

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



UNIVERSITE DE M'SILA  
FACULTE DES SCIENCES ET DES SCIENCES DE L'INGENIORAT  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE  
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

## THEME

---

# ESTIMATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE A INDUCTION

---

Proposé et dirigé par :

Dr S. CHAOUCH

M<sup>lle</sup> H. BENDERRADJI

Présenté par :

BEN YOUSSEF ELakhdar

OUANES Slimane

Année Universitaire : 2008/2009

# ESTIMATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE A INDUCTION

**BEN YOUSSEF ELakhdar & OUANES Slimane**

Département d'électrotechnique,  
Université Med Boudiaf de M'sila, 28000, M'sila

## **Résumé :**

Le travail présenté dans ce mémoire traite la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine à induction alimentée par un onduleur de tension à MLI. Les résultats de simulation montrent la sensibilité de cette commande à la variation paramétrique. Afin de parer ce problème, on a proposé trois techniques d'estimations de l'inverse de la constante de temps rotorique, on a utilisé un estimateur par la technique MRAS, un deuxième estimateur basé sur le modèle de Luenberger et une troisième méthode c'est l'estimateur basé sur le modèle de Gopinath qui combine entre le modèle en courant avec le modèle en tension. Les résultats obtenus ainsi que l'étude comparative entre ces méthodes montrent la performance et la robustesse de la commande en présence de la variation paramétrique.

## **Mots clés :**

Machine à induction, Commande vectorielle, Estimation paramétrique, Estimateur MRAS Luenberger, Gopinath modèle.

## *Remerciements*

*Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.*

*Nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à nos promoteurs Dr.S Chaouch et Melle.H Benderradji pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'ont pas cessé de nous donner des conseils et des remarques.*

*Nous remercions les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.*

*Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidés à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous a aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*Nous remercions aussi tous les enseignants et le chef de département d'électrotechnique M.Benjaïma Bachir qui ont contribué à notre formation. Enfin nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien tout moral et matériel...*

*B. Lakhdar et O. Slimane*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A mon très chère ma mère.*

*A la mémoire de mon père.*

*A mes frères et sœurs.*

*A mes tantes et oncles.*

*A toute ma famille.*

*A tous mes amis.*

*A tous ceux que j'aime.*

*B. Lakhdar et O. Slimane*

# Liste des Symboles

$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Tensions d'alimentation des phases statoriques.
$V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}$	Tensions d'alimentation des phases rotorique
$I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}$	Courants statoriques.
$I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$	Courants rotoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$	Flux statoriques
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$	Flux rotoriques.
$[L_s]$	Matrice d'inductance statorique.
$[L_r]$	Matrice d'inductance rotorique.
$[M_{sr}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.
$[R_s; l_s]$	Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
$[R_r; l_r]$	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$M_{sr}$	Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
$L_s$	L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_r$	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
$\theta$	Angle électrique.
$(\alpha; \beta)$	Axes fixés au stator.
$(x; y)$	Axes fixés au rotor.
$(u; v)$	Axes fixés par rapport au champ tournant.
$\theta_s \theta_r$	Déphasage du l' axe direct par rapport au stator, rotor.
$[P]$	Matrice de transformation de PARK.
$\omega_s$	Pulsation statorique.
$\omega_r$	Pulsation rotorique.
$\omega$	Pulsation mécanique du rotor.

$p$	Nombre de paires de pôles.
$C_{em}$	Couple électromagnétique.
$C_r$	Couple résistant.
$\Omega$	Vitesse angulaire de rotation.
$f$	Coefficient de frottement.
$J$	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
$T_s; T_r$	Constantes de temps statorique et rotorique.
$s$	Opérateur dérivée de LAPLACE $\frac{d}{dt}$
$K_p$	Facteur de proportionnalité.
$K_i$	Facteur intégral.
$A^T$	Transposée de la matrice A.
*	Produit étoile de Redheffer
MRAS	Système adaptatif avec modèle référence
MAS	Machine asynchrone

# Sommaire

Liste des Symboles.....	I
Introduction Générale .....	1
<b>Chapitre I : Modélisation et Simulation de la Machine à Induction</b>	
	3
I-1 Introduction.....	
I-2 Construction de la machine à induction à cage.....	3
I-3 Hypothèses de travail.....	3
I-4 Modèle mathématique de la machine à induction.....	4
I-4-1 Équations électriques.....	5
I-4-2 Équations magnétiques.....	6
I-4-3 Équations mécaniques.....	7
I-5 Transformation de PARK.....	7
I-5 -1 Équation électrique.....	8
I-5-2 Équation magnétique.....	9
I-5-3 Équations mécaniques.....	9
I-6 Différents référentiels.....	9
I-7 Représentation d'état du modèle de la machine.....	10
I-8 Simulation du modèle de la machine.....	12
I-9 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	14
I-9-1 Modélisation de l'onduleur à commande MLI.....	14
I-10 Résultat de simulation onduleur-MAS	
I-11 Interprétation des courbes.....	19
I-12 Conclusion.....	19
<b>Chapitre II : Commande Vectorielle de la Machine à Induction</b>	
II-1 Introduction.....	20
II-2 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	20
II-2-1 Commande vectoriel direct .....	22
II-2-2 Commande vectoriel indirect .....	23
II-3 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté .....	23
II-3-1 Principe de la commande vectorielle .....	23
II-3-2 Principe du découplage par compensation .....	24
II-3-3 Détermination de $\Phi_r$ et $\omega_s$ .....	25
II-4 Calcul des régulateurs .....	26
II-4-1 Régulateurs de courant .....	26
II-4-2 Régulateur du flux rotorique .....	28
II-4-3 Régulateur de vitesse .....	29
II-5 Résultats de simulation .....	30
	30

II-5-1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide .....	
II-5-1-1 Simulation sans onduleur.....	30
II-5-1-2 Simulation avec onduleur.....	30
II-5-2 Tests de performance et de robustesse.....	33
II-5-2-1 Essai avec inversion de la vitesse .....	33
II-5-2-2 Essai avec variation de l'inverse de temps rotorique.....	33
II.5.2.3 Essai avec variation de l'inverse de temps statorique .....	33
II-8 Conclusion.....	37

### Chapitre III : Estimation des Paramètres Résistifs de la Machine à Induction

III-1 Introduction.....	38
III-2 Principe de L'observateur.....	38
III-3 Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par la technique « MRAS ».....	40
III-3-1 Résultat de simulation.....	43
III-4 Estimation en temps réel de la constante de temps basée sur l'observateur de« Luenberger ».....	45
III-4-1 Résultat de simulation.....	48
III-5 Estimations de $1/T_r$ à Base d'un Observateur de flux « Gopinath Modèle » .....	49
III-5-1 Principe de L'observateur.....	49
III-5-2 Estimation de constante de temps rotorique.....	50
III-5-3 Résultat de simulation.....	52
III-6 Etude Comparative des trois Méthodes.....	54
III -6-1 Essai de variation de la vitesse.....	54
III-6-2 Essai de variation de la charge.....	56
III-6-3 Essai de variation de l'inverse de la constante de temps rotorique.....	57
III-7 Conclusion.....	59
Conclusion Générale.....	60

# Introduction Générale

Dans le domaine de variation de la vitesse, la machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu.

