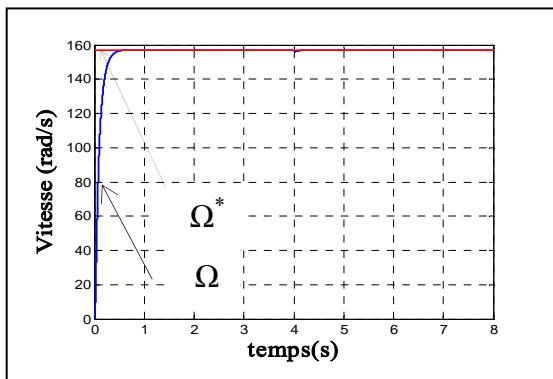
La figure (II.6) montre l'évolution de la vitesse de rotation " $\Omega$  (rad/s)", du couple électromagnétique " $C_e$ ", des flux " $\Phi_{rd}$ ", " $\Phi_{rq}$ ", et des courants " $i_{sa}$ ", " $i_{sq}$ ", " $i_{sd}$ ", lors d'un fonctionnement à vide de la machine, suivi d'une perturbation de charge à  $t = 4s$ .

*Simulation sans onduleur*

*Simulation avec onduleur*

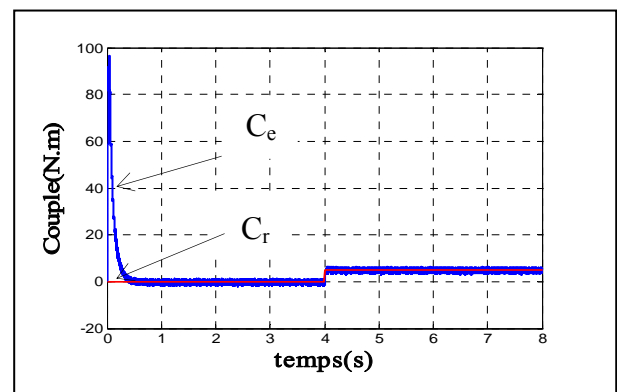
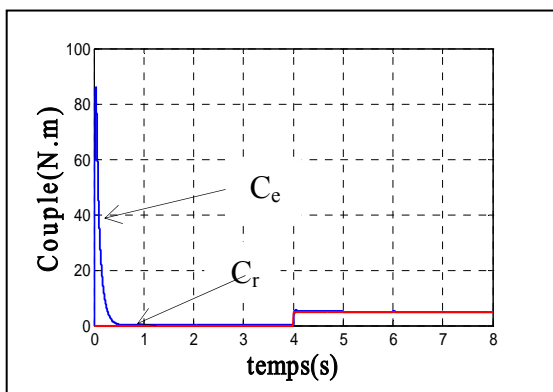
Vitesse  $\Omega$  (rad / s)

Vitesse  $\Omega$  (rad / s)

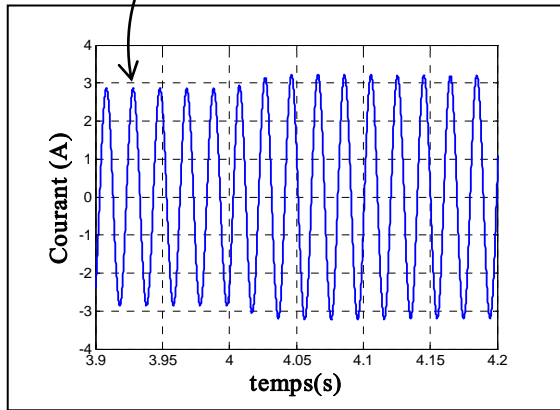
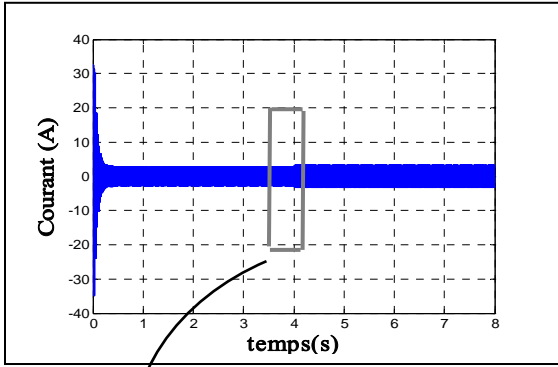


Couple  $C_e, C_r$  (N.m)

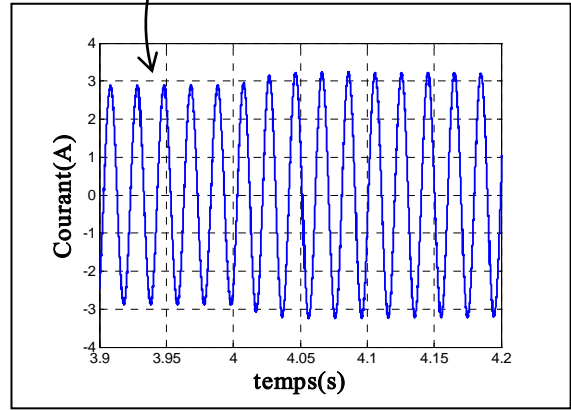
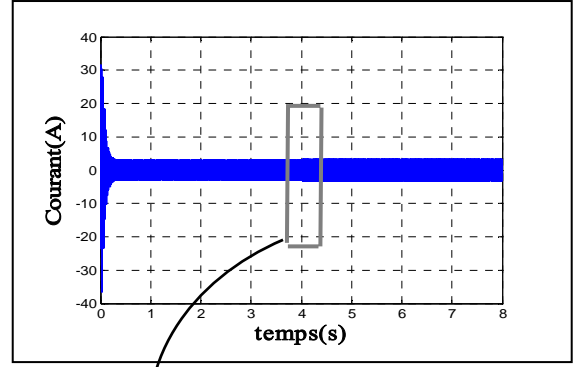
Couple  $C_e, C_r$  (N.m)



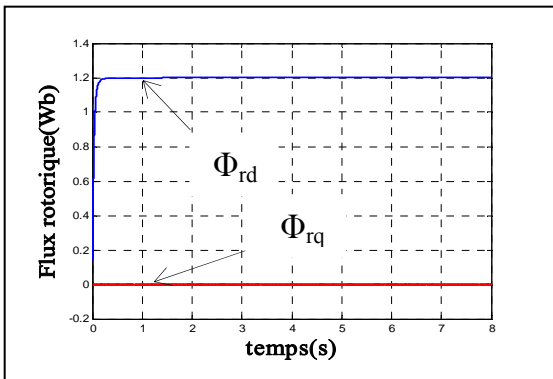
Courant statorique  $i_{sa}$



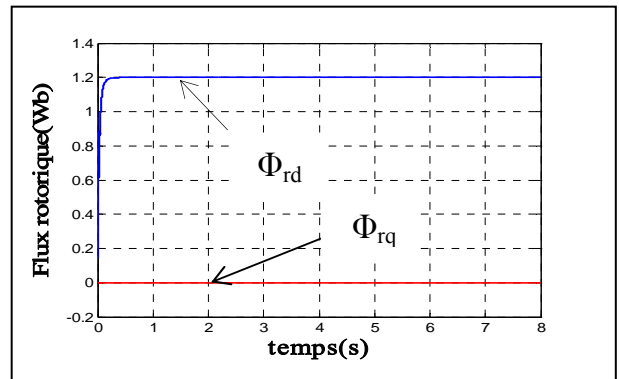
Courant statorique  $i_{sa}$



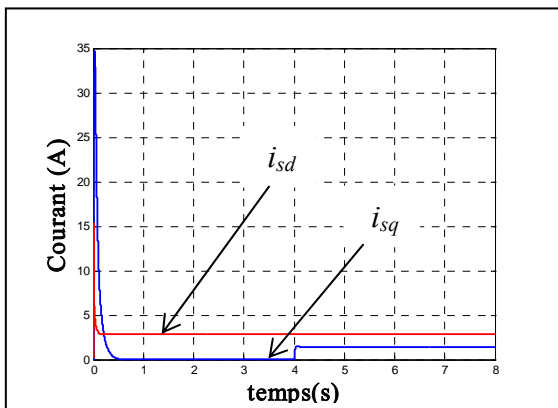
Flux rotorique  $\Phi_{rq}, \Phi_{rd}$  (Wb)



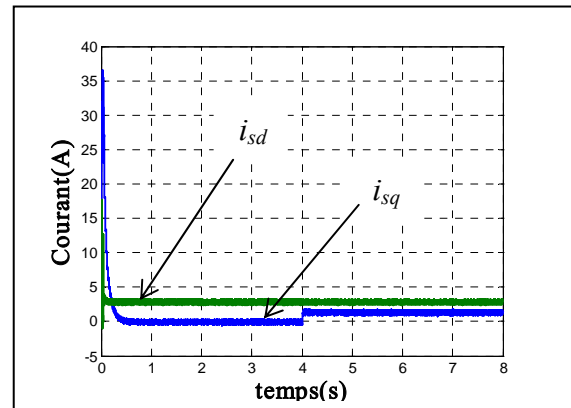
Flux rotorique  $\Phi_{rq}, \Phi_{rd}$  (Wb)

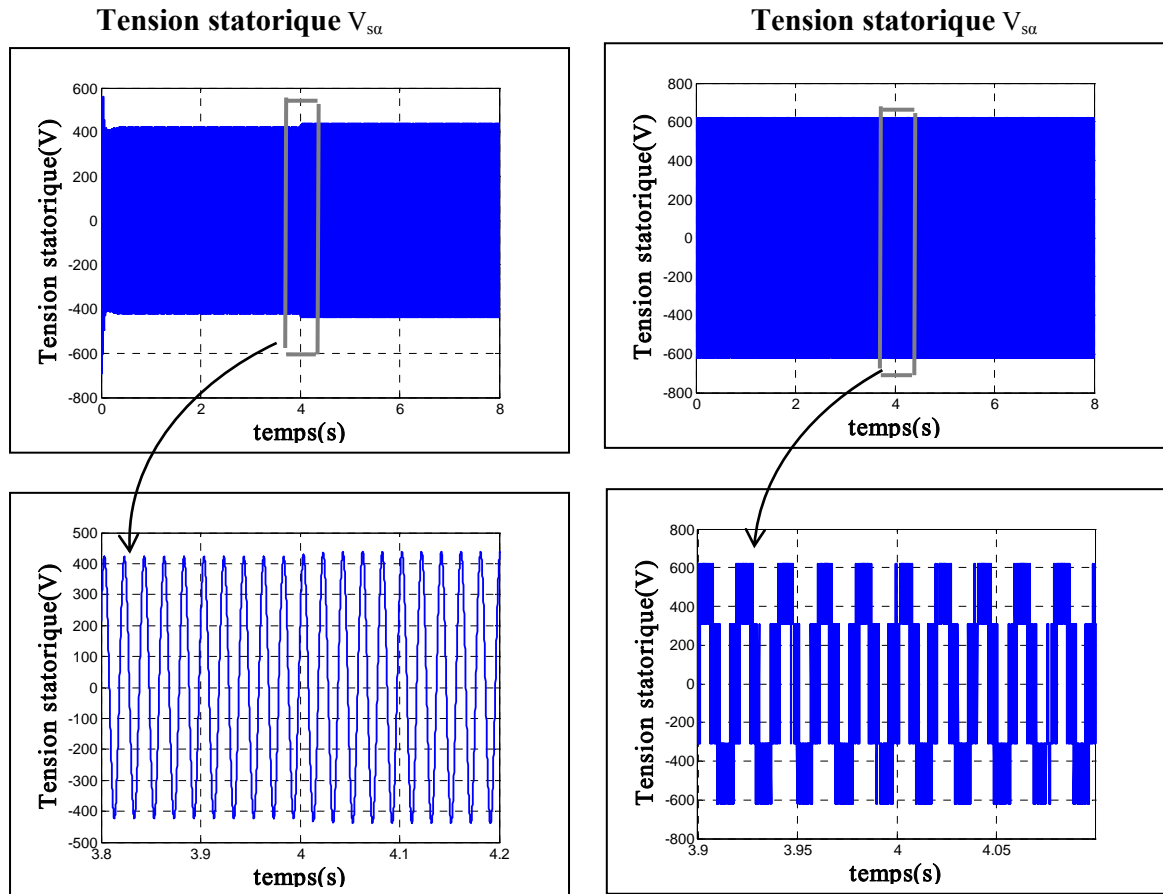


Courant statorique  $i_{sd}, i_{sq}$  (A)



Courant statorique  $i_{sd}, i_{sq}$  (A)





**Figure (II-6) :** Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS

On remarque que le courant  $i_{sa}$  présente des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Les flux rotoriques  $\Phi_r$  suivent leurs références. Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers sa valeur de référence 0 et 5rad/s.

### II.5.2- Fonctionnement à vitesse variable

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref}=157, 60, -157$  et 157 rad/s) de la figure (II-7) montrent que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants et les flux. Ainsi, l'orientation du flux rotorique est toujours maintenue.

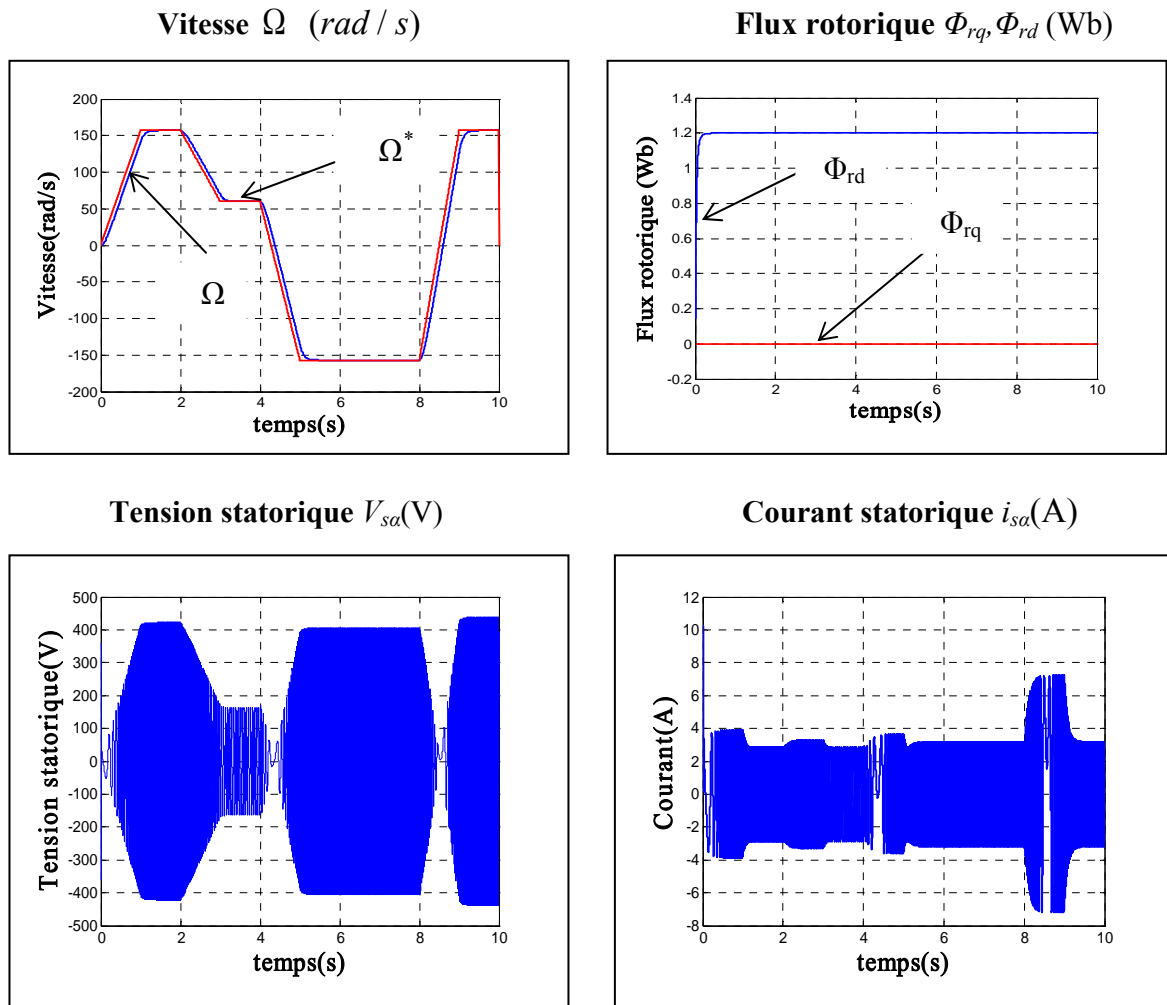
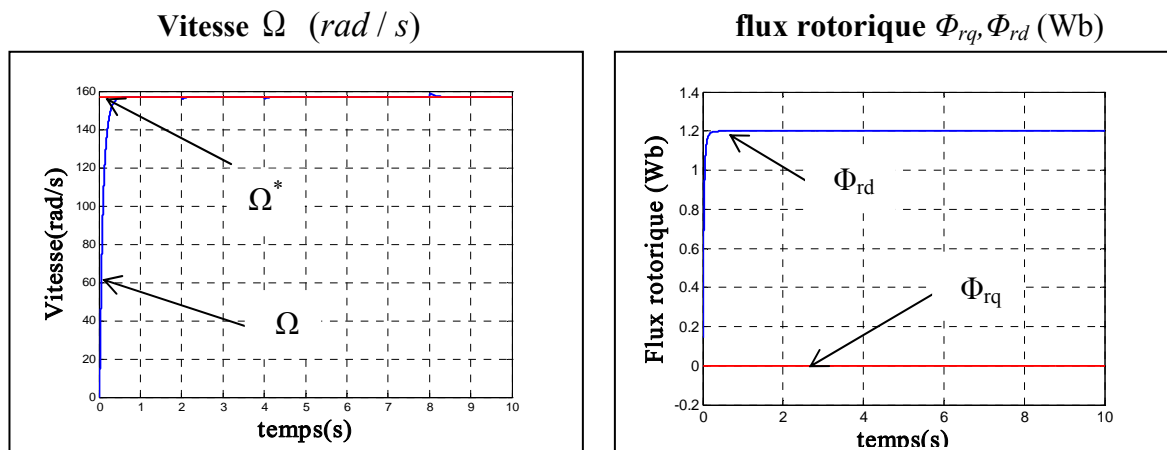


Figure (II-7) : Résultats de simulation par variation de vitesse

### II.5.3- Fonctionnement en charge variable

Les résultats de cette simulation montrent que pour la variation de charge figure (II-8), les grandeurs telles que la vitesse, le couple, les flux et les courants sont influencés par cette variation d'où le système est parfaitement commandé.



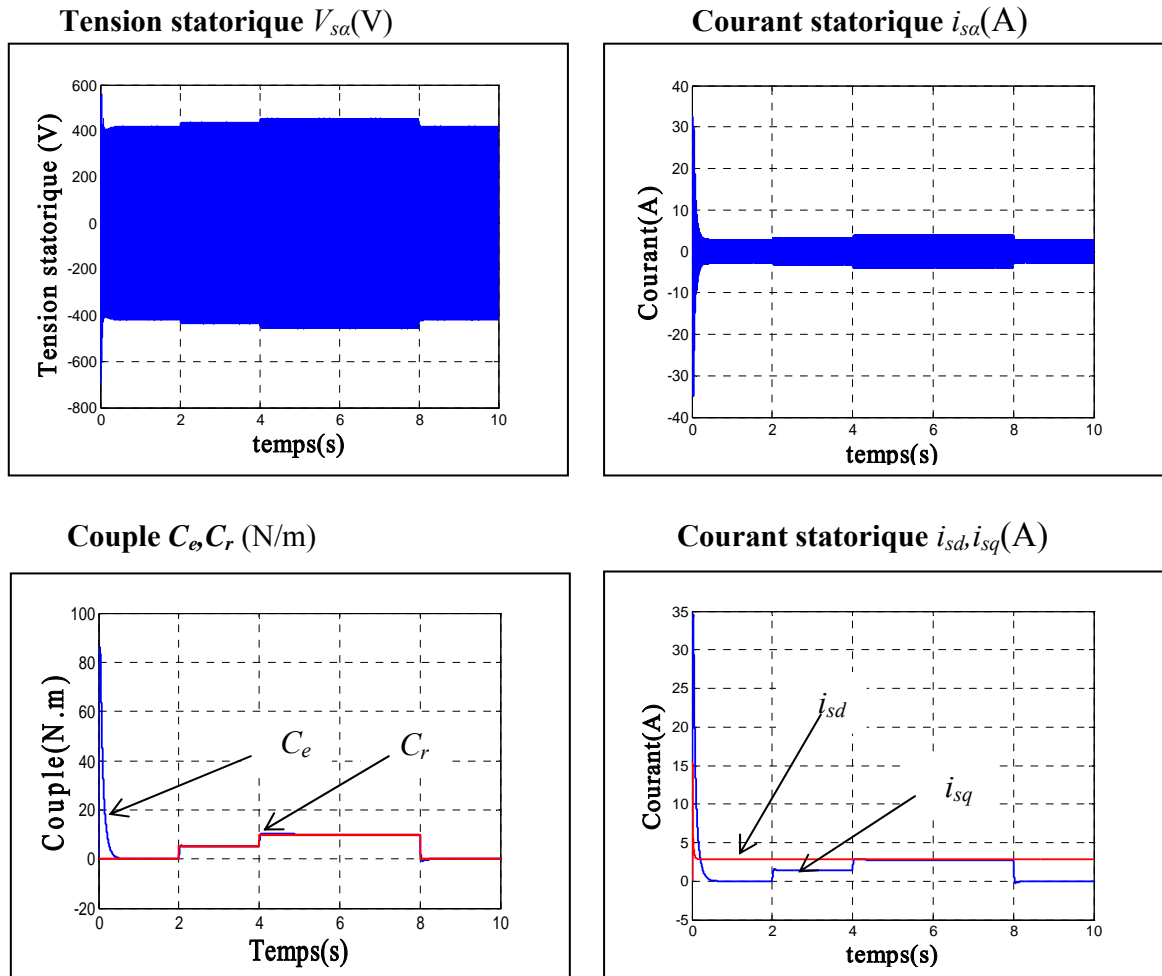
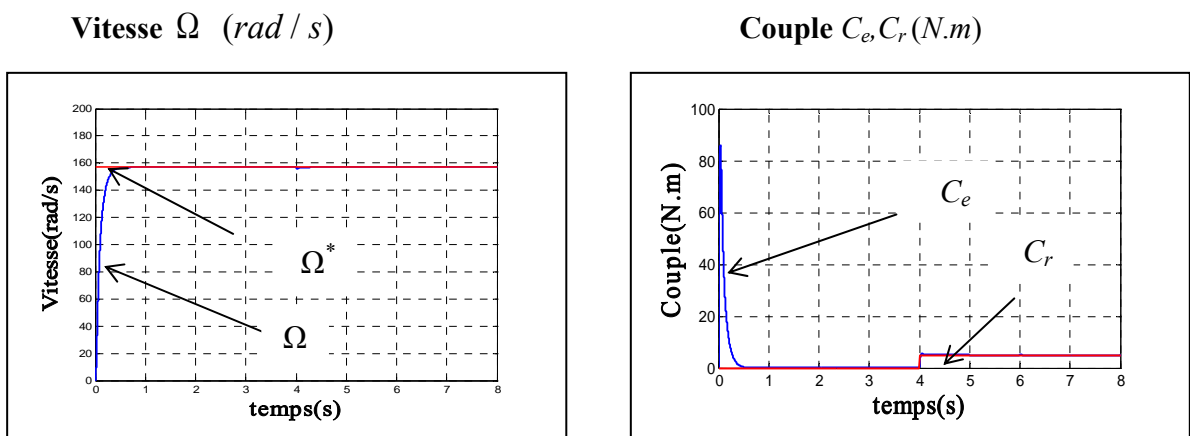


Figure (II-8) : Résultats de simulation par variation de la charge

### II.5.4-Fonctionnement lors de la variation de la résistance rotorique :

Une mauvaise identification des paramètres, ainsi que l'effet dû à l'échauffement pendant le fonctionnement d'une machine produisent des perturbations électriques internes. La figure (II.9) montre les résultats d'un tel cas lorsqu'on applique une augmentation de  $R_r$ .



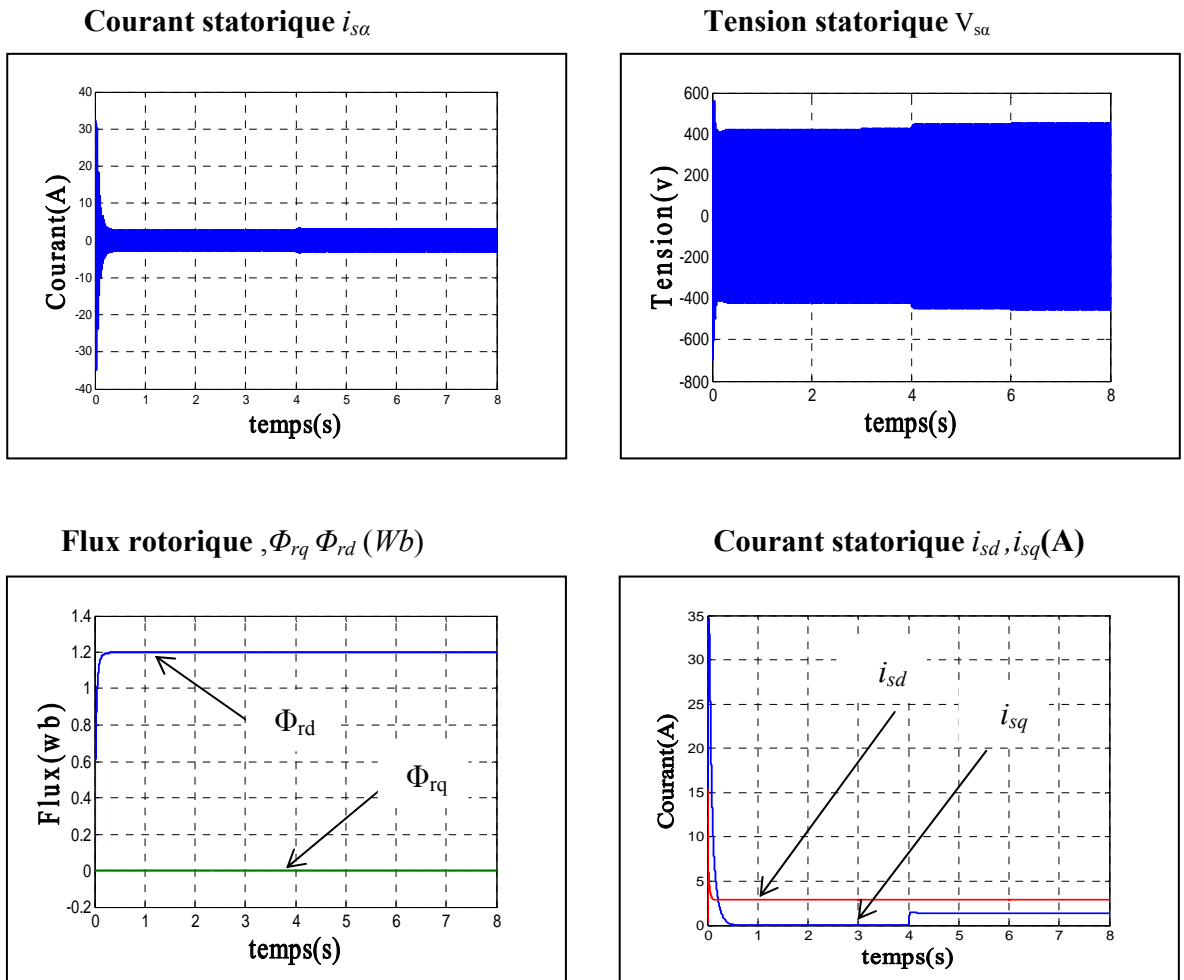
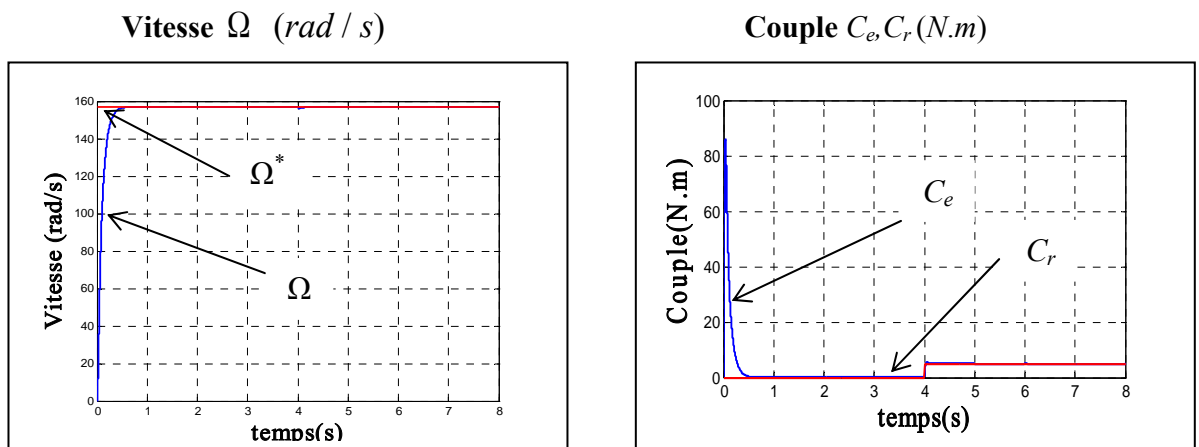


Figure (II-9) : Résultats de simulation par variation de ( $R_r$ )

**II.5.5-Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique :**

La variation de la résistance statorique sera de +50% de la valeur nominale, appliquée à l'instant ( $t = 4s$ ), les résultats de simulation sont présentés dans la Figure (II.10). Les résultats obtenus sont satisfaisants.



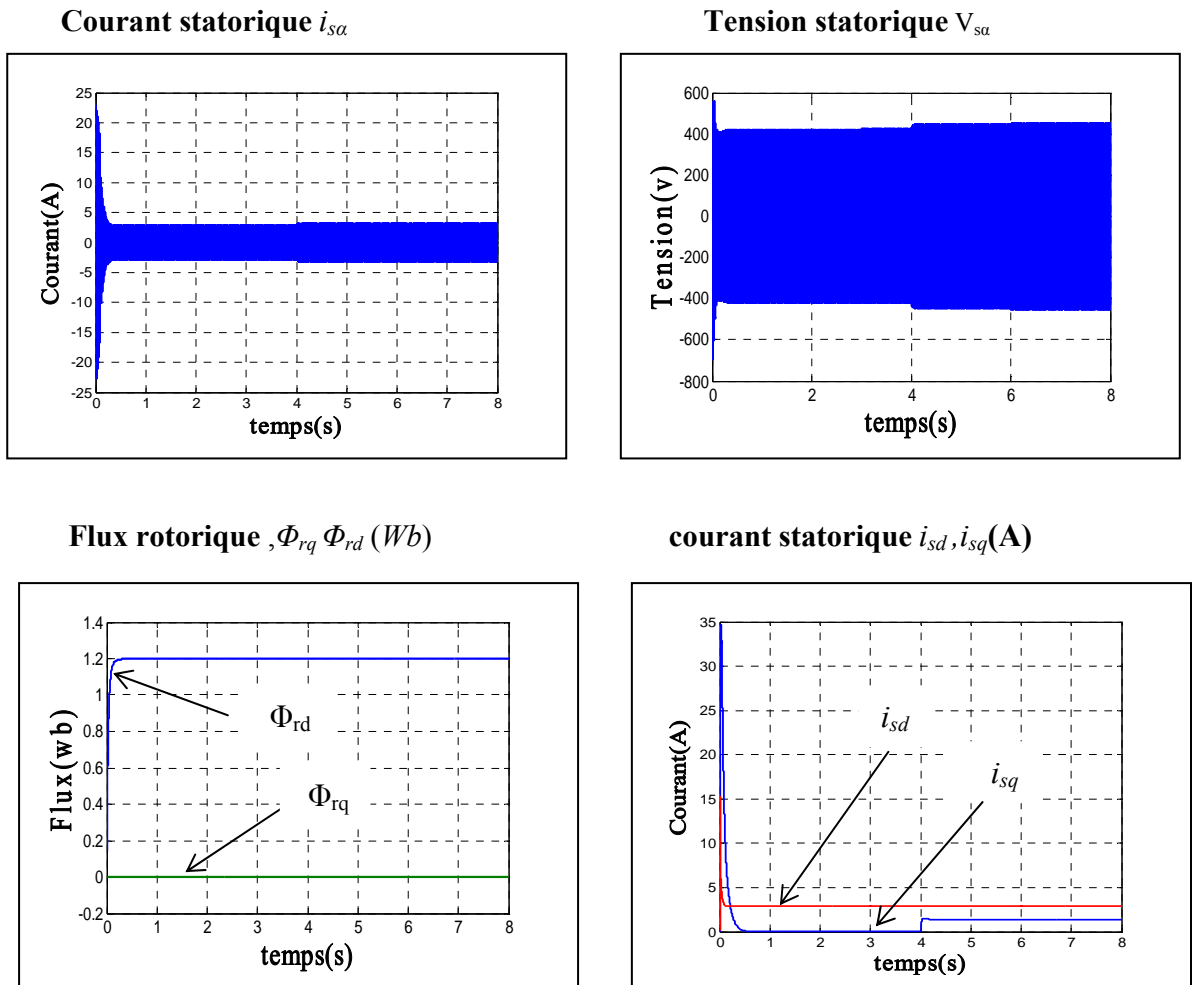


Figure (II-10) : Résultats de simulation par variation de ( $R_s$ )

## II.6- Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté une commande classique pour la machine asynchrone qui est la commande vectorielle. Les résultats obtenus par cette commande sont satisfaisants su point de vue poursuite et régulation en présence des variations de vitesse et de charge.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des Paramètres liés à la température (résistance rotorique et statorique) lors d'une augmentation de plus de 100%. Ceci est dû aux régulateurs classiques qui sont dimensionnés par les paramètres initiaux de la machine.

Dans le chapitre suivant, on va voir une nouvelle technique de commande, c'est la Commande par BACKSTEPPING qui élimine l'utilisation des régulateurs.

### **III.1-INTRODUCTION**

La commande par Backstepping des systèmes non linéaires, permet de construire une loi de commande qui garantie, en tout temps, la stabilité du processus. L'écriture des états sous forme paramétrique pure met en évidence les sous-systèmes du processus, pour chacune de ces parties, il faut trouver, à l'aide d'une fonction de Lyapunov, une commande qui permet de stabiliser le sous-système. Pour se faire, l'état précédent est considéré comme la variable manipulable. L'ordre du sous-système est ensuite augmenté et le développement précédent est recommencé. A la fin, une loi de commande est obtenue pour le processus [11].

Dans ce chapitre, on donnera un aperçu de la commande par Backstepping appliquée à un système du second ordre. Par la suite on appliquera cette technique de commande à la machine asynchrone.

### **III.2-GENERALITES SUR L'APPROCHE DU BACKSTEPPING**

Le principe du Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsinias (1989) et Kokotovii & Sussmann (1989) d'autre part [10]. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. La technique du Backstepping permet de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante. L'idée principale est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour les systèmes non linéaires en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leurs concevoir des lois de commandes intermédiaires. La loi de commande trouvée, permet de garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités [11].

### **III.3- PRINCIPE DU BACKSTEPPING**

L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle.

Dans cette première partie, on va développer un système de commande par Backstepping. L'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et de réaliser la stabilité et l'équilibre du système. Pour se familiariser avec la commande par Backstepping, on va l'appliquer pour un système du second ordre.

### III.3.1-Système du second ordre simplifié

Dans un premier temps, on considère un système non linéaire du second ordre de la forme suivante:

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 &= \beta(x)u + \varphi_n(x_1, x_2)^T \cdot \theta \\ y &= x_1\end{aligned}\tag{III.1}$$

Tel que :

$\theta$  : Vecteur paramétrique connu.

$\varphi_2(x_1, x_2)$  et  $\varphi_1(x_1)$  : sont des vecteurs de fonctions non linéaires.

Pour un premier cas, on considère  $\beta(x) = 1$  et  $\varphi_2(x_1, x_2) = 0$ .