L'inconvénient majeur de ces lois de commande, puisqu'elle est établie à partir d'un modèle mathématique de la machine (généralement le modèle biphasé), c'est leur dépendance vis-à-vis des paramètres structurels de la machine, notamment la résistance rotorique variant avec la fréquence et la température, qui sera retenue par notre étude ultérieurement. Dans le cas de la commande vectorielle, la résistance rotorique intervient directement dans l'expression analytique de la relation d'autopilotage. Il est donc clair que si ce paramètre variait, ce qui est en réalité le cas, le découplage entre le flux et le couple serait faussé, d'où il résultera inéluctablement une détérioration des performances dynamiques de l'entraînement.

La plupart des stratégies de commande ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des estimateurs ou des observateurs qui dépendent du modèle de la machine à induction. La mesure du flux rotorique n'est pas chose facile car au delà du fait que le coût du capteur de flux est assez élevé, il est sensible à la variation de la température et nécessite un démontage de la machine. Donc, afin de conserver les qualités de la machine à induction il serait plus commode d'éliminer ces capteurs

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation sous Matlab des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine à induction associée à des estimateurs de flux (en boucle fermée ) et des estimations de la constante du temps rotorique.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre, a été consacré à l'élaboration analytique du modèle mathématique de la machine à induction alimentée par un onduleur de tension à MLI, le modèle ainsi obtenu sera utilisé pour donner au mieux une représentation permettant la simulation de la machine.

Le deuxième chapitre sera consacré à la synthèse de la commande vectorielle de la machine à induction par orientation du flux rotorique et l'implantation des régulateurs classiques pour sa commande.

Le troisième chapitre sera consacré en premier lieu à une présentation générale des méthodes d'estimation du flux du rotor en boucle fermée existant dans la littérature. Puis une présentation de l'application de deux observateurs de la constante de temps rotorique, le premier basé sur la technique MRAS, le deuxième est de Luenberger. L'observateur de flux qu'on a proposé est basé sur le modèle de Gopiniath, ce dernier est une combinaison entre deux modèles en courant et en tension.

A la fin de ce chapitre, on exposera des résultats de simulation pour voir la validité de ces estimateurs par rapport aux perturbations internes et externes.

On terminera par conclusion générale ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'information utilisées.

**Chapitre I**  
**Modélisation**  
**de la Machine à**  
**Induction**

## **I-1 Introduction**

La modélisation de la machine à induction représente une phase indispensable, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur- machine-commande d'une façon, à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfert des systèmes asservis. Cette représentation est une aide intéressante pour calculer certaines commandes. [1]

Dans ce chapitre on va présenter le modèle de la machine à induction dans le plan triphasé à partir des équations générales puis dans le plan biphasé selon la transformation de Park suivi par une représentation d'état en une de la commande et de l'observation, on passera ensuite à la modélisation de l'onduleur de tension triphasé ce dernier est commandé par la technique de modélisation de largeur de l'impulsion (M.L.I).

## **I-2 Construction de la machine à induction à cage**

La machine à induction, comprend un stator et un rotor, constitués des tôles d'acier ou silicium et comportent des encoches dans lesquelles on place les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobine ou à cage d'écureuil.

Dans ce chapitre, nous allons considérer le cas d'une machine à induction à cage d'écureuil, toutefois nous admettrons que sa structure est électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [2]

## **I-3 Hypothèses de travail**

Le modèle mathématique de la machine à induction est établi en tenant compte des hypothèses de base suivantes:

- La machine est symétrique et à entrefer constant.
- La répartition dans l'entrefer de la force magnétomotrice et du flux est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique n'est pas saturé et a une perméabilité constante.

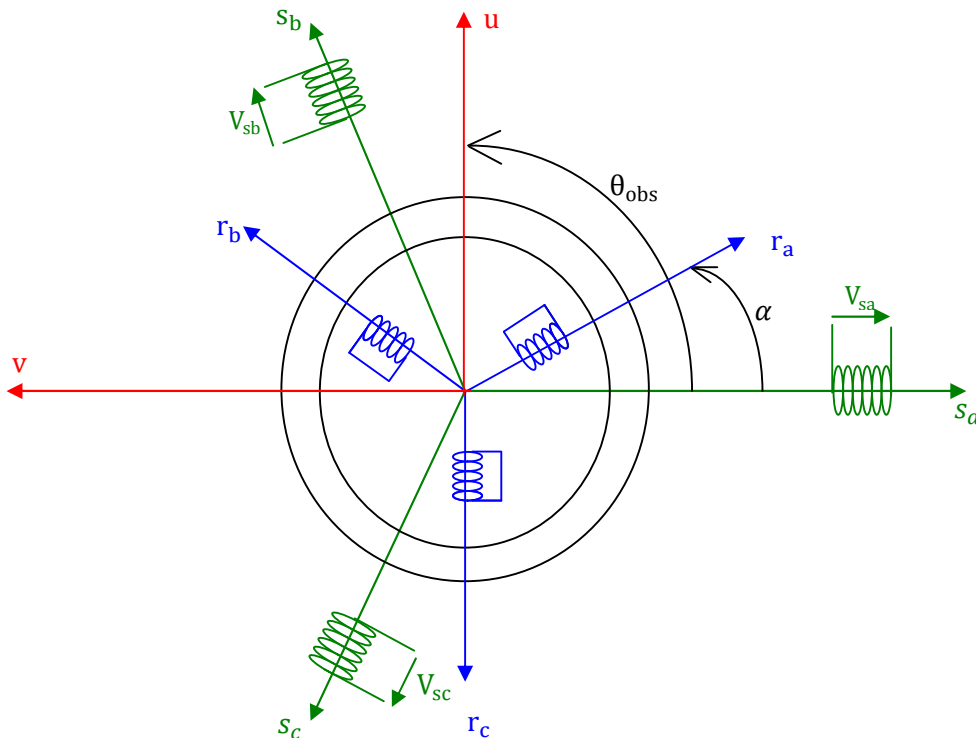
- Les pertes fer par hystérésis et courants de Foucault, l'effet de peau et les effets de dentures sont négligés.
- L'effet des encoches est négligé.
- La réduction de spires qui intervient dans une phase à la suite d'un court-circuit est négligeable.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer :

- L'additivité des flux,
- La constance des inductances propres,
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [2]

#### I-4 Modèle mathématique de la machine à induction

La machine à induction triphasée est représentée schématiquement par la Fig. (I.1) Elle est munie de six enroulements, le stator de la machine est formé de trois enroulements fixes décalés de  $120^\circ$  dans l'espace et traversés par trois courants variables, le rotor est modélisé par trois enroulements identiques décalés dans l'espace de  $120^\circ$ . Ces enroulements sont en court-circuit et la tension à leurs bornes est nulle. [3]



**Fig. (I.1) Représentation schématique de la machine à induction**

Le comportement de la machine à induction est défini par trois types d'équations :

- équation électrique.
- équation magnétique.
- équation mécanique.

#### I-4-1 Équations électriques :

En appliquant la loi d'ohm à chaque phase de la machine à induction, les équations électriques sous forme matricielle d'écrit comme suit :

Pour l'ensemble des phases statoriques

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

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.2})$$

Et pour les phases rotoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

Avec :

$R_s$   $R_r$  : représentent respectivement Les résistances par phase du stator, et du rotor.

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

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

$[I_{sabc}] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$  : Vecteur de courant statorique.

$[I_{rabc}] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$  : Vecteur de courant rotorique.

$[\Phi_{sabc}] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$  : Vecteur de flux statorique.

$[\Phi_{rabc}] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$  : Vecteur de flux rotorique.

### I-4-2 Équations magnétiques

Les grandeurs magnétiques statorique et rotorique peuvent être exprimés sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_1 & M_3 & M_2 \\ M_2 & M_1 & M_3 \\ M_3 & M_2 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_1 & M_2 & M_3 \\ M_3 & M_1 & M_2 \\ M_2 & M_3 & M_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.6})$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (\text{I.7})$$

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}] \quad (\text{I.8})$$

Où :

$$M_1 = M_{sr} \cos(\alpha)$$

$$M_2 = M_{sr} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$M_3 = M_{sr} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right)$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

Où :

$[L_s], [L_r]$  : Matrice d'inductances statoriques et rotoriques.

$l_s, l_r$  : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.

$M_s$  Et  $M_r$  : Inductance mutuelle entre phases statoriques et rotoriques.

On aura :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Avec :

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

$M_{sr}$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

### I-4-3 Équations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine à induction fait introduire de la variation non seulement des grandeurs électriques (tension, courant) mais aussi des paramètres mécaniques (couple, vitesse) :

L'expression de l'équation mécanique est donné par :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.12)$$

Avec :

$\Omega$  : Vitesse de la machine.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes.

$C_{em}$  : Couple électromagnétique.

$C_r$  : Couple résistant.

On peut noter la non-linéarité dans l'équation (I.11), où les matrices  $[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  dépendent de l'angle de rotation, pour surmonter cette complexité, on fait appel à la transformation de Park permettant de passer du système triphasé à un système biphasé.

### I-5 Transformation de PARK

La transformation du modèle triphasé de la machine en un modèle biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé du rotor et stator par deux enroulements l'un sur l'axe direct (u) et l'autre sur l'axe en quadrature (v). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice  $P(\theta_{obs})$ , Et dite transformation de Park.

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

La matrice de passage inverse est donnée par :

$$[P(\theta_{\text{obs}})]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

Pour le passage du système triphasé vers le système biphasé, on a les équivalents suivants :

- L'équivalent de tension :  $[V_{\text{uvo}}] = [P(\theta_{\text{obs}})][V_{\text{abc}}]$
- L'équivalent de courant :  $[I_{\text{uvo}}] = [P(\theta_{\text{obs}})][I_{\text{abc}}]$
- L'équivalent du flux :  $[\Phi_{\text{uvo}}] = [P(\theta_{\text{obs}})][\Phi_{\text{abc}}]$

Où :

U : axe direct

V : axe en quadrature

O : axe homopolaire

Le facteur  $(\sqrt{\frac{2}{3}})$  est là pour conserver la puissance électrique instantanée

L'application de la transformation de Park aux modèles matriciels électriques, et magnétiques, permet d'obtenir les équations suivantes:

### I-5-1 Équation électrique

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{\text{su}} \\ V_{\text{sv}} \end{bmatrix} = [R_{\text{s}}] \begin{bmatrix} I_{\text{su}} \\ I_{\text{sv}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{su}} \\ \Phi_{\text{sv}} \end{bmatrix} + \omega_{\text{obs}} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{sv}} \\ \Phi_{\text{su}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} V_{\text{ru}} \\ V_{\text{rv}} \end{bmatrix} = [[R_{\text{r}}] \begin{bmatrix} I_{\text{ru}} \\ I_{\text{rv}} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{ru}} \\ \Phi_{\text{rv}} \end{bmatrix} + (\omega_{\text{obs}} - \omega) \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{\text{rv}} \\ \Phi_{\text{ru}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

Avec :  $\omega_{\text{obs}} = \frac{d\theta_{\text{obs}}}{dt}$  ,  $\omega_{\text{obs}} - \omega = \omega_{\text{r}}$

$\omega_{\text{obs}}$  : Vitesse angulaire du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

### I-5-2 Équation magnétique

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sv} \\ \Phi_{su} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rv} \\ \Phi_{ru} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

Avec:

$L_s = l_s - M$ ,  $L_r = l_r - M$  : Inductance cyclique propre du stator et du rotor respectivement.

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

### I-5-3 Équations mécaniques

Le couple électromécanique représenté dans l'équation (I-12) devient :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{ru} \cdot I_{sv} - \Phi_{rv} \cdot I_{su}) \quad (\text{I.19})$$

## I-6 Différents référentiels

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axes (u,v) qui dépendent généralement des objectifs de l'application, les trois types intéressants dans la pratique sont :

Référentiel fixe par rapport au rotor d'axe (x - y) c'est à dire  $\omega_{obs} = \omega$

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ry} \\ \Phi_{rx} \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{rx} \\ I_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \quad (\text{I.21})$$

Ce référentiel est choisi de préférence en vue d'étudier des variations des grandeurs statoriques.

- Référentiel fixe par rapport au champ tournant d'axe (d - q) c'est-à-dire  $\omega_{obs} = \omega_s$

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \omega_s \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + (\omega_s - \omega) \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rq} \\ \Phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduise pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent ; raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande.