La conception du Backstepping est récursive. D'abord, on choisit l'état " $x_2$ " comme étant la commande virtuelle de l'état " $x_1$ ", ensuite on adopte la fonction stabilisante suivante:

$$\alpha_1(x_1) = -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta\tag{III.2}$$

$y_r$  est la valeur de la référence

Avec  $k_1$  gain positif

$$\begin{aligned}\dot{x}_1 &= x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \\ \dot{x}_2 &= u\end{aligned}\tag{III.3}$$

Cette solution est conçue pour stabiliser l'équation (III.2), on définit alors les erreurs suivantes:

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - y_r \\ e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \end{cases}\tag{III.4}$$

Alors, le système complet (III.4) peut être reformulé en utilisant les nouvelles coordonnées des erreurs  $e_1$  et  $e_2$  :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = u - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Pour le système d'équations (III.5), on va concevoir une loi de commande  $u = \alpha_2(x_1, x_2)$  afin de rendre la dérivée de la fonction de Lyapunov définie négative. Cet objectif peut être complété par une simple fonction de Lyapunov définie positive :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.6})$$

La dérivée de (III.6) le long de la trajectoire donne :

$$\dot{V} = e_1 \dot{e}_1 + e_2 \dot{e}_2 \quad (\text{III.7})$$

En remplaçant la dérivée de  $e_1$  et  $e_2$  par leurs valeurs données en (III.5), la dérivée devient:

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot [u + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r] \quad (\text{III.8})$$

Pour garantir la condition de stabilité de Lyapunov ( $\dot{V} < 0$ ), la commande "  $u$  " est choisie par :

$$u = \alpha_2(x_1, x_2) = -k_2 e_2 - e_1 + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) + \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \quad (\text{III.9})$$

Avec  $k_2$  gain  $> 0$

Dans ces conditions la dérivée de "  $V$  " devient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (\text{III.10})$$

Ce qui signifie que l'équilibre est atteint et le système est asymptotiquement stable. Le système des erreurs "  $e$  " en boucle fermée résultant est linéaire stable de la forme :

$$\dot{e} = A \cdot e \quad (\text{III.11})$$

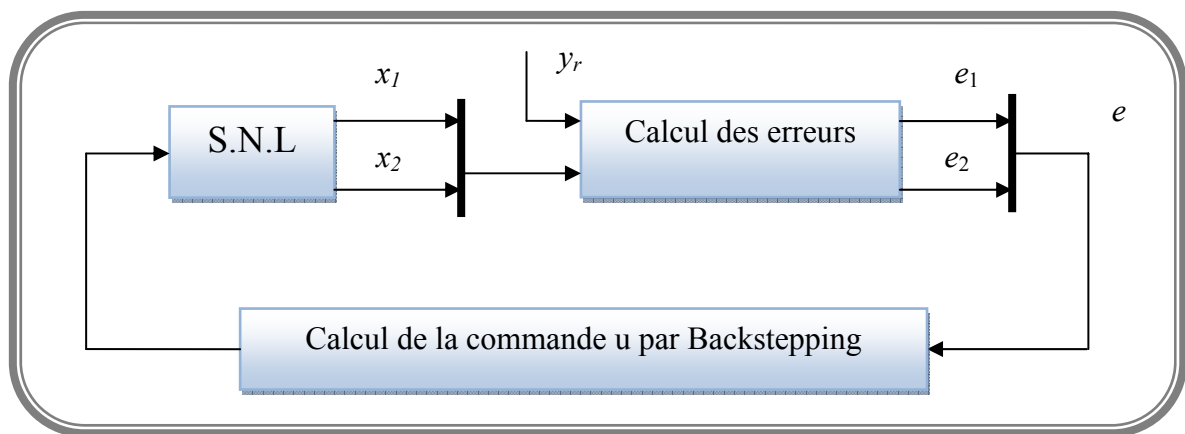
Avec :

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 1 \\ -1 & k_2 \end{bmatrix}, e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \end{bmatrix}$$

La solution dans ce cas se traduit par :

$$e = e(0). e^{-A.t} \quad (\text{III.12})$$

L'équation (III.12) montre que les erreurs "  $e$  " convergent bien vers zéro. Le schéma bloc de la figure (III.1) présente la commande d'un système non linéaire dont le calcul de la loi de commande "  $u$  " a été fait par l'approche du Backstepping.



**Figure (III.1) :** Schéma de principe du contrôle par Backstepping

En première étape, nous intéressons à simuler numériquement le fonctionnement d'un système du second ordre de la forme :

$$\dot{x}_1 = x_2 + [x_1 \quad 2x_1]^T \cdot \theta$$

$$\dot{x}_2 = u$$

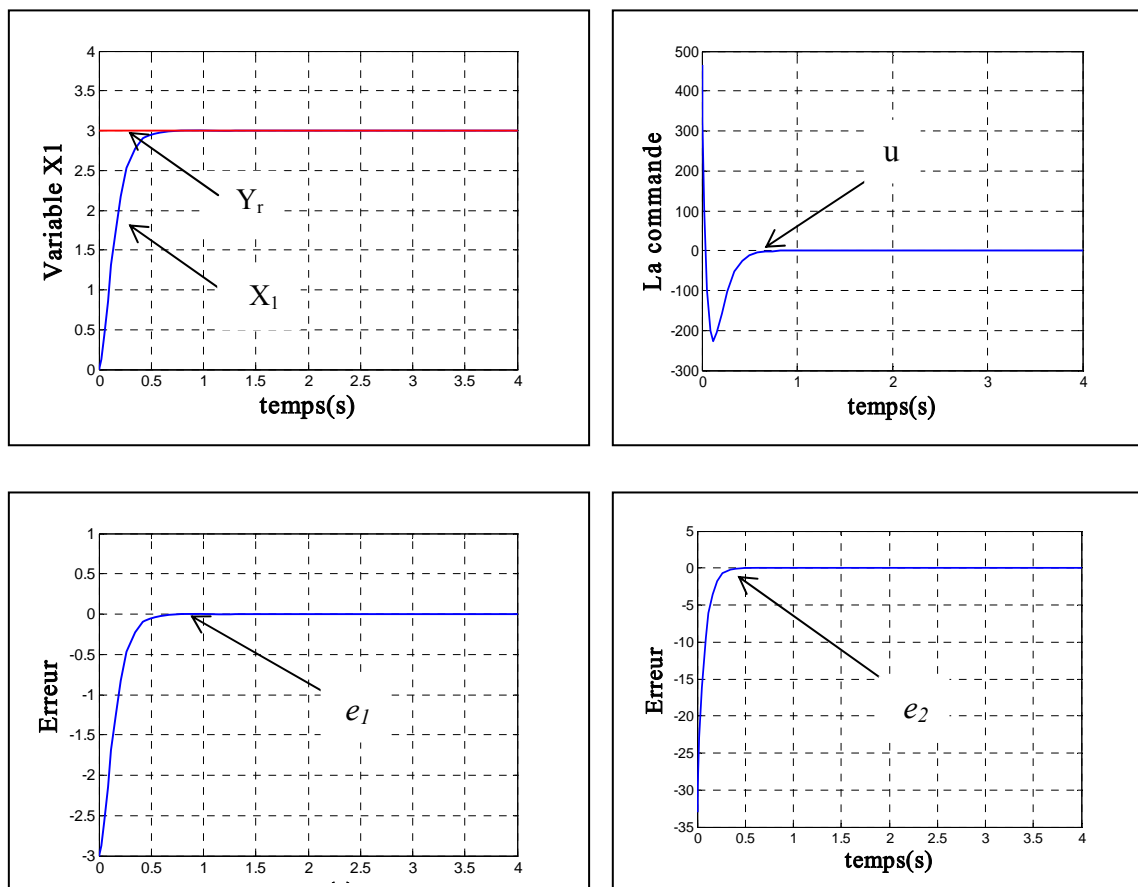
$$y = x_1$$

Avec :  $\theta = [5 \ 3]^T$  et  $x_1(0) = x_2(0) = 0$ . Les coefficients choisis sont  $k_1=7$ ,  $k_2=6$ .

Pour caractériser les performances dynamiques du système réglé, il faut observer la réponse à un échelon. Cette réponse doit être identique à celle d'un système du second ordre.

Les résultats numériques du système sont donnés par la figure (III.2). La réponse indicielle de la variable "  $x_1$  " présente une erreur statique nulle. Après établissement du régime

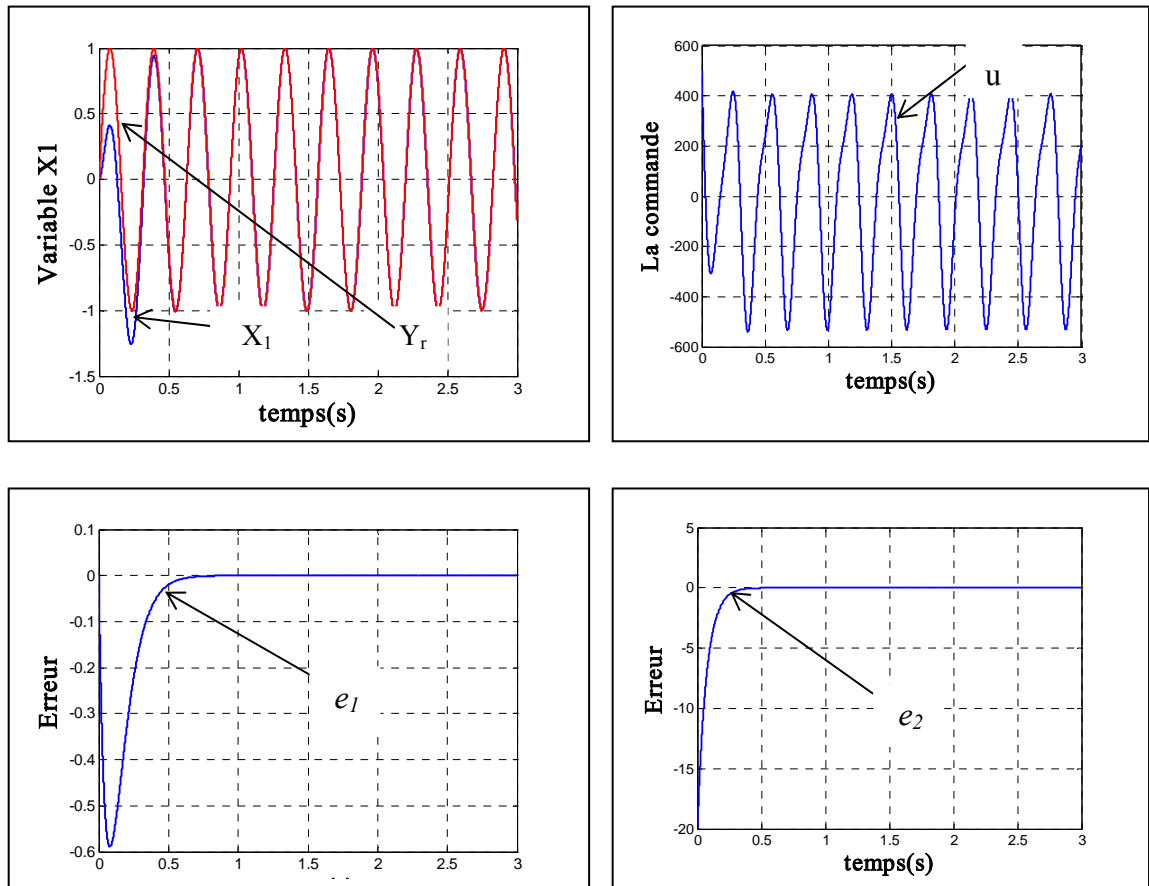
permanent, les erreurs " $e_1$ " et " $e_2$ " deviennent à leur tour nulles, garantissant ainsi une bonne stabilité de système.



**Figure (III-2) :** Commande par Backstepping d'un système non linéaire du second ordre pour une référence constante.

La figure (III-3) présente la réponse du système précédent pour une consigne sinusoïdale de valeur  $y_r = \sin(20t)$  avec  $k_1=13$  et  $k_2=15$ .

Les résultats obtenus présentent des erreurs " $e_1$ " et " $e_2$ " nulles. Il est clair que la variable " $x_1$ " suit parfaitement la valeur de la consigne " $y_r$ " ( $y_r = \sin(20t)$ ) avec un temps de réponse relativement faible.



**Figure (III-3) :** Commande par Backstepping d'un système non linéaire du second ordre pour une référence sinusoïdale ( $y_r = \sin(20t)$ ).

### I.3.2- Système du second ordre généralisé

On reconsidère le système d'équation (III.1) avec les conditions suivantes :

$$\beta(x) = 1 \text{ et } \varphi_2(x_1, x_2) \neq 0$$

Comme le 1<sup>er</sup> cas on définit la fonction stabilisante comme suit :

$$\alpha_1(x_1) = -k_1(x_1 - y_r) - \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta \tag{III.13}$$

Avec le gain  $k_l > 0$

Le changement de variable est décrit par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} e_1 = x_1 - y_r \\ e_2 = x_2 - \alpha_1(x_1) - \dot{y}_r \end{cases} \tag{III.14}$$

La dynamique des erreurs s'exprime par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + e_2 \\ \dot{e}_2 = \beta(x)u + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

La fonction de lyapunov définie positive est choisie comme suit :

$$V = \frac{1}{2} e_1^2 + \frac{1}{2} e_2^2 \quad (\text{III.16})$$

Sa dérivé est donnée par :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 + e_2 \cdot [\beta(x)u + \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta + e_1 - \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) - \ddot{y}_r - \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r] \quad (\text{III.17})$$

Pour obtenir "  $\dot{V}$  " négative on choisie la commande "  $u$  " comme suit :

$$u = \frac{1}{\beta(x)} \left[ -k_2 e_2 - e_1 - \varphi_2(x_1, x_2)^T \cdot \theta + \frac{\partial \alpha_1}{\partial x_1} (x_2 + \varphi_1(x_1)^T \cdot \theta) + \ddot{y}_r + \frac{\partial \alpha_1}{\partial y_r} \cdot \dot{y}_r \right] \quad (\text{III.18})$$

En remplaçant l'équation (III.18) dans (III.17), on obtient :

$$\dot{V} = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 \quad (\text{III.19})$$

Le système à simuler est de la forme :

$$\dot{x}_1 = x_2 + \varphi_1[x_1 \quad 2x_1]^T \cdot \theta$$

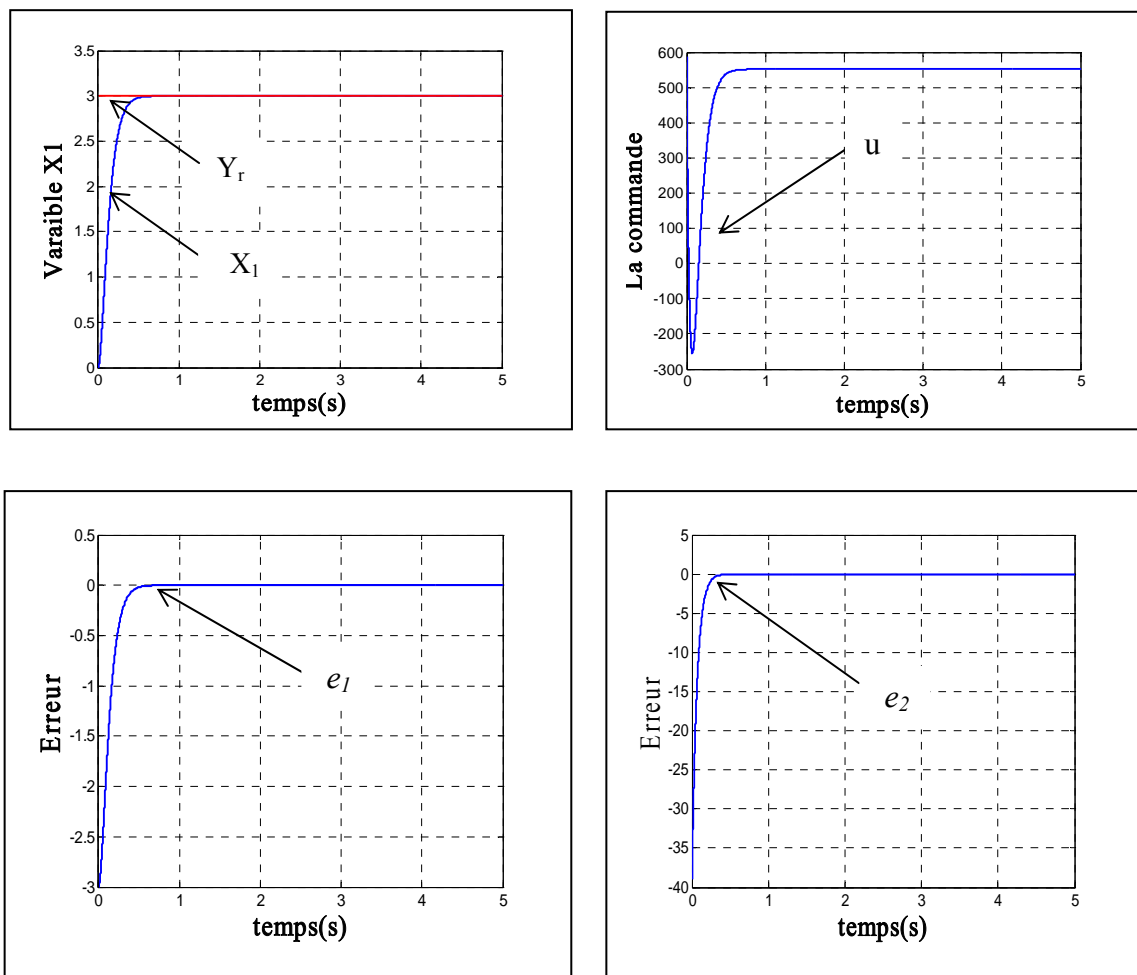
$$\dot{x}_2 = u + \varphi_1[2x_2 \quad -4x_1]^T \cdot \theta$$

$$y = x_1$$

Avec :  $\theta = [5 \quad 3]^T$  et  $x_1(0) = x_2(0) = 0$ .