- Référentiel fixe par rapport au stator d'axe  $(\alpha - \beta)$  c'est-à-dire  $\omega_{obs} = 0$

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse, d'une manière générale ; il est choisi pour étudier le régime transitoire du rotor

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = [R_s] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = [R_r] \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{r\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Les équations magnétiques s'écrivent comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s\alpha} \\ \Phi_{s\beta} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (I.26)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} I_{r\alpha} \\ I_{r\beta} \end{bmatrix} + [M] \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (I.27)$$

Les équations mécaniques sont exprimées comme suit :

Pour le couple électromécanique :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{r\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} \cdot I_{r\alpha}) \quad (I.28)$$

Pour l'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \quad (I.29)$$

## I-7 Représentation d'état du modèle de la machine

La représentation du modèle de la machine dépend du référentielle choisi. On choisit le repère liée au stator  $(\alpha, \beta)$  ce qui ne permet d'obtenir des grandeurs instantanées, considérons les courants  $(I_{s\alpha}, I_{s\beta})$ , les flux rotorique  $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$  et la vitesse mécanique comme variable d'état, les tensions  $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$  sont choisi comme variable de commande.

En manipulant les équations des flux données par (I.26), (I.27) et les équations de tension (I.24), (I.25).

La forme générale de l'équation d'état de la machine peut être représentée par la relation suivante :

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.30})$$

Avec

$$[X] = [I_{s\alpha} \ I_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T \quad : \text{Vecteur d'état}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T \quad : \text{Vecteur de commande}$$

$$[A] \quad : \text{matrice d'évolution d'état du système}$$

$$[B] \quad : \text{matrice du système de commande}$$

$$\begin{cases} \frac{dI_{s\alpha}}{dt} = -\frac{R_t}{\sigma L_s} I_{s\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{r\alpha} + \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{dI_{s\beta}}{dt} = -\frac{R_t}{\sigma L_s} I_{s\beta} + \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \Phi_{r\beta} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \Phi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Avec :

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

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

$$R_t = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r} \quad : \text{Résistance totale ramenée au stator.}$$

La matrice [A] et [B] devient :

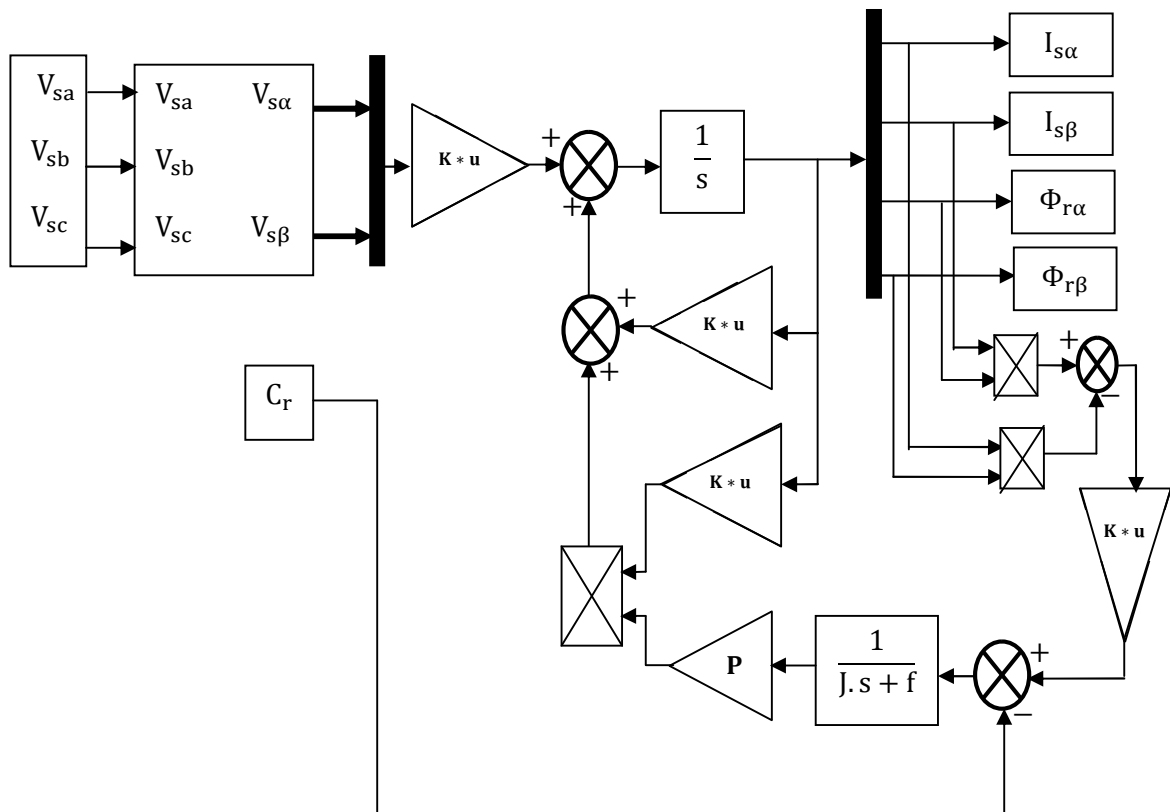
$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{\sigma L_s} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{R_t}{\sigma L_s} & -\frac{M}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.32})$$

### I-8 Simulation du modèle de la machine :

La figure (I.2) illustre le schéma bloc de la machine à induction liée au repère fixe ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) basé sur le modèle d'état d'écrit par les équations électriques et magnétiques et mécaniques.

La Machine étant alimentée par un réseau triphasé équilibré (220 V, 50 Hz).