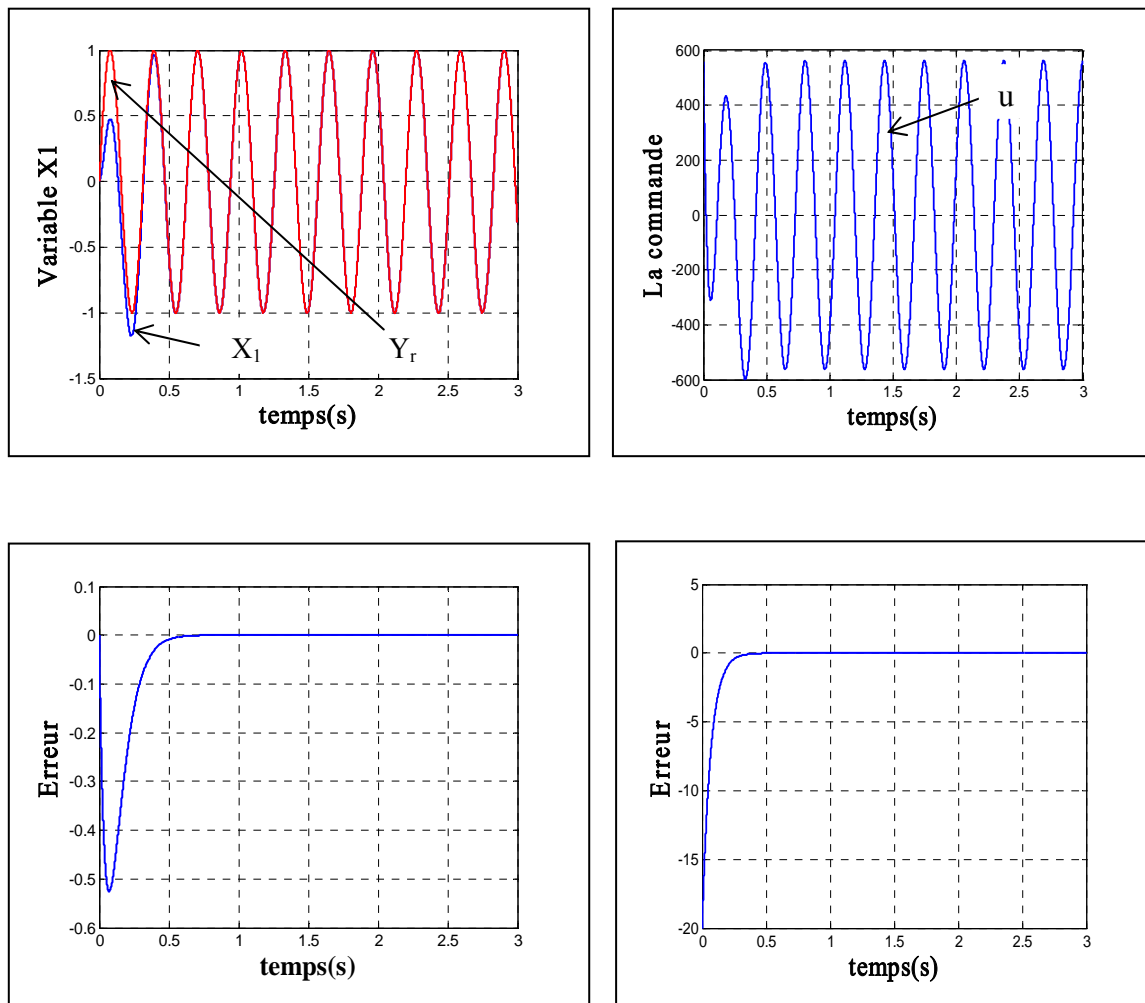
Les coefficients "  $k_1$  " et "  $k_2$  " sont donnés respectivement par 5 et 13. Pour caractériser les performances dynamiques du système réglé, on observe la réponse à un échelon, qui doit être identique à celle d'un second ordre. Les résultats de simulation du système sont regroupés dans la figure (III-4). La réponse indicielle de la variable "  $x_1$  " présente une erreur statique nulle. Il est clair que cette variable suit parfaitement la valeur de la consigne "  $y_r$  " ( $y_r = 2$ ).

Après établissement du régime permanent, les erreurs " $e_1$ " et " $e_2$ " deviennent nulles, ainsi le système présente une bonne stabilité.



**Figure (III.4) :** Commande par Backstepping d'un système non linéaire du Second ordre avec  $\varphi_2(x_1, x_2) \neq 0$ .

Le deuxième test est donné pour une référence sinusoïdale de valeur  $y_r = \sin(20t)$  et de coefficients  $k_1 = 14$  et  $k_2 = 18$  en gardant les mêmes conditions initiales. Il est clair d'après la figure (III.5) que " $x_1$ " suit parfaitement la valeur de la consigne  $y_r$  représentant une bonne stabilité du système.



**Figure (III.5) :** Commande par Backstepping d'un système non linéaire du second ordre avec  $\varphi_2(x_1, x_2) \neq 0$  et  $y_r = \sin(20t)$ .

### III.4- COMMANDE PAR BACKSTEPPING DE LA MAS

L'application de la commande par Backstepping à la machine asynchrone, nécessite l'utilisation de son modèle dans la repère  $(\alpha, \beta)$  afin d'éviter l'utilisation des transformations de Park. Cette approche est basée sur trois étapes pour la détermination de la loi de commande donnée par les tensions statoriques de la machine.

Avant de commencer le calcul des différentes étapes, on regroupe dans le système suivant, les équations électriques, magnétiques et mécanique.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{c_r}{J} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = -\alpha \Phi_{r\alpha} - P\Omega \Phi_{r\beta} + \alpha M i_{s\alpha} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = -\alpha \Phi_{r\beta} + P\Omega \Phi_{r\alpha} + \alpha M i_{s\beta} \\ \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \alpha \beta \Phi_{r\alpha} + P\beta \Omega \Phi_{r\beta} - \eta i_{s\alpha} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \alpha \beta \Phi_{r\beta} - P\beta \Omega \Phi_{r\alpha} - \eta i_{s\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} V_{s\beta} \end{array} \right. \quad (III.20)$$

Avec:

$$\mu = \frac{PM}{L_r}, \alpha = \frac{R_r}{L_r}, \eta = \frac{M^2 \cdot R_r + L_r^2 \cdot R_s}{\sigma L_s L_r^2}, \beta = \frac{M}{\sigma L_s L_r}$$

Le flux rotorique est donné par :

$$\overline{\Phi_r} = \Phi_{r\alpha} + j \cdot \Phi_{r\beta} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot \left[ \frac{\Phi_{r\alpha}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} + j \cdot \frac{\Phi_{r\beta}}{\sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}} \right] \quad (III.20)$$

$$\overline{\Phi_r} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \cdot [\cos(\theta_s) + j \cdot \sin(\theta_s)]$$

On donne alors le module du flux et sa dérivée par :

$$\phi_r = \Phi_r^2 \quad (III.21)$$

$$\dot{\phi}_r = 2(\dot{\Phi}_{r\alpha} \Phi_{r\alpha} + \Phi_{r\beta} \dot{\Phi}_{r\beta}) \quad (III.22)$$

### Etape 1

Dans cette étape on considère les erreurs " $e_1$ ", " $e_2$ " entre la vitesse " $\Omega$ " et sa référence " $\Omega_{ref}$ " et du flux rotorique " $\phi_r$ " et sa référence " $\phi_{ref}$ ".

$$\left\{ \begin{array}{l} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \phi_{ref} - \phi_r \end{array} \right. \quad (III.23)$$

Donc la dérivée de " $e_1$ ", " $e_2$ " est donnée par :

$$\dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} (\Phi_{r\alpha} i_s - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) + \frac{C_r}{J} \quad (\text{III.24})$$

$$\dot{e}_2 = \dot{\phi}_{ref} - \dot{\phi}_r = \dot{\phi}_{ref} + 2\alpha\phi_r - 2\alpha M(i_{s\alpha}\Phi_{r\alpha} + i_{s\beta}\Phi_{r\beta})$$

La fonction de Lyapunov choisi, est définie comme suit :

$$V_1 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2) \quad (\text{III.25})$$

Alors les fonctions de stabilisation sont données par:

$$i_{s\beta} = \frac{J}{\mu\Phi_{r\alpha}} \left( k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} i_{s\alpha} \quad (\text{III.26})$$

$$i_{s\alpha} = -\frac{J}{\mu\Phi_{r\beta}} \left( k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\Phi_{r\alpha}}{\Phi_{r\beta}} i_{s\beta} \quad (\text{III.27})$$

Pour avoir une dérivée négative de la fonction de Lyapunov, on doit choisir les courants de référence comme suit :

$$(i_{s\alpha})_{ref} = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu\Phi_r} \left( k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2\alpha M\Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha\phi_r) \quad (\text{III.28})$$

$$(i_{s\beta})_{ref} = \frac{J \cos(\theta)}{\mu\Phi_r} \left( k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2\alpha M\Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha\phi_r) \quad (\text{III.29})$$

la dynamique des erreurs doit être choisie par :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 \text{ et } \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \quad (\text{III.30})$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0, \text{ avec } k_1 > 0 \text{ et } k_2 > 0 \quad (\text{III.31})$$

### Etape 2

Dans cette étape, on considère les erreurs " $e_3$ ", " $e_4$ " entre les courants " $i_{sq}$ " et " $i_{sqref}$ " et les courants " $i_{sd}$ " et " $i_{sdref}$ ".

$$e_3 = (i_{s\beta})_{ref} - i_{s\beta} \quad (III.32)$$

$$e_3 = \frac{J \cos(\theta)}{\mu \Phi_r} \left( k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\sin(\theta)}{2\alpha M \Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha \phi_r) - i_{s\beta}$$

$$e_4 = (i_{s\alpha})_{ref} - i_{s\alpha} \quad (III.33)$$

$$e_4 = -\frac{J \sin(\theta)}{\mu \Phi_r} \left( k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref} + \frac{C_r}{J} \right) + \frac{\cos(\theta)}{2\alpha M \Phi_r} (K_2 e_2 + \dot{\phi}_r + 2\alpha \phi_r) - i_{s\alpha}$$

Alors la dérivée des erreurs "  $e_1$  " et "  $e_2$  " deviennent :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 - \frac{\mu}{J} \phi_r (e_4 \sin(\theta) - e_3 \cos(\theta)) \quad (III.34)$$

$$\dot{e}_2 = -k_2 e_2 + 2\phi_r \alpha M (e_4 \cos(\theta) - e_3 \sin(\theta)) \quad (III.35)$$

Alors la dérivée des erreurs "  $e_3$  ", "  $e_4$  " seront de la forme :

$$\dot{e}_3 = (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \dot{i}_{s\beta} \quad (III.36)$$

$$= (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta}$$

$$\dot{e}_4 = (\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \dot{i}_{s\alpha} \quad (III.37)$$

$$= (\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha}$$

On pose :

$$\delta_1 = \alpha \beta \Phi_{r\beta} - P \beta \Omega \Phi_{r\alpha} - \eta i_{s\beta}$$

$$\delta_2 = \alpha \beta \Phi_{r\alpha} + P \beta \Omega \Phi_{r\beta} - \eta i_{s\alpha}$$

**Etape 3**

Pour calculer les lois de commande (tensions statoriques), on choisie la fonction de Lyapunov dépendante de toutes les erreurs précédentes. Cette fonction est donnée par:

$$\dot{V}_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{III.38})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 \quad (\text{III.39})$$

En remplaçant les dérivées des erreurs par leurs valeurs respectives, on obtient :

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 + e_3 \left( (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} + 2\alpha M \Phi_{r\beta} + \frac{\mu \Phi_{r\alpha}}{J} e_1 \right) \\ & + e_4 \left( (\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \delta_2 + 2\alpha M \Phi_{r\alpha} e_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} - \frac{\mu \Phi_{r\beta}}{J} e_1 \right) \end{aligned} \quad (\text{III.40})$$

Finalement, pour avoir la dérivée de la fonction de Lyapunov négative on fait le choix suivant de la loi de commande :

$$V_{s\alpha} = \sigma L_s (k_4 e_4 + (\dot{i}_{s\alpha})_{ref} - \delta_2 + 2\alpha M \Phi_{r\alpha} e_2 - \frac{\mu \Phi_{r\beta}}{J} e_1) \quad (\text{III.41})$$

$$V_{s\beta} = \sigma L_s (k_3 e_3 + (\dot{i}_{s\beta})_{ref} - \delta_1 + 2\alpha M e_2 \Phi_{r\beta} - \frac{\mu \Phi_{r\alpha}}{J} e_1)$$

Avec  $k_3 > 0$ ,  $k_4 > 0$

Les dérivées des erreurs "e<sub>3</sub>", "e<sub>4</sub>" seront comme suit :

$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -k_3 e_3 - 2\alpha M \Phi_{r\beta} - \frac{\mu \Phi_{r\alpha}}{J} e_1 \\ \dot{e}_4 = -k_4 e_4 - 2\alpha M \Phi_{r\alpha} e_2 + \frac{\mu \Phi_{r\beta}}{J} e_1 \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Donc à partir de l'équation (IV.34), (IV.35) et (IV.42) on peut écrire:

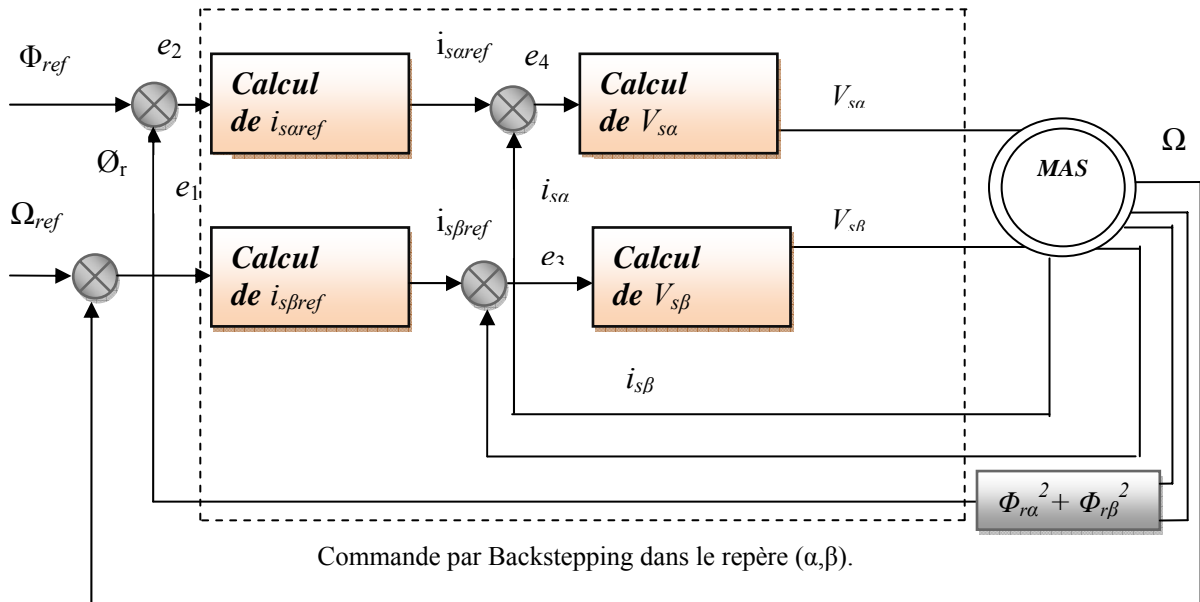
$$\dot{e} = A \cdot e$$

Avec

$$A = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} \Phi_r \cos(\theta) & -\frac{\mu}{J} \Phi_r \sin(\theta) \\ 0 & -k_2 & 2\alpha \Phi_r \sin(\theta) & 2\alpha M \Phi_r \cos(\theta) \\ -\frac{\mu}{J \Phi_r} \cos(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\Phi_r} \sin(\theta) & -k_3 & 0 \\ \frac{\mu}{J \Phi_r} \sin(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\Phi_r} \cos(\theta) & -\frac{2\alpha M}{\Phi_r} \cos(\theta) & -k_4 \end{bmatrix}$$

$$e = \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix}$$

On constate que les éléments de la matrice A comporte des termes variables  $\cos(\theta)$  et  $\sin(\theta)$  qui peuvent causées l'instabilité du système. La figure suivant représente le schéma bloc de la commande par Backstepping de la machine asynchrone dans le repère  $(\alpha, \beta)$ .



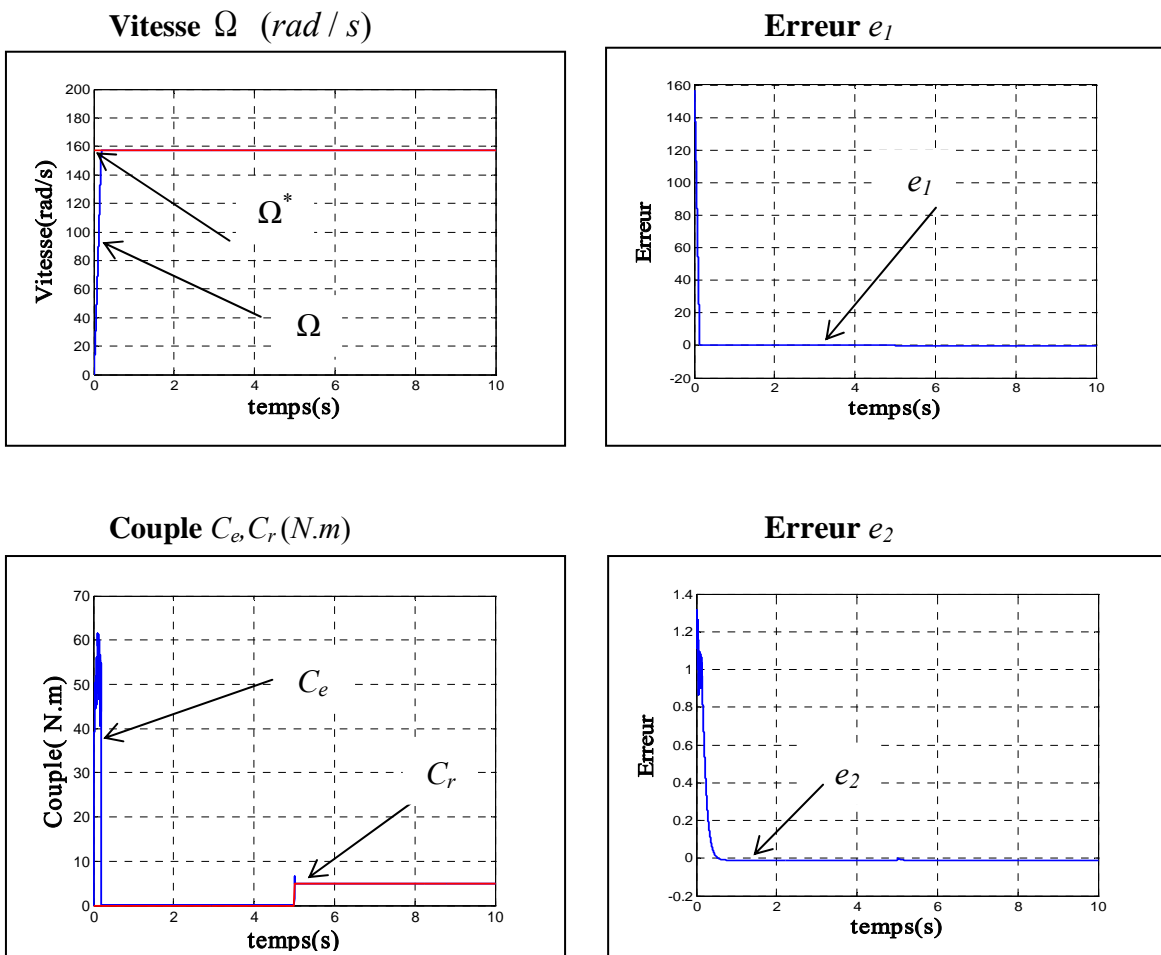
**Figure (IV-6) :** Principe de la commande par Backstepping de la (MAS) dans le repère  $(\alpha, \beta)$ .