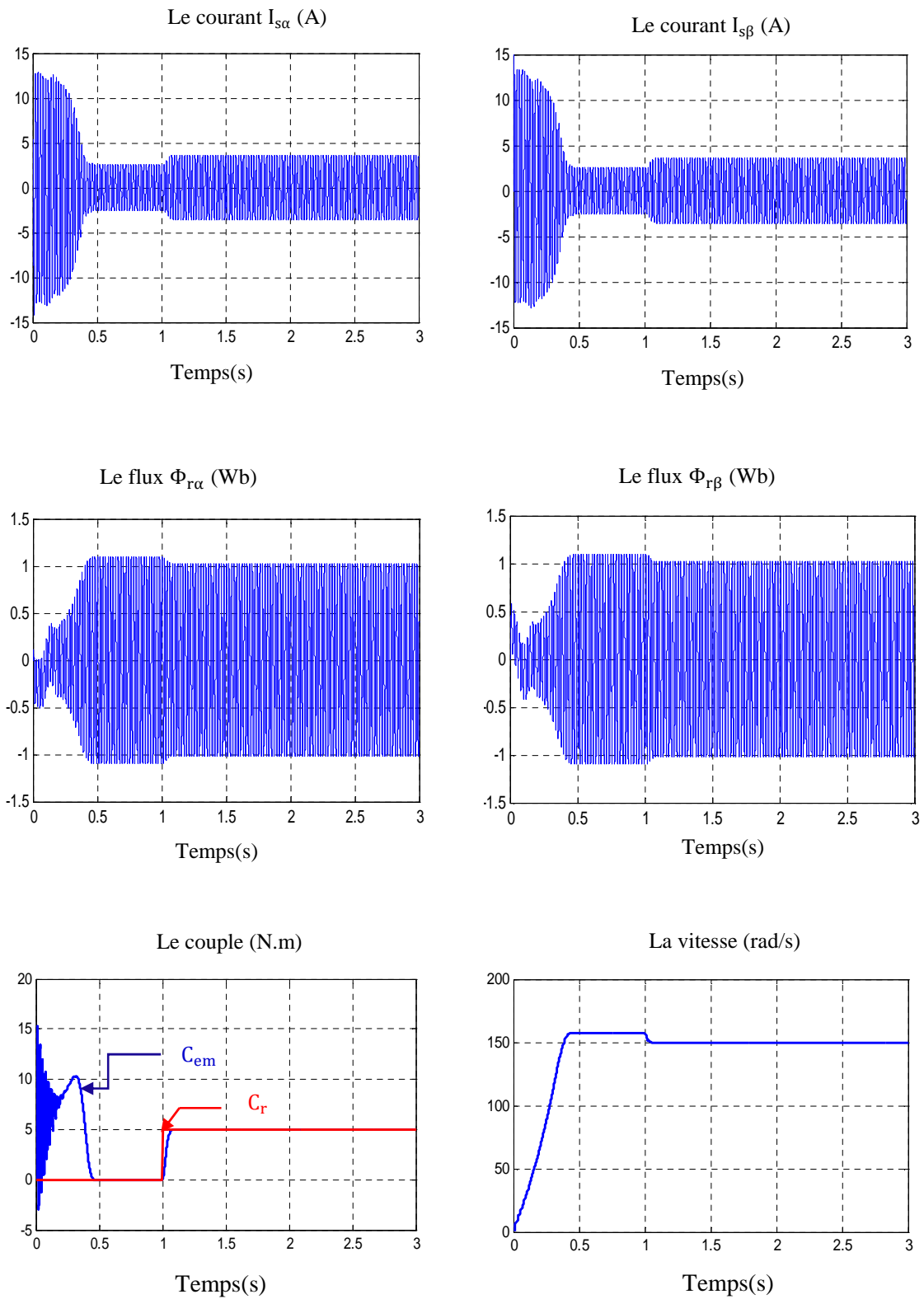
Notons que les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe (A)



**Fig. (I.2) Le schéma bloc de la MAS alimentée en tension.**

La simulation du modèle mathématique de la machine à induction nous a permis de voir les caractéristiques de quelques grandeurs fondamentales à savoir la vitesse, le couple, électromagnétique, les flux et les courants statorique. On a tout d'abord alimenté la machine directement par un réseau triphasé équilibré puis par un onduleur de tension.

Les résultats de simulation sont représentés par la Fig. (I.3), à  $t = 1s$  on a appliqué à l'arbre de la machine un couple résistant  $C_r = 25 \text{ N.m}$ .



**Fig. (I.3) Résultats de simulation de la MAS alimentée en tension**

## I-9 Modélisation de l'alimentation de la machine

Pour assurer un fonctionnement à vitesse variable de la machine à induction, il est nécessaire d'alimenter la machine à fréquence variable pour éviter le "décrochage" de la Machine.

L'alimentation à fréquence variable de la machine est faite à l'aide d'un convertisseur statique généralement continue-alternatif Fig. (I.4). La source d'entrée peut être du type source de courant ou du type source de tension. A la sortie du convertisseur, on contrôle l'amplitude des tensions statoriques ou l'amplitude des courants statoriques et la fréquence  $f_s$  est proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine [4].

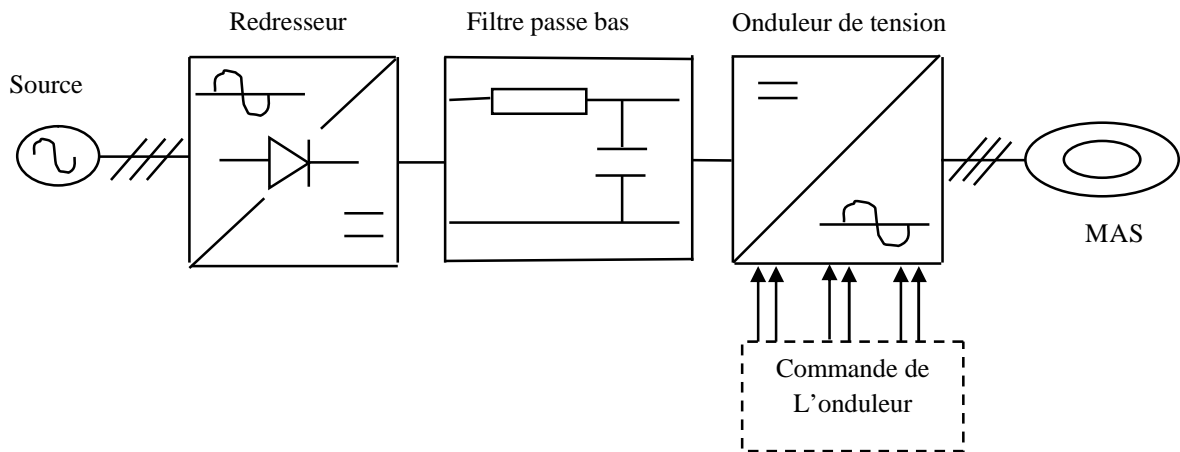
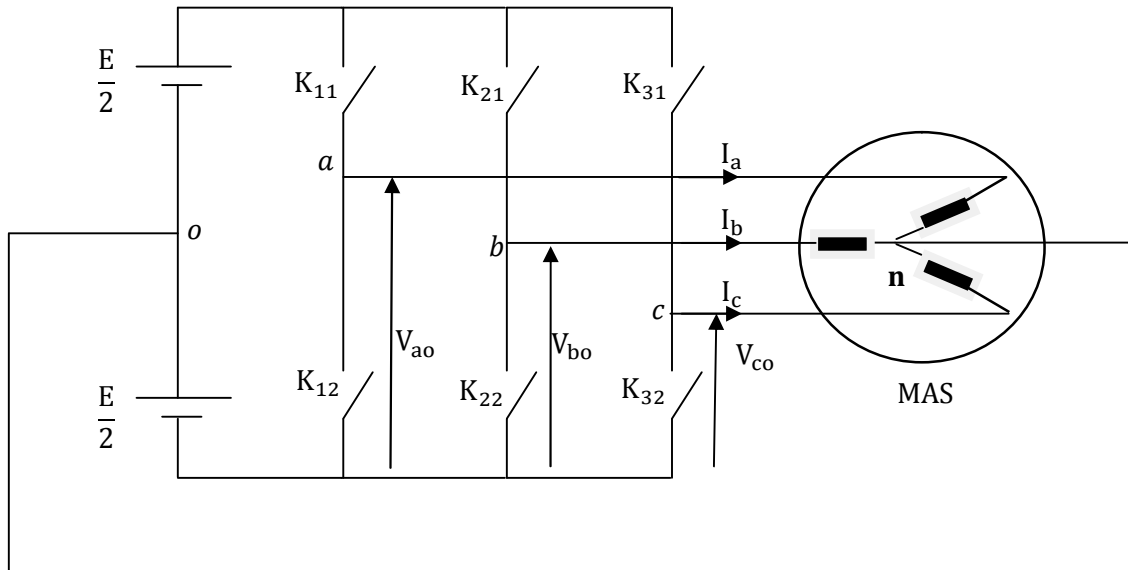


Fig. (I.4) Représente l'ensemble convertisseur-MAS

### I-9-1 Modélisation de l'onduleur à commande MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquence variables à partir d'un réseau standard 220/380V-50Hz.

Le schéma structurel d'un tel onduleur triphasé à deux niveaux et de sa charge est illustré par la Fig. (I.5). Chaque groupe transistor-diode assemblé en parallèles forme un interrupteur bicommandable (à l'ouverture et à la fermeture) dont l'état apparaît complémentaire à celui qui lui est associé pour former ainsi un bras de commutation par exemple  $K_{11}$  et  $K_{12}$  [3].



**Fig. (I.5) L'onduleur de tension de tension triphasé**

Les couples d'interrupteurs ( $K_{11}$  et  $K_{12}$ ), ( $K_{21}$  et  $K_{22}$ ), ( $K_{31}$  et  $K_{32}$ ) doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part [3].

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude  $E$ , on déduit les équations des tensions d'entrée de l'onduleur sont comme suit

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (I.33)$$

Pour un système de tension triphasée équilibrée on a :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (I.34)$$

On remplace cet équation dans le système (I.33) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (I.35)$$

On a aussi :

$$\begin{cases} V_{ao} = E \left( K_{11} - \frac{1}{2} \right) \\ V_{bo} = E \left( K_{21} - \frac{1}{2} \right) \\ V_{co} = E \left( K_{31} - \frac{1}{2} \right) \end{cases} \quad (I.36)$$

Le système d'équation (I.34) peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_{11} \\ K_{21} \\ K_{31} \end{bmatrix} \quad (I.37)$$

L'emploi de la technique MLI pour déterminer les intervalles de conduction des interrupteurs permet de régler de manière indépendante les valeurs moyennes de chacune des tensions  $V_{sa}$ ,  $V_{sb}$ ,  $V_{sc}$  sur chaque période de commutation. Si les références forment un système triphasé équilibré de grandeur sinusoïdale on obtient à la sortie de l'onduleur des ondes de tension dont les valeurs moyennes forment aussi un système équilibré. On parle dans ce cas d'une modélisation sinus triangulaire, cette dernière utilise le principe d'intersection entre une fréquence sinusoïdale de fréquence  $f_r$  et un signal triangulaire de haute fréquence  $f_p$

La commande MLI est caractérisée par les deux paramètres :

-l'indice de modulation  $m = \frac{f_p}{f_r} \geq 20$ .

-le coefficient de réglage en tension  $r = \frac{U_{mr}}{U_{mp}} \leq 1$ .

Avec :

$U_{mr}$  : La valeur maximale de tension de référence.

$U_{mp}$  : La valeur maximale de tension de porteuse.

Les trois instants de commutation sont déterminés par comparaison de trois ondes de fréquence  $f_r$  avec une porteuse de fréquence  $f_p$

Cette comparaison fournit trois signaux logiques  $K_{11}$ ,  $K_{21}$ ,  $K_{31}$  qui valent 1 quand les interrupteurs du côté haut sont en conduction et ceux de côté bas sont bloqués à 0 dans le cas contraire.

## I-10 Résultat de simulation onduleur-MAS

Les résultats de simulations de l'association convertisseur statique-machine à induction sont représentés sur la fig. (I.9).

Ces résultats représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine à induction à savoir la vitesse, le couple, les flux, et les courants de phase statorique.

Les résultats de simulation présentent le démarrage de la machine à induction alimentée par un onduleur de tension. Après que le régime permanent est atteint, nous avons appliqué une perturbation de charge ( $C_r = 5 \text{ N.m}$ ) à l'instant  $t = 1 \text{ s}$ .

L'intersection entre les tensions de référence et la porteuse montrée par la Fig. (I.7)

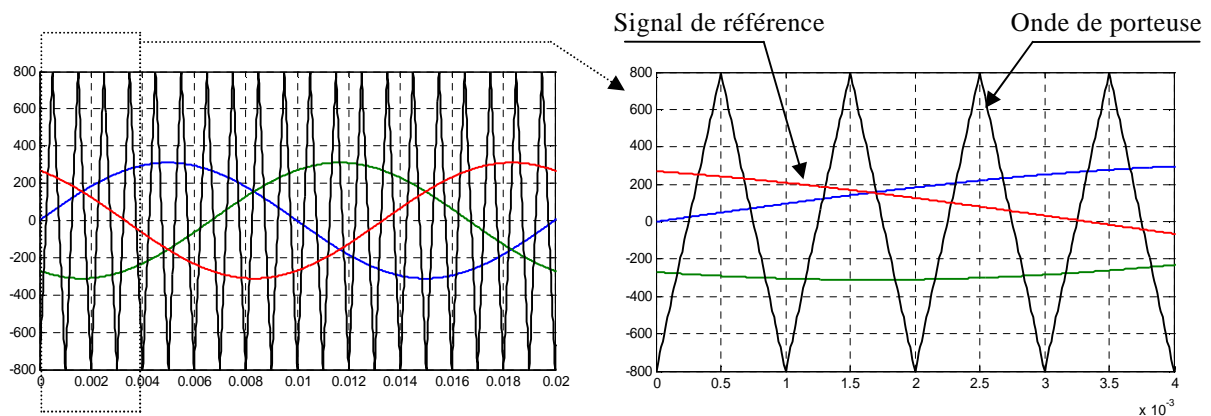


Fig. (I.7) L'intersection entre les tensions de référence et la

Et la tension à la sortie de l'onduleur représenté par la Fig. (I.8)