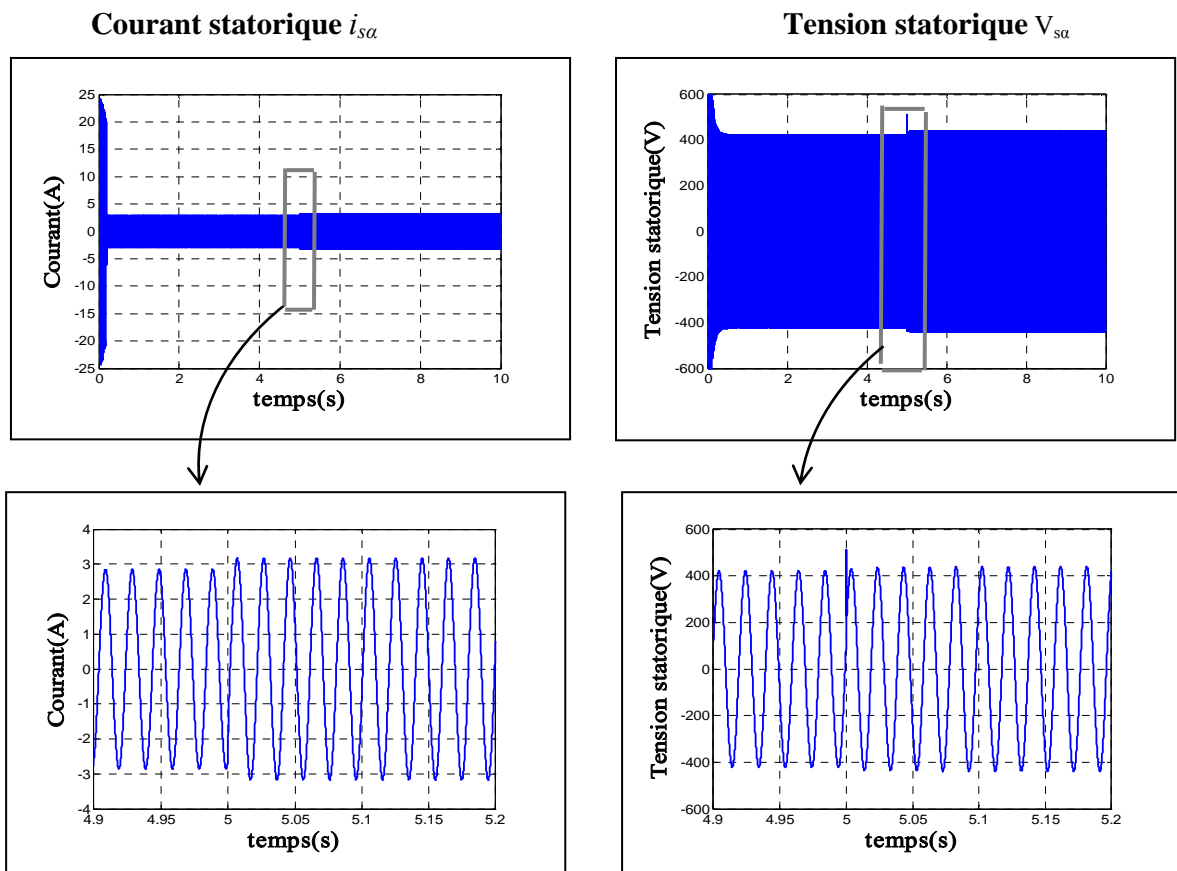
### III.5- RESULTATS DE SIMULATION

Dans cette étape Nous allons simulé le système dans les conditions de fonctionnement variable à savoir, la variation de la vitesse, de couple et la variation paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique et statorique.

#### III.5.1-- Fonctionnement en charge de la machine

Les résultats de simulation de la commande par Backstepping de la machine asynchrone dans le repère  $(\alpha, \beta)$  pour une charge nominale ( $C_r=5Nm$ ) sont présentés dans la figure (III.7). Les résultats obtenus sont satisfaisants, on a une bonne poursuite de la vitesse vers sa valeur de référence, les erreurs sont pratiquement nulles et les courants et tensions présentent une forme sinusoïdale.

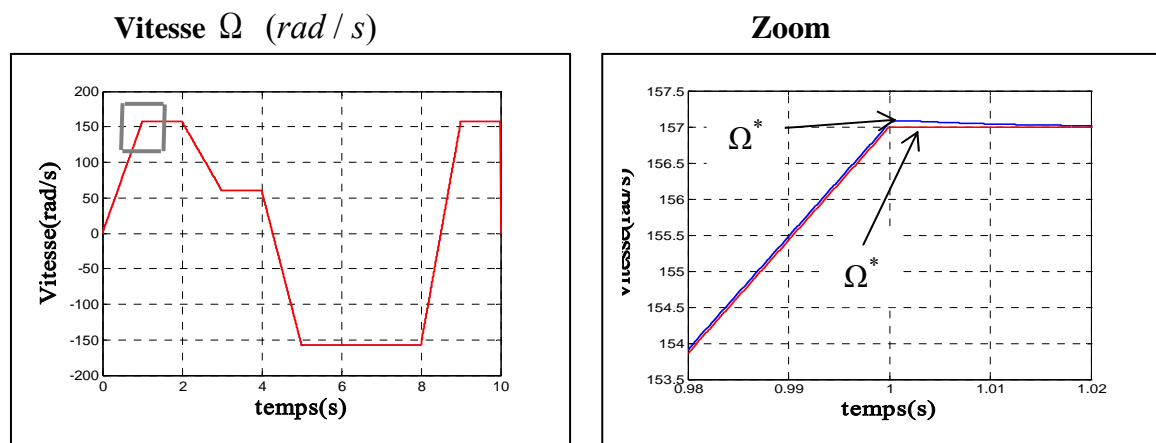




**Figure (III-7) :** Commande par Backstepping de la MAS pour une charge nominale.

### III.5.2- Fonctionnement à vitesse variable

La figure (III.8) présente les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ( $\Omega_{ref} = 157, 60, -157$  et  $157$  rad/s). La vitesse présente une bonne poursuite avec une erreur statique et dynamique nulle.



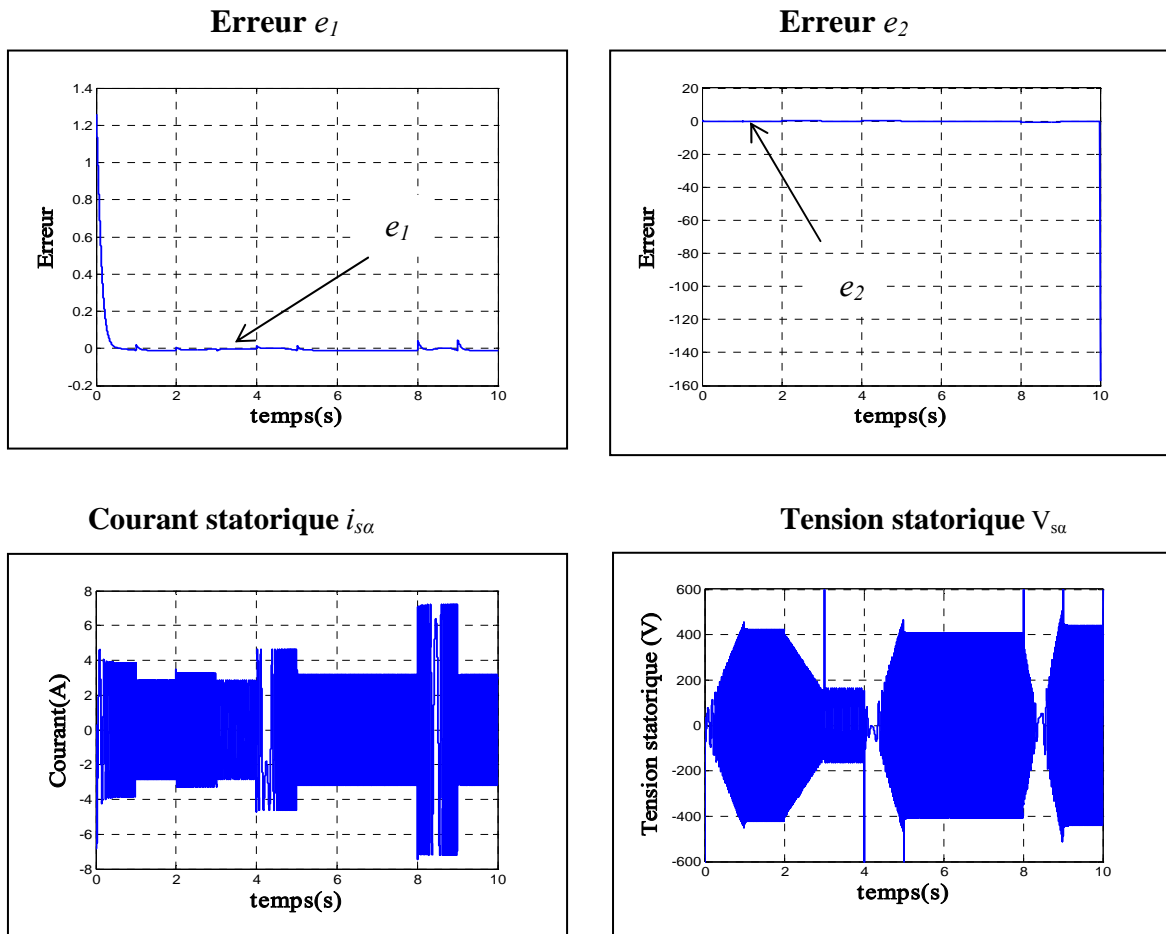
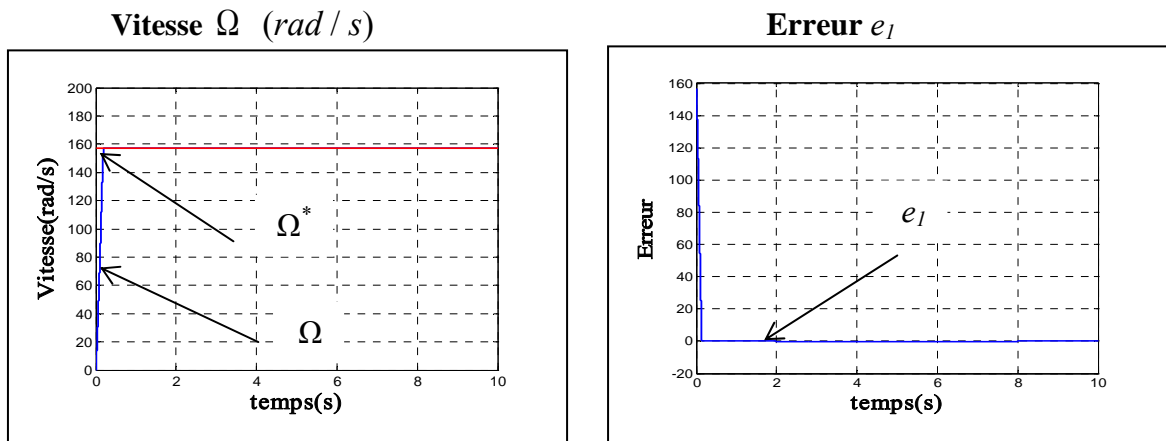
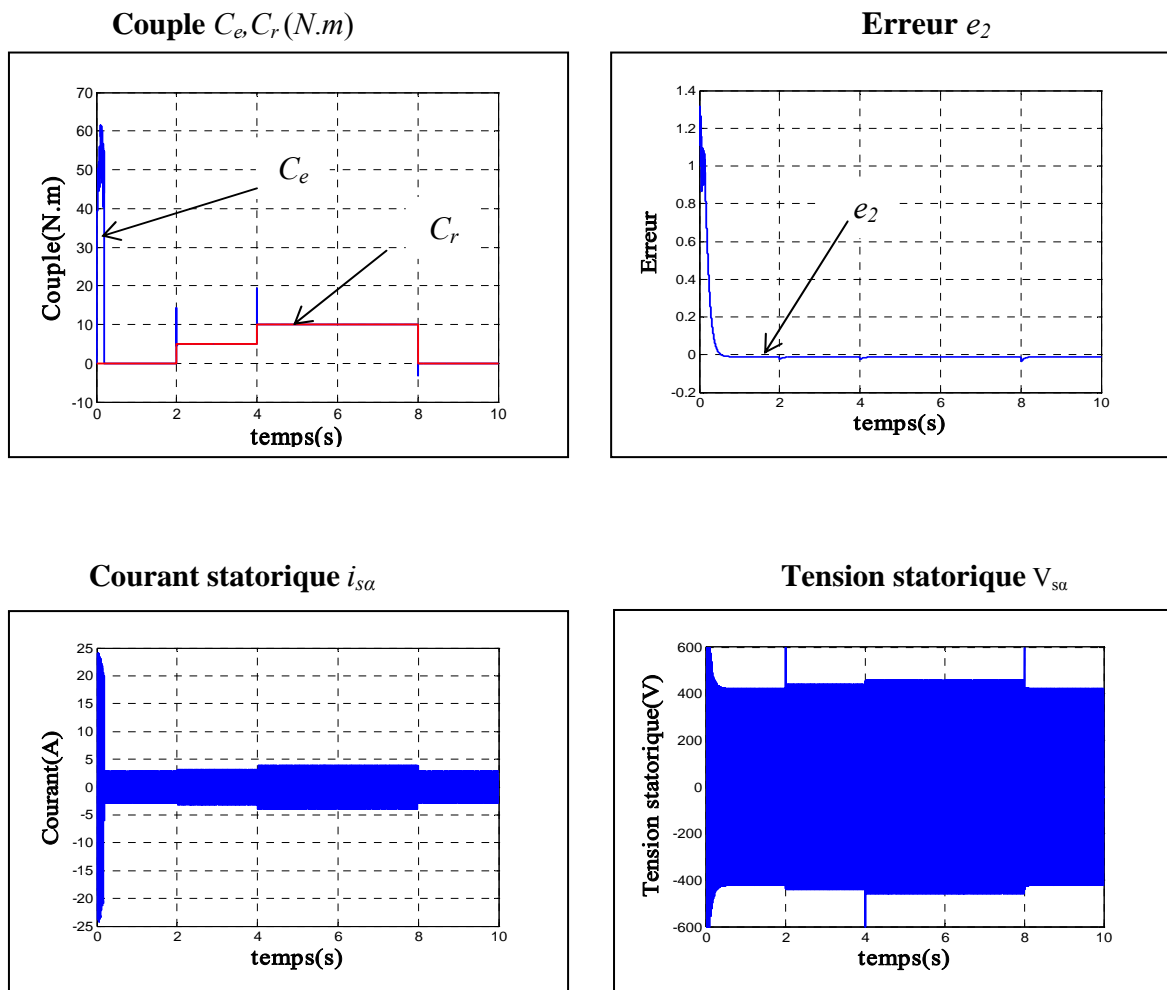


Figure (III-8) : Commande par Backstepping de la MAS pour une variation de vitesse

### III.5.3- Fonctionnement en charge variable

les figures suivantes présentent les résultats des simulation pour différentes charges (Cr=5Nm) dans l'instant  $t=2$ s et  $t=6$ set (Cr=10Nm) dans l'instant  $t=6$ s et  $t=8$ s.

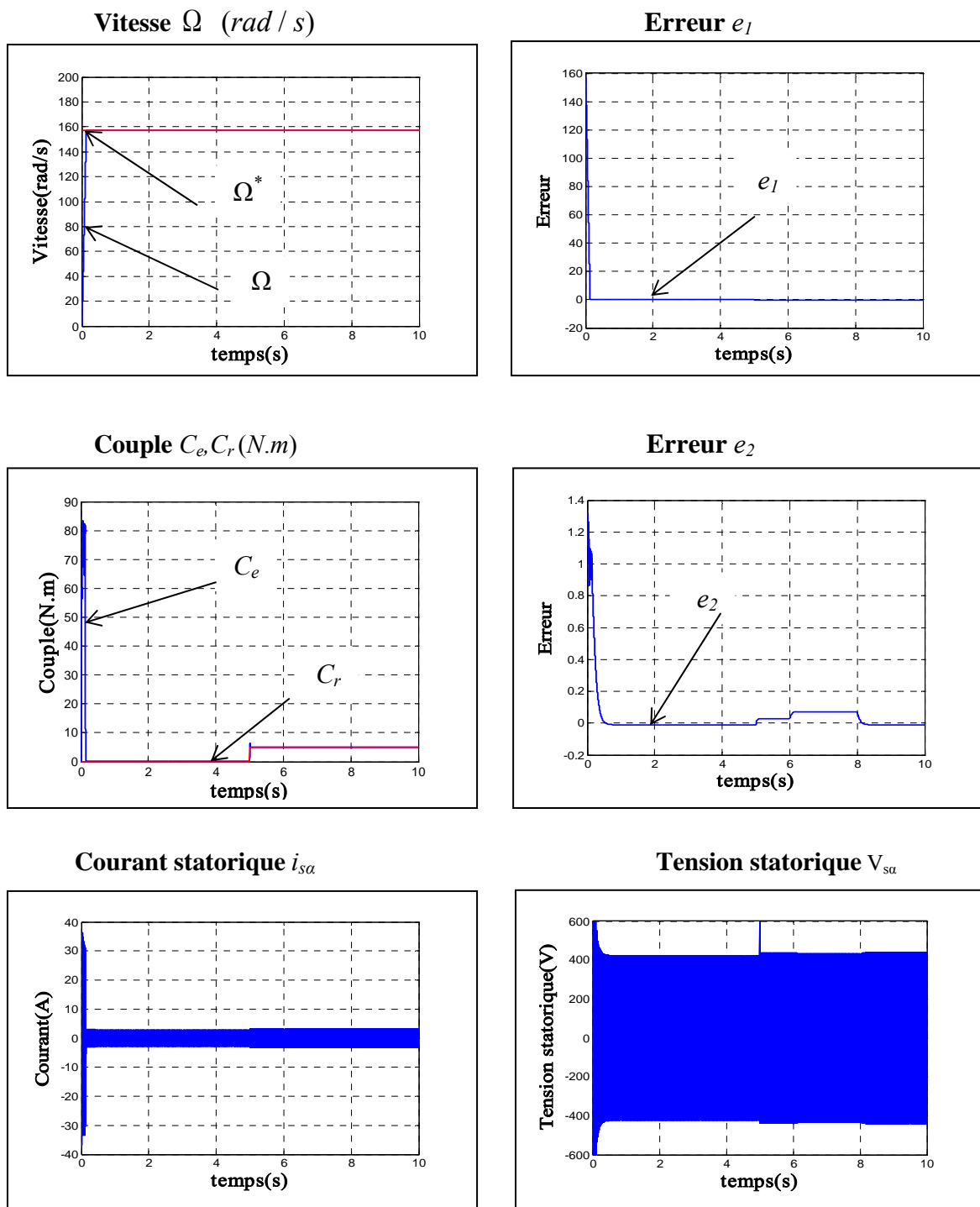




**Figure (III-9) :** Commande par Backstepping de la MAS en charge variable

### III.5.4- Fonctionnement de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique

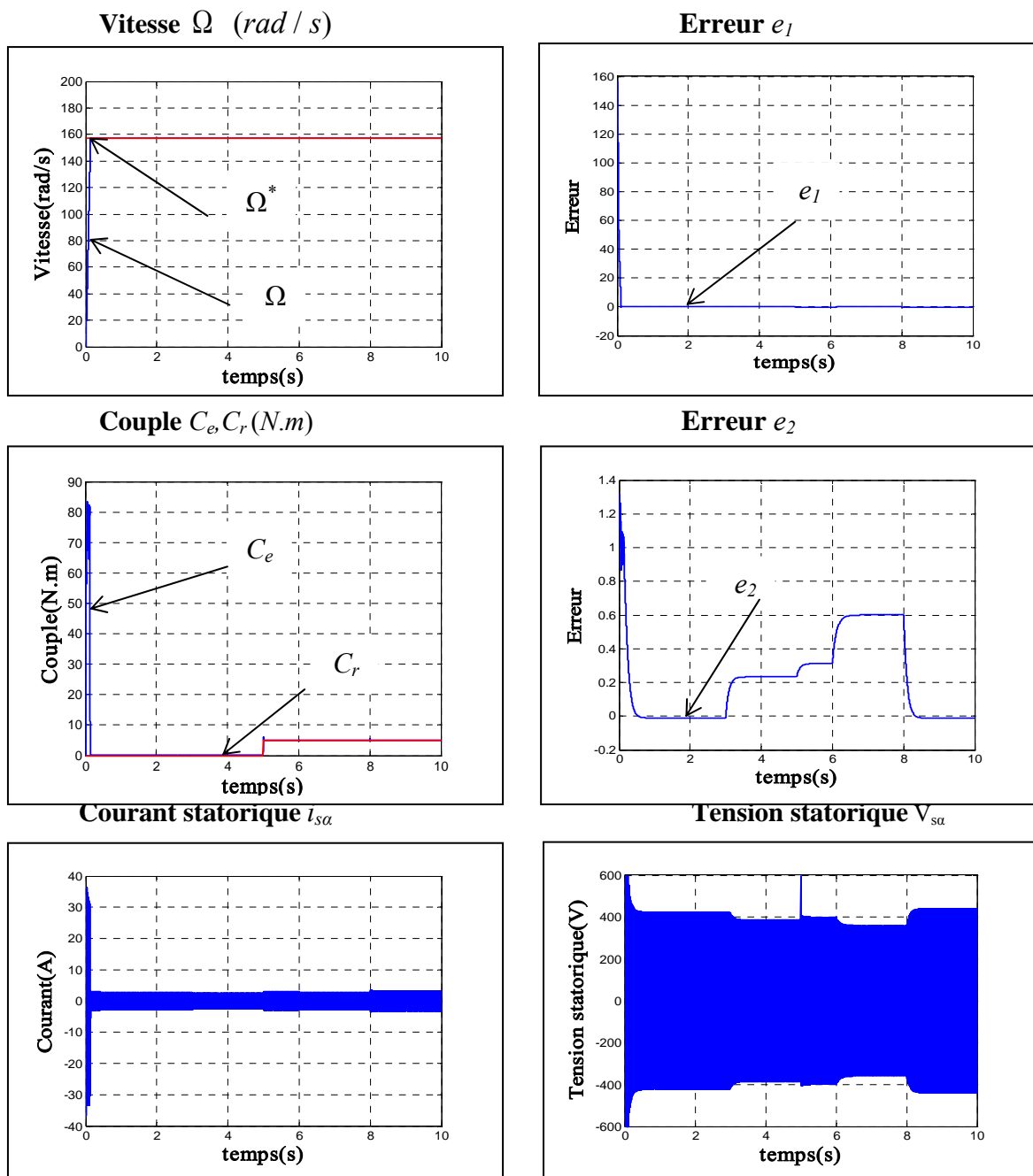
Les résultats présentés dans la figure (III.10) concernent l'augmentation de +50 % de la résistance rotorique. On constate l'augmentation de l'erreur du flux ce qui montre que le module du flux n'est plus constant.



**Figure (III-10) :** Commande par Backstepping de la MAS lors de la variation de la résistance rotorique

### III.5.5- Fonctionnement de la MAS lors de la variation de la résistance statorique

Le même test précédent est appliqué pour la résistance statorique. Les résultats correspondants sont présentés dans la figure (III.11).



**Figure (III-11) :** Commande par Backstepping de la MAS lors de la variation de la résistance statorique

Les résultats obtenus montrent une bonne poursuite de vitesse avec une augmentation du module de flux causé par l'augmentation de la résistance statorique.

### **III.6-Conclusion**

Dans ce chapitre, on a utilisé une nouvelle méthode de commande basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov qui est la commande par Backstepping. Cette méthode assure la stabilité de la machine asynchrone en boucle ferme en tout instant, Le modèle choisi de la machine est dans le repère  $(\alpha,\beta)$  qui ne nécessite pas de transformation de Park. Cependant, la matrice d'évolution de la dynamique des erreurs dépend des paramètres variables, qui peut conduire le système à l'instabilité.

Dans le chapitre suivant, on va essayer de souler ce dernier problème en combinant les deux commandes vectorielles et Backstepping.

## IV.1-INTRODUCTION

Ce dernier chapitre présente une autre application du principe du Backstepping. Il s'agit de combiner deux principes différents pour avoir une commande hybride via le Backstepping et le contrôle vectoriel. Cette approche nous permet de déterminer les composantes des tensions d'alimentation de la machine en assurant la stabilité globale par la théorie de Lyapunov. La commande hybride ainsi obtenue, permet d'assurer le suivi de vitesse, de flux et de courant en assurant à chaque fois des dynamiques stables pour les erreurs entre les grandeurs de références et réelles de vitesse, de flux et de courant.

## IV.2- COMMANDE PAR BACKSTEPPING BASEE SUR LE RPINCIPE DU CONTROL VECTORIEL

L'approche du backstepping, que nous allons appliquer pour la commande de la machine asynchrone, est basée sur le principe du contrôle vectoriel. Dans ce cas la commande sera appliquée dans le repère (d,q) en considérant l'orientation du flux rotorique suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} = \Phi_d \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (IV.1)$$

Dans cette partie, on considère le nouveau modèle de la machine asynchrone dans le repère (d q) donné par :

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = \frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d i_{sq} - \frac{C_r}{J} \\ \frac{d\Phi_d}{dt} = -\alpha \Phi_d + \alpha M \cdot i_{sd} \\ \frac{di_{sd}}{dt} = -\eta \cdot i_{sd} + \alpha \beta \Phi_d + P\Omega i_{sq} + \alpha M \cdot \frac{i_{sq}^2}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\eta \cdot i_{sq} - P\beta \Omega \cdot \Phi_d - P\Omega i_{sd} - \alpha M \cdot \frac{i_{sq} \cdot i_{sd}}{\Phi_d} + \frac{1}{\sigma \cdot L_s} \cdot V_{sq} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = P\Omega + \alpha M \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_d} \end{cases} \quad (IV.2)$$

La combinaison du contrôle vectoriel et du backstepping, nous permet d'illustrer les régulateurs PI dans le contrôle vectoriel par Backstepping. Le calcul des grandeurs de références des courants et des tensions de commande se fait à base des fonctions de Lyapunov. Cette commande est basée sur trois étapes qui sont données comme suit.

### Etape 1

Cette étape consiste à identifier les erreurs "  $e_1$  " et "  $e_2$  ", qui représentent respectivement l'erreur entre la vitesse réelle "  $\Omega$  " et la vitesse de référence "  $\Omega_{ref}$  " ainsi que le module du flux rotorique "  $\Phi_d$  " et celui de référence "  $\Phi_{ref}$  "

$$\begin{cases} e_1 = \Omega_{ref} - \Omega \\ e_2 = \Phi_{ref} - \Phi_d \end{cases} \quad (IV.3)$$

La dérivée de cette erreur est donnée par :

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} = \dot{\Omega}_{ref} - \frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d i_{sq} + \frac{C_r}{J} \\ \dot{e}_2 = \dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}_d = \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \cdot \Phi_d - \alpha M \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (IV.4)$$

La première fonction de Lyapunov est définie par:

$$V_1 = \frac{1}{2} (e_1^2 + e_2^2) \quad (IV.5)$$

Les fonctions stabilisantes sont donnés par:

$$\begin{cases} (i_{sq})_{ref} = \frac{1}{\Phi_d} \cdot \left( \frac{J}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} \right) \\ (i_{sd})_{ref} = \frac{1}{\alpha M} \cdot \frac{J}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d) \end{cases} \quad (IV.6)$$

Pour avoir la dérivé de la fonction de Lyapunov nulle, il faut choisir les erreurs comme suit :

$$\dot{e}_1 = -k_1 e_1 \text{ et } \dot{e}_2 = -k_2 e_2 \quad (IV.7)$$

Alors la dérivée de la fonction de Lyapunov par rapport au temps devient :

$$\dot{V}_1 = -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 < 0, \text{ avec } k_1 > 0 \text{ et } k_2 > 0 \quad (\text{IV.8})$$

### Etape 2

Dans cette étape, on définit deux nouvelles erreurs des composantes du courant statorique données par :

$$\begin{aligned} e_3 &= (i_{sq})_{ref} - i_{sq} \\ &= \frac{1}{\Phi_d} \cdot \left( \frac{J}{\mu} (k_1 e_1 + \dot{\Omega}_{ref}) + \frac{C_r}{\mu} \right) - i_{sq} \end{aligned} \quad (\text{IV.9})$$

$$\begin{aligned} e_4 &= (i_{sd})_{ref} - i_{sd} \\ &= \frac{1}{\alpha M} \cdot (k_2 e_2 + \dot{\Phi}_{ref} + \alpha \Phi_d) - i_{sd} \end{aligned}$$

A partir des équations (IV.4) et (IV.9) la dérivée des erreurs "e<sub>1</sub>", "e<sub>2</sub>" devient:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 = -k_1 e_1 + \frac{\mu}{J} \cdot \Phi_d e_3 \\ \dot{e}_2 = -k_2 e_2 + \alpha M \cdot e_4 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

A partir de l'équation (IV.9) la dérivée des erreurs "e<sub>3</sub>" et "e<sub>4</sub>" est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_3 &= (\dot{i}_{sq})_{ref} - \dot{i}_{sq} \\ &= (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \end{aligned} \quad (\text{IV.11})$$

$$\begin{aligned} \dot{e}_4 &= (\dot{i}_{sd})_{ref} - \dot{i}_{sd} \\ &= (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \end{aligned}$$

$$\text{Avec } \delta_1 = -\eta \cdot i_{sq} - P\beta\Omega \cdot \Phi_d - P\Omega i_{sd} - \alpha M \cdot \frac{i_{sq} \cdot i_{sd}}{\Phi_d}$$

$$\delta_2 = -\eta \cdot i_{sd} + \alpha\beta\Phi_d + P\Omega i_{sq} + \alpha M \cdot \frac{i_{sq}^2}{\Phi_d}$$

**Etape 3**

Pour définir les lois de commande par la fonction de Lyapunov. Cette fonction est décrite par l'expression suivante:

$$V_2 = \frac{1}{2}(e_1^2 + e_2^2 + e_3^2 + e_4^2) \quad (\text{IV.12})$$

La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}_2 = e_1\dot{e}_1 + e_2\dot{e}_2 + e_3\dot{e}_3 + e_4\dot{e}_4 \quad (\text{IV.13})$$

En remplaçant les dérivées des erreurs par leurs valeurs, on obtient:

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 = & -k_1 e_1^2 - k_2 e_2^2 - k_3 e_3^2 - k_4 e_4^2 + e_3 \left( k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \right) \\ & + e_4 \left( k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2 - \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \right) \end{aligned} \quad (\text{IV.14})$$

Avec :

$$k_3 > 0, k_4 > 0$$

Finalement le choix de la loi de commande est comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma L_s (k_4 e_4 + (\dot{i}_{sd})_{ref} - \delta_2) \\ V_{sq} = \sigma L_s (k_3 e_3 + (\dot{i}_{sq})_{ref} - \delta_1) \end{cases} \quad (\text{IV.15})$$

Alors la dérivée des erreurs " $e_3$ " et " $e_4$ " devient :

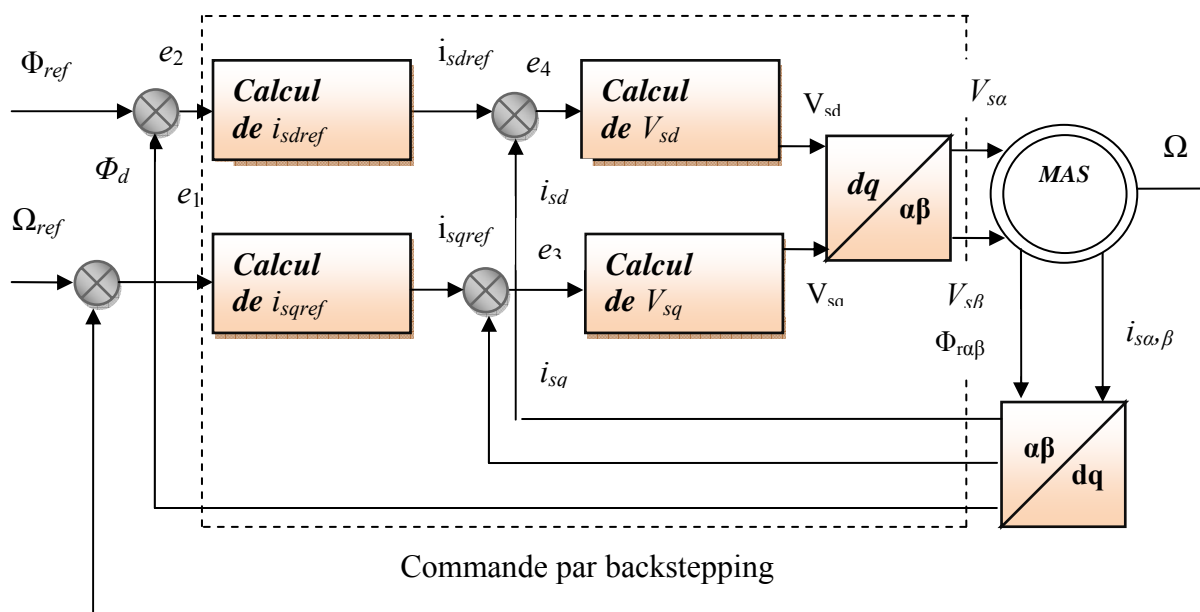
$$\begin{cases} \dot{e}_3 = -k_3 e_3 - e_1 \frac{\mu}{J} \Phi_d \\ \dot{e}_4 = -k_4 e_4 - \alpha M e_2 \end{cases} \quad (\text{IV.16})$$

Donc à partir de l'équation (IV.10) et (IV.16), on peut écrire la dynamique de l'erreur par:

$$\dot{e} = A \cdot e = \begin{bmatrix} -k_1 & 0 & \frac{\mu}{J} \Phi_d & 0 \\ 0 & -k_2 & 0 & \alpha M \\ \frac{\mu}{J} \Phi_d & 0 & -k_3 & 0 \\ 0 & -\alpha M & 0 & -k_4 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.17})$$

On remarque que les éléments de la matrice d'évolution  $A$  est indépendante des paramètres  $\cos(\theta)$ ,  $\sin(\theta)$ . Le système est stable une fois que les valeurs propres de cette matrice sont négatives qui est le cas.

La figure suivante représente la commande hybride via la commande vectorielle et le Backstepping. Elle est caractérisée par l'absence des régulateurs PI de la vitesse, du flux et des courants statoriques qui ont été remplacé par des fonctions de Lyapunov assurant la stabilité du système de commande.