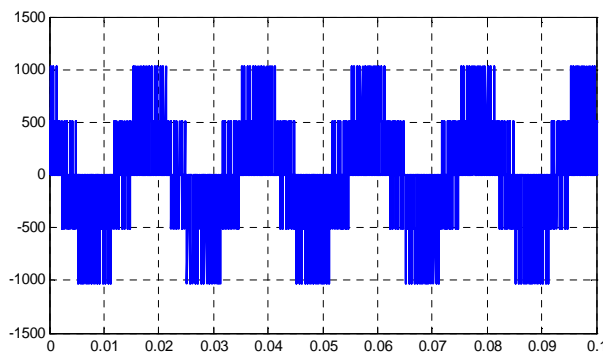
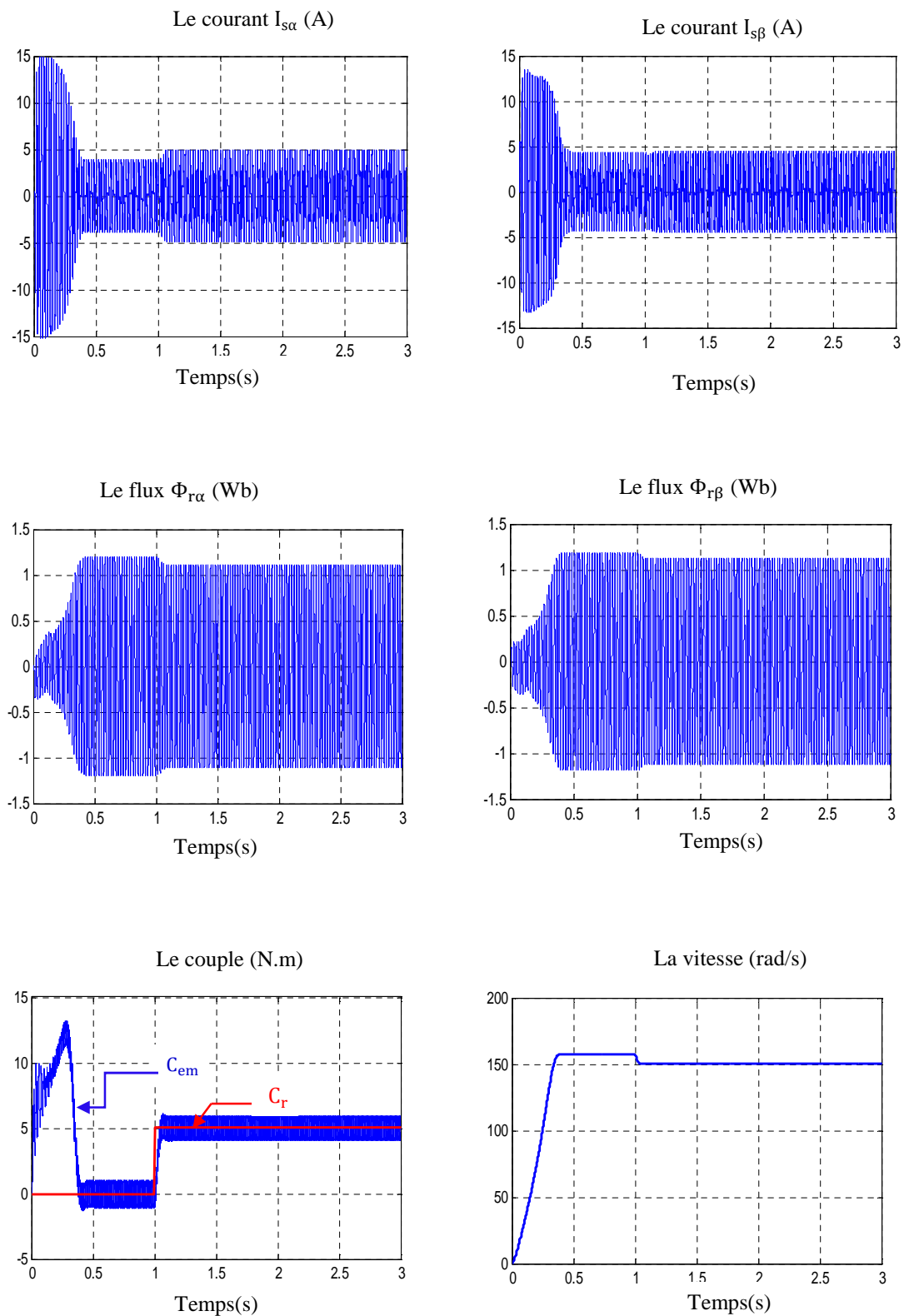


Fig. (I.8) La tension à la sortie de l'onduleur



**Fig. (I.9) Résultat de simulation de l'association convertisseur-MAS**

## I-11 Interprétation des courbes

Les courbes de la Fig. (I.3) représentent les résultats de simulation de la machine à induction alimentée en tension et les courbes de la Fig. (I.9) représentent les résultats de simulation de la machine alimentée par un onduleur de tension, dans un référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator, on peut distinguer trois phases

Lors de début du démarrage de  $[0 \text{ à } 0.4\text{s}]$  on remarque un fort appel des courants statoriques afin de produire le couple électromagnétique, ce dernier explique le bruit engendré dans la partie mécanique, et une augmentation de la vitesse presque linéaire et proche à sa valeur du synchronisme (157rd/s) puisque le moteur possède deux paires de pôles

De 0.4 à 1s le régime permanent s'établit, on remarque que le courant se stabilise à (2.6A) et le couple tend vers zéro, et la vitesse se stabilise à (157rd/s).

L'introduction d'une charge de  $(C_r=5 \text{ N.m})$  à  $(t=1\text{s})$  provoque un appel du courant ce dernier développe le couple jusqu'à la valeur (5 N.m) à ce moment la vitesse est diminuée, sur la fig.(I.10) on remarque la présence des pulsations dans la réponse du couple liée aux harmoniques de courant injecté par l'onduleur.

## I-12 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi le modèle mathématique de la machine à induction avec son alimentation. La complexité des équations différentielles de ce modèle a été réduite moyennant d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et grâce à l'application de la transformation de Park. Cette transformation permet le changement du système triphasé réel au système biphasé linéaire équivalent de cette machine ce qui permet une facilité de résolution et de simulation.

La machine seule ne répond pas toujours aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, pour pouvoir de bonne performance dans le régime dynamique, on va introduire dans ce qui suit la technique de la commande vectorielle.