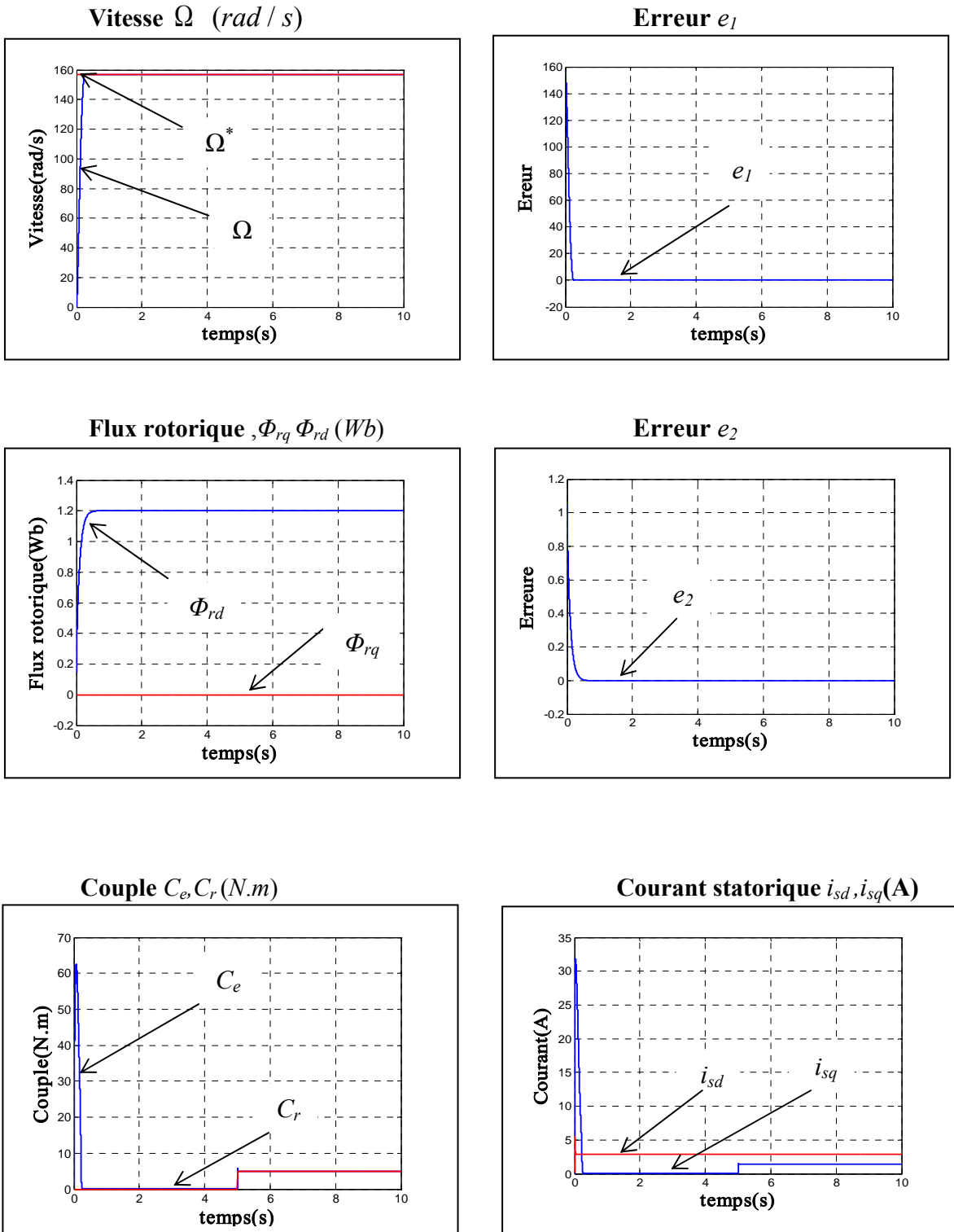
**Figure (IV-1) :** Commande Hybride basée sur le contrôle vectoriel et l'approche du Backstepping de la MAS

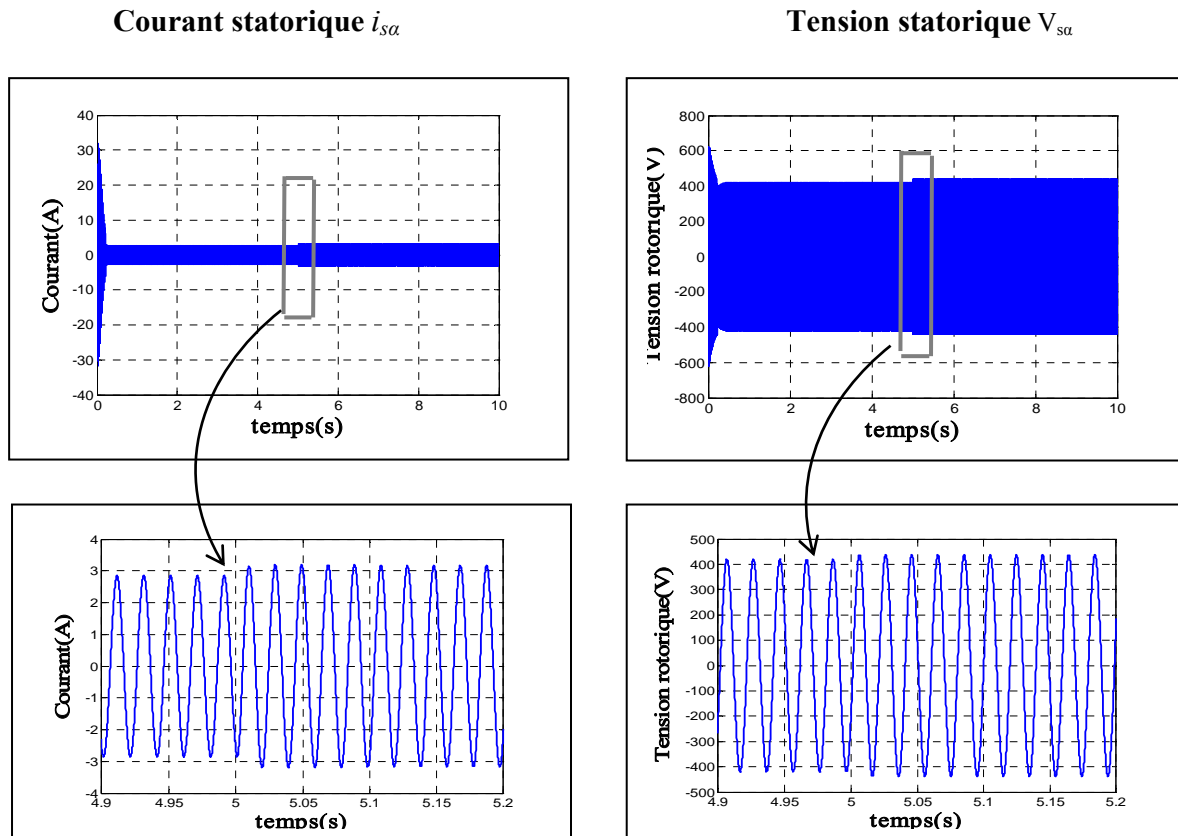
### IV.3- RESULTATS DE SIMULATION

Dans l'étape suivante, on va tester la commande hybride de la machine asynchrone basée sur le principe du contrôle vectoriel et du Backstepping. Nous avons simulé le système de commande dans les conditions de fonctionnement variables à savoir, la variation de la vitesse, du couple et la variation paramétriques en l'occurrence la résistance rotorique et statorique.

### IV.3.1-- Fonctionnement en charge de la machine

Les résultats correspondants à une commande sous charge nominale ( $C_r= 5(N/m)$ ) sont représentés dans la figure (IV.2). Les résultats obtenus sont satisfaisants du point de vue poursuite et régulation.





**Figure (IV-2) :** Commande Hybride de la MAS sous charge nominale.

### IV.3.2- Fonctionnement à vitesse variable

Dans ce cas, la machine est initialement chargée à sa valeur nominale ( $C_r = 5(N/m)$ ) et tourne à la vitesse nominale de 157 rad/s. A l'instant  $t = 3s$ , la machine tourne à une faible vitesse de 60 rad/s. A l'instant  $t = 5s$  on inverse le sens de rotation de la machine de (-157rad/s). Les résultats de simulation correspondants sont représentés dans la figure (IV.3), où sont présentés, la vitesse, le flux, les erreurs respectives  $e_1$ ,  $e_2$  et les tensions de commande générées par le principe du backstepping. Les résultats obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse vers les différentes références appliquées ainsi que l'annulation des erreurs de flux et de vitesse.

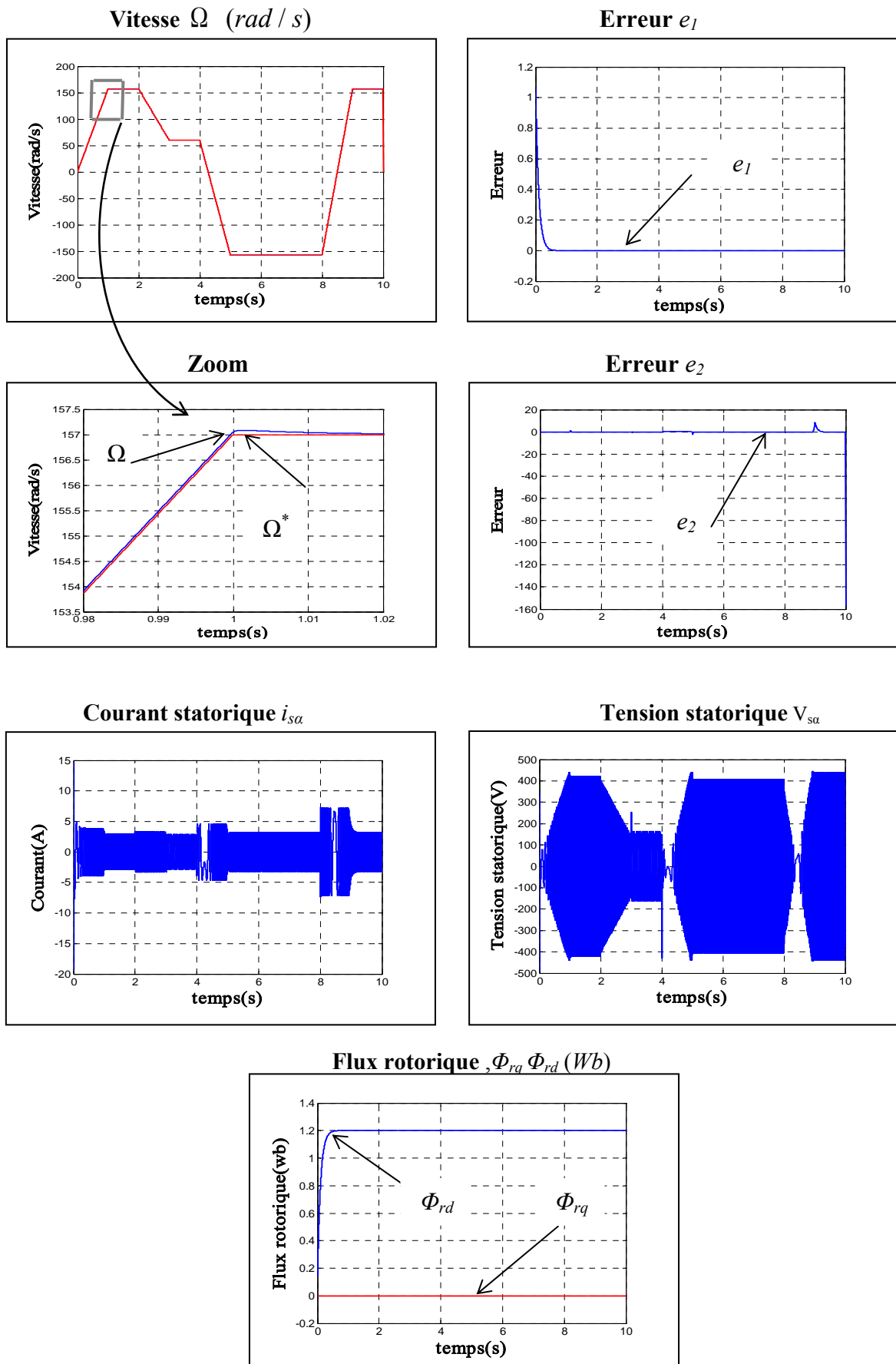
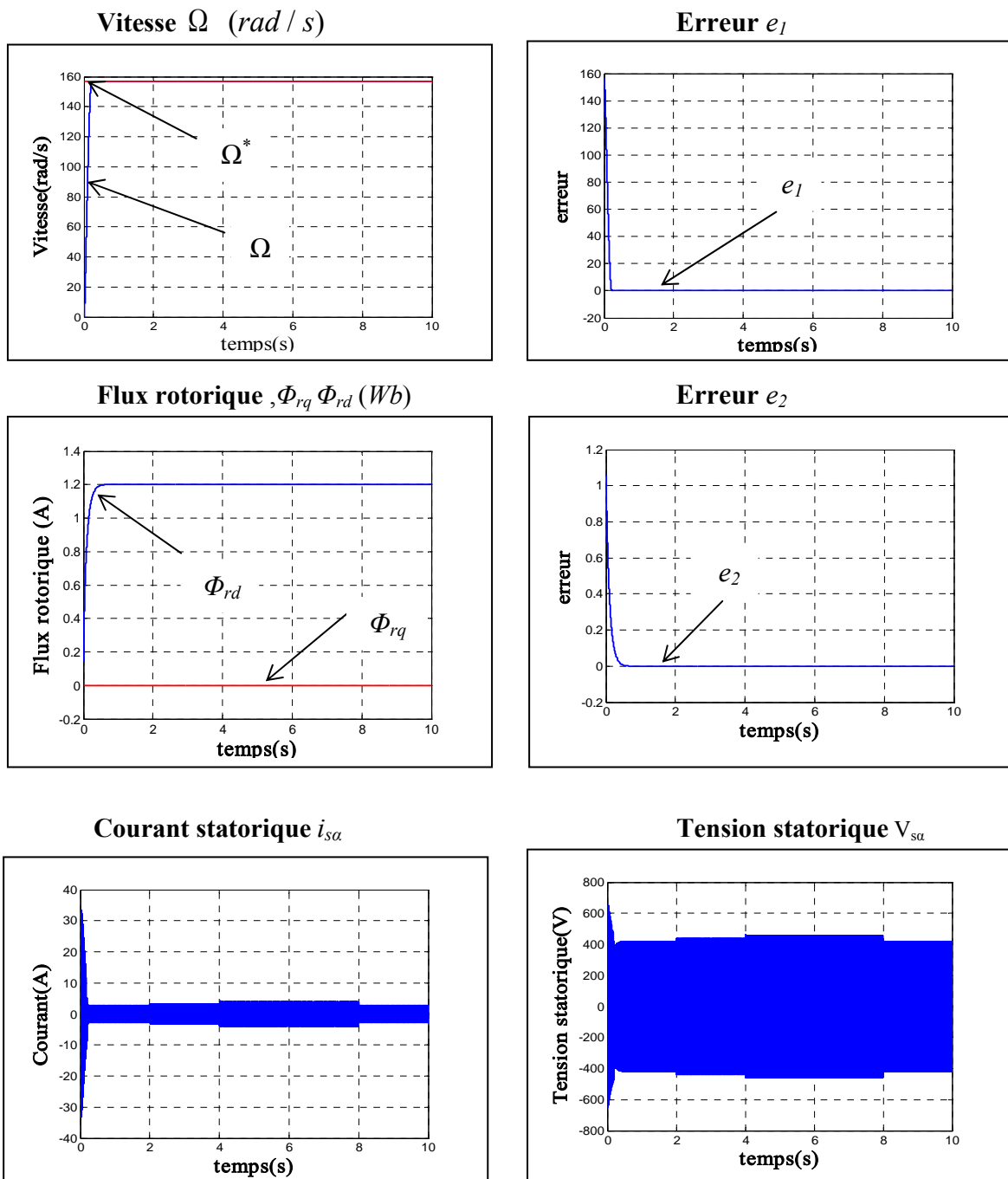


Figure (IV-3) : Commande Hybride de la MAS lors de la variation de vitesse

### IV.3.3- Fonctionnement en charge variable

Dans ce cas, la machine tourne à sa vitesse nominale sous une charge nominale ( $Cr = 5 \text{ N m.}$ ) entre les instants  $t = 2\text{s}$  et  $t = 4\text{s}$ . Entre les instants  $t = 4\text{s}$  et  $t = 8\text{s}$  on lui applique une autre charge de ( $Cr = 10 \text{ N m.}$ ). Les résultats de simulation sont représentés dans la figure (IV.4), nous constatons que le couple électromagnétique suit parfaitement sa consigne. On peut noter également que la variation de la charge n'influe pas sur les grandeurs de vitesse, du flux et des erreurs correspondants.



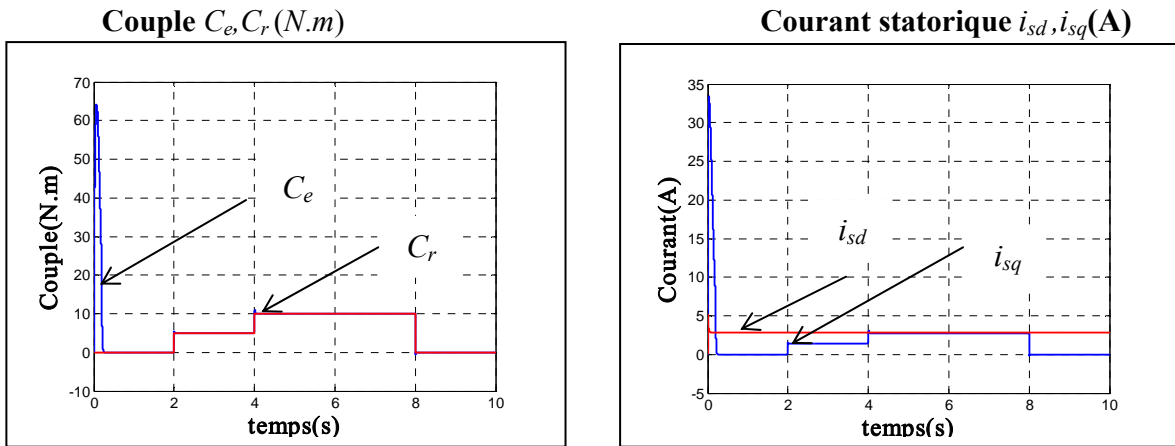
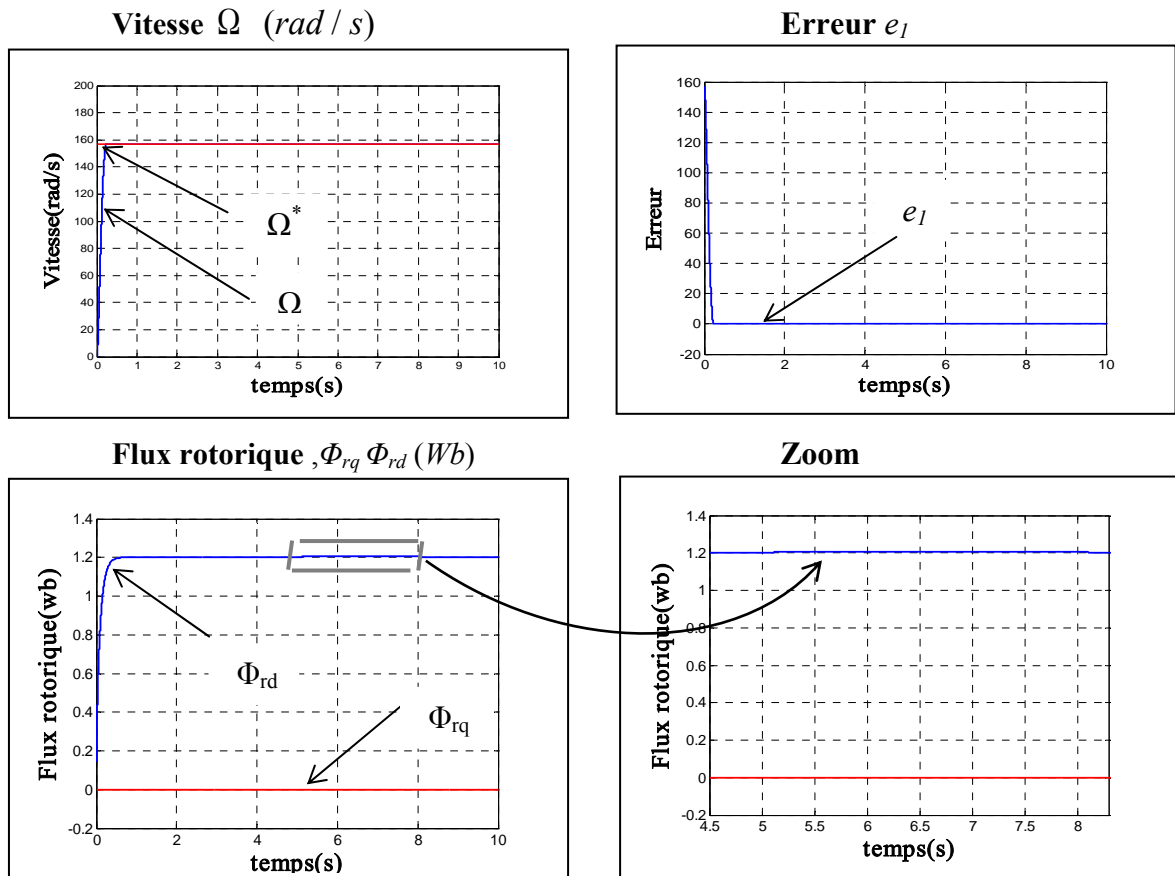


Figure (IV-4) : Commande Hybride de la MAS en charge variable.

### IV.3.4- Fonctionnement de la Mas lors de la variation de la résistance rotorique

Les résultats correspondants sont présentés dans la figure (IV-5). On considère une variation de la résistance rotorique pour une augmentation de 50 % de sa valeur nominale. Les résultats obtenus sont satisfaisants et sont caractérisés par le maintien du découplage parfait entre le flux rotorique et le couple.



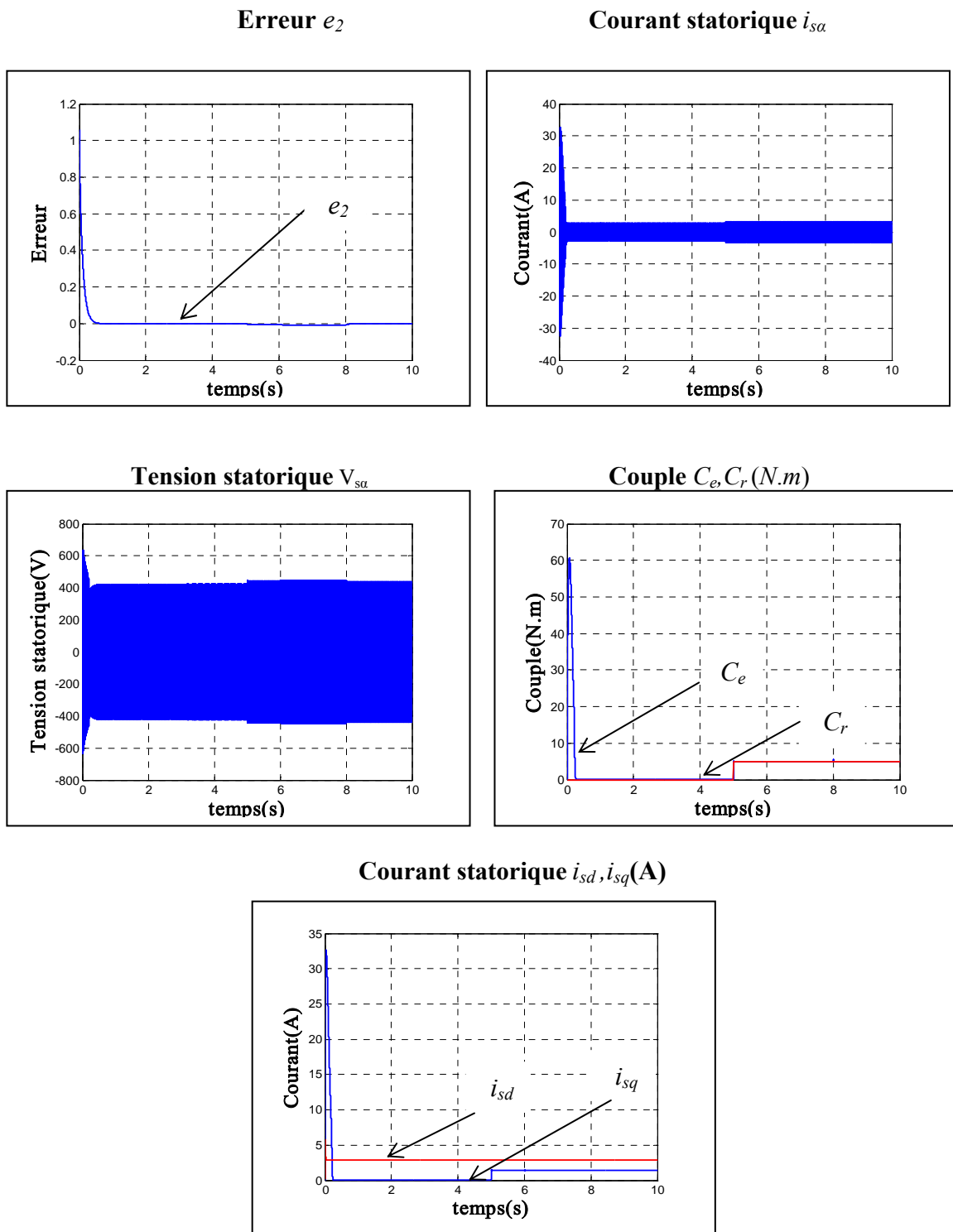
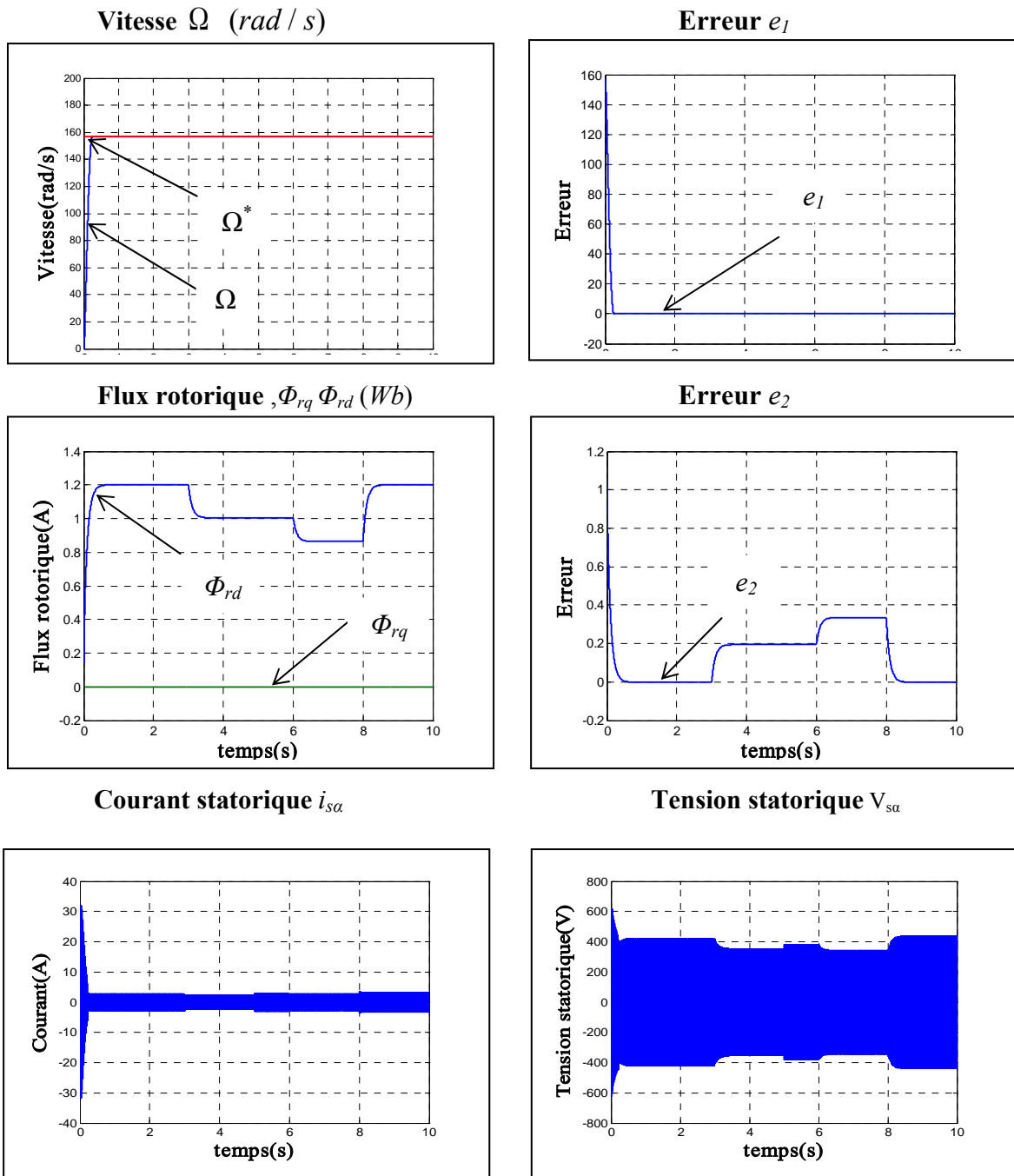
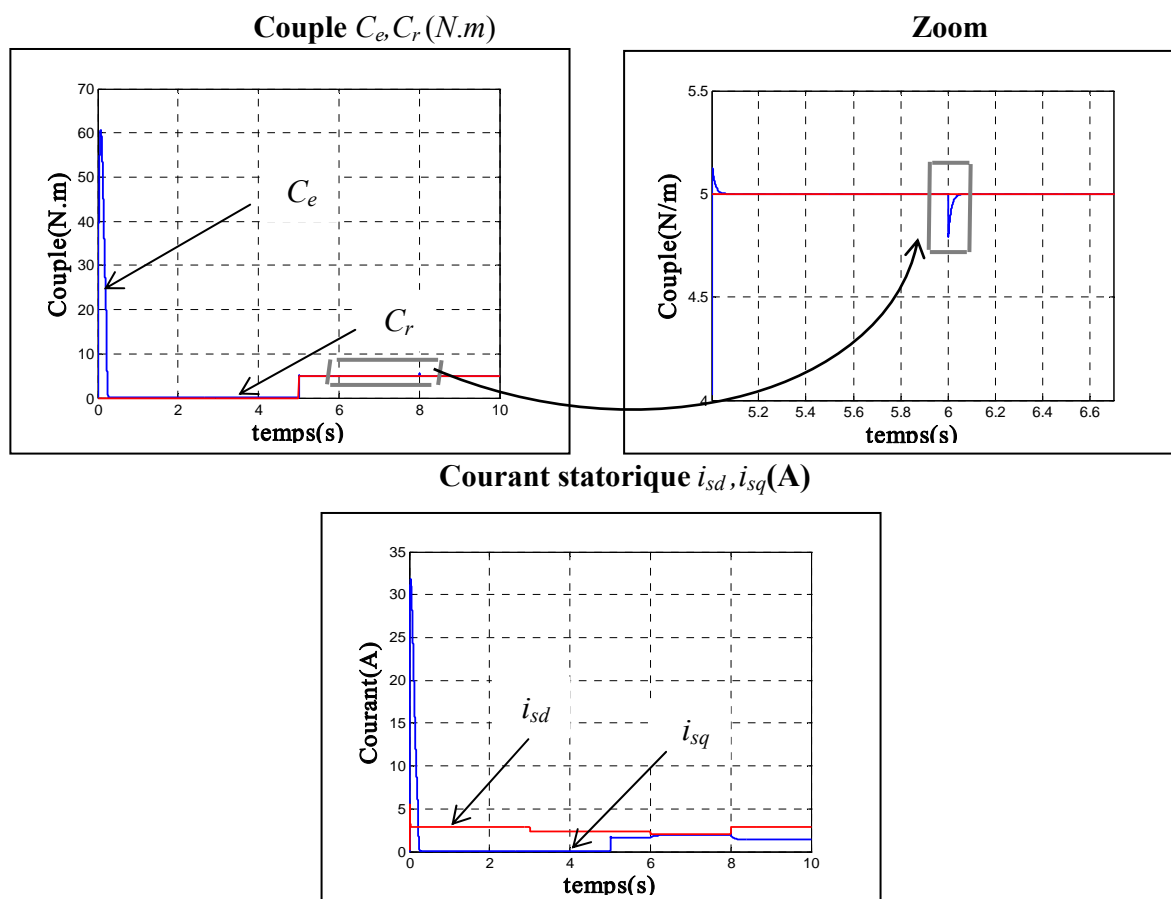


Figure (IV-5) : Commande Hybride de la MAS lors de la variation de La Résistance rotorique

### IV.3.5- Fonctionnement lors de la variation de la résistance statorique

Comme dans le cas précédent, on fait augmenter la résistance statorique de +50% sous une charge nominale. La figure (IV-5), et montrent que les changements remarquables sur les grandeurs de la machine et l'effet de cette variation.





**Figure (IV-5) :** Commande Hybride de la MAS lors de la variation de la résistance statorique.

#### IV.4-CONCLUSION

Dans ce chapitre, On a appliqué une commande hybride via le contrôle vectoriel et le Backstepping à la machine asynchrone. Des fonctions de Lyapunov ont été appliquées pour garantir la stabilité de la machine asynchrone et pour remplacer les régulateurs PI et IP. Des tests de robustesse de cette commande ont été appliqués à la machine tels que la variation de la vitesse, la variation de la charge et la variation paramétriques (résistance rotorique et statorique). Les résultats de simulation obtenus montrent une bonne poursuite de la vitesse et du flux aux valeurs de références correspondantes, ainsi le découplage entre flux et couple est toujours maintenu ce qui prouve la robustesse de la commande par backstepping.

Dans le cadre de ce mémoire, on a essayé d'introduire une nouvelle commande de la machine asynchrone qui est l'approche du Backstepping, par la suite on amélioré cette dernière par une commande Hybride en combinant le principe du contrôle vectoriel et le Backstepping.

Dans le premier chapitre, nous avons modélisé l'ensemble du système formé d'un moteur asynchrone, avec onduleur commandé par la technique MLI. Les hypothèses simplificatrices adoptées et l'application de la transformation de Park ont permis de simplifier considérablement le modèle de la machine asynchrone triphasée.

Dans le deuxième chapitre, L'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, nous a permis d'établir un model simple similaire à celui d'une machine à courant continu.

Dans le troisième chapitre, on a présenté le principe de la commande par backstepping dans la repère  $(\alpha, \beta)$ , les résultats obtenus montrent clairement que les performances sont obtenues avec la Commande par backstepping dans les différents modes de marche, en charge et lors de la variation de vitesse et de la charge. Par contre, les résultats présentent des erreurs non nulles surtout pour la variation de la résistance statorique et rotorique, ce qui touche la robustesse de la commande.

Dans le dernier chapitre, on a présenté une commande Hybride via le backstepping et le contrôle vectoriel. Les tests de poursuite, de régulation et de robustesse montrent que cette méthode est mieux que l'utilisation du backstepping seul.

Cependant, la conception de nouvelles méthodes de commandes robustes reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances. En définitive, on propose quelques perspectives à notre travail, qui se traduisent par :

- Amélioration des gains de régulation pour garantir la stabilité du système.
- Ajouter un estimateur de flux et de vitesse .
- Généraliser la commande appliquée dans le chapitre quatre en introduisant une commande adaptative.
- L'introduction des observateurs par backstepping pour remplacer les capteurs (capteur de vitesse, de position ou de flux).

**ANNEXE A**  
**PARAMETRES DE LA MACHINE**  
**ASYNCHRONE**

**A.1- Paramètres électriques**

Tension d'alimentation (V)	220/380,50(Hz)
Résistance de stator ( $R_s$ )	8 $\Omega$
Résistance de rotor ( $R_r$ )	4 $\Omega$
Inductance de rotor ( $L_s$ )	0.47H
Inductance de stator ( $L_r$ )	0.42 H
Inductance Mutuelle (M)	0.42H
Coefficient de dispersion.( $\sigma$ )	0.11

**A.2- Paramètres mécanique :**

Moment d'inertie (J)	0.06 Kg.m <sup>2</sup>
Coefficient de frottement (f)	0 SI

**A.3- Paramètres électromagnétique :**

Couple nominal ( $C_r$ )	5 N.m
Nombre de paire de pôles. (P)	2

- 
- [1] A.CHOUR et A. AICHOUCHE ."Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone',Mémoire d'ingénieur Université M'sila 2005 .
- [2] F.LAIB et H.GEROUCHE." Etude comparative de la commande par mode glissant et la Commande vectorielle d'un machine asynchrone ", Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004 .
- [3] K. CHAICHE et M. BENHALIS. "Application de la technique de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone", Mémoire d'ingénieur, Université de M'sila, 2003.
- [4] A .HERIZI et H.SERRAI." Commande des systèmes non linéaires par backstepping" (Application à la machine asynchrone), Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2006.
- [5] R.ABDELHAMIDE et F.MOUSTAPHA." Contrôle directe du couple de la machine asynchrone", Mémoire d'ingénieur, Université de Mohamed Boudiaf M'sila, 2004.
- [6] R.BENHAMIMID et N.BRAHIMI." Commande vectorielle d'un système mono onduleur bimachines asynchrones " ,Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique , 2006.
- [7] G.CIMUCA . " Système inertiel de stockage d'énergie Associe à des générateurs" Thèse de doctorat de l'école supérieure d'art et métier, centre de Lille , 2005éoliens"
- [8] I. AL-ROUH. " Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone ",Thèse de Doctorat ; Université Henri Poincaré, Nancy-I , 2004.
- [9] A.HAFFAF et M.CHEBABHI."Commande d'une Machine à Induction Par la Méthode  $H_\infty$ ",Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2007.
- [10] H.SERRAI et A.HERIZI "Commande des systèmes non linéaires par backstepping application à la machine asynchrone" ,Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.

[11] S.SLIMANI et S.TRIRAT. "Conception d'une loi de commande non linéaire sans capteur mécanique pour la machine asynchrone" ,Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2007.

[12] H.MEKKI et S. ZEGHLACHE ." Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse", Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.

[13] G.Greellet et G.Clarc."Actionneurs électriques : principes/ modèles/ commande" Edition Eyrolles, Paris, 2000.

[14] S.Haddad et M.Charif, "Etude comparative de la commande vectorielle et celle par mode de glissement d'un moteur asynchrone ", Mémoire d'ingénieur de l'Université de M'sila, Département d'Electrotechnique, 2006.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES D'INGENIORAT EN ELECTROTECHNIQUE**

**OPTION : *COMMANDE ELECTRIQUE***

**Proposé et dirigé par :**

***Dr S. CHAOUCH***

**Etudié par :**

***H. BOUCHELALEG & A MEGUIRECHE***

***THEME :***

**COMMANDE HYBRIDE VIA LE CONTRÔLE  
VECTORIEL ET LE BACKSTEPPING D'UNE MACHINE  
ASYNCHRONE**

**RESUME :**

*Dans ce mémoire, on propose une commande Hybride de la machine asynchrone. Il s'agit de combiner le principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique et l'approche du Backstepping. Cette dernière est basée sur la théorie de stabilité de Lyapunov. Pour ce faire, on étudiera chaque commande à part et enfin on combinera les deux commandes pour avoir une commande Hybride robuste.*

**MOT CLES:**

**Machine asynchrone, Commande vectorielle, Commande par Backstepping, Fonction de Lyapunov.**