**Chapitre II**  
**Commande**  
**Vectorielle de la**  
**Machine à Induction**

## II-1 Introduction

La commande de la machine à Induction requiert la commande du couple, de la vitesse ou même de la position. La commande la plus primaire est celle des courants et donc du couple, puisque l'on a vu au chapitre un que le couple pouvait s'écrire directement en fonction des courants. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage naturelle entre le réglage du couple et du flux rend sa commande aisée. On se trouve confronté à une difficulté supplémentaire pour la commande de ce couple.

La commande vectorielle vient régler ce problème de découplage des réglages du flux à l'intérieure de la machine de celui du couple. Elle s'embles avoir la capacité d'obtenir de la machine à Induction les meilleurs performances dynamiques, tout en ayant une loi de commande de mise en œuvre simple [5].

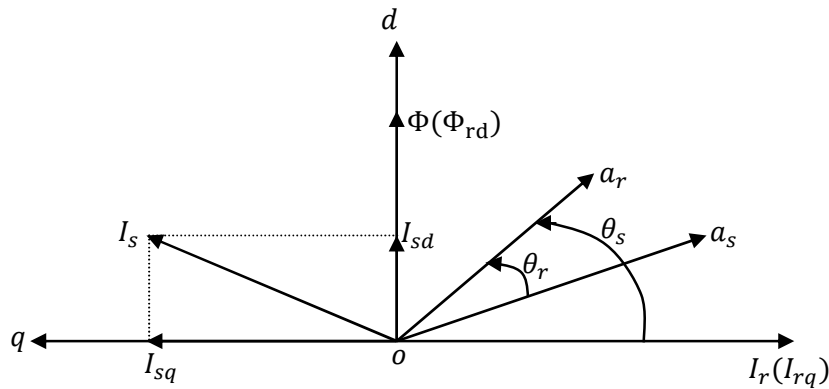
Dans ce chapitre nous présentons la technique de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté d'une machine à Induction alimentée par un onduleur de tension, ainsi que les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

## II-2 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

Le but de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine à Induction 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 en parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe (d-q) que l'on oriente de manière à ce que l'axe -d- soit en phase avec le flux, c'est-à-dire [6] :

- Flux statorique :  $\Phi_{sd} = \Phi_s, \Phi_{sq} = 0$
- Flux rotorique :  $\Phi_{rd} = \Phi_r, \Phi_{rq} = 0$
- Flux d'entrefer :  $\Phi_{ed} = \Phi_e, \Phi_{eq} = 0$

L'orientation du flux rotorique est montrée dans la Fig. (II.1)



**Fig. (II.1) Orientation du flux rotorique**

Pour simplifier la commande, il est nécessaire de faire un choix judicieux de référentiel, pour cela on se place dans un référentiel (d, q) liée au champ tournant avec une orientation du flux rotorique (l'axe -d- aligné avec la direction du flux rotorique) comme la montre la Fig. (II.1) on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = K \cdot \Phi_r \cdot I_{sq} \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$K = p \frac{M}{L_r}$$

En tenant compte du choix du référentiel et de la troisième équation du système (I.31) l'évolution du flux est donnée par :

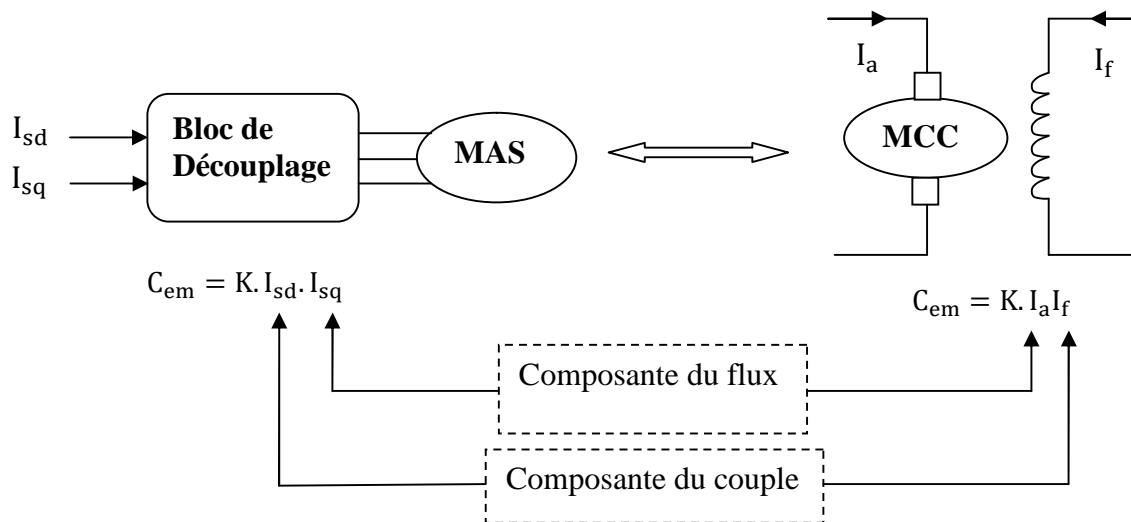
$$\frac{d\Phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{L_r} I_{sd} \quad (\text{II.3})$$

Les deux objectifs de la commande sont les suivants :

- Commander le flux rotorique qui dépend de la seule composante  $I_{sd}$  pour le maintenir constant.
- Commander la composante  $I_{sq}$  du courant pour imposer le couple électromagnétique

Nous pouvons remarquer d'après les relations (II.2) et (II.3) que seule la composante directe  $I_{sd}$  détermine l'amplitude du flux rotorique et le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $I_{sq}$  si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu [3].

La figure (II.2) montre en général le but recherché par cette commande :



**Fig. (II.2) Principe de commande découplée pour la MCC et la MAS**

### II-2-1 Commande vectorielle directe

Ce type de commande exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase.

Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibration,...etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable, cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le cout de fabrication, pour cette raison on introduit l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courants, tensions, vitesse).

## II-2-2 Commande vectorielle indirecte

La commande vectorielle indirecte ne fait pas le réglage du flux, les capteurs de flux, les estimateurs et les observateurs ne sont pas nécessaires. Nous n'avons donc pas de connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique. Cette commande est plus simple mais évidemment a des performances plus faibles par rapport au contrôle direct, ceci est dû à la sensibilité de ce type de commande face aux variations de la constante de temps rotorique. L'avantage est que cette commande nécessite peu de temps de calcul dans le microprocesseur [7].

Dans le cadre de ce projet la commande vectorielle directe sera traitée.

## II-3 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

### II-3-1 Principe de la commande vectorielle directe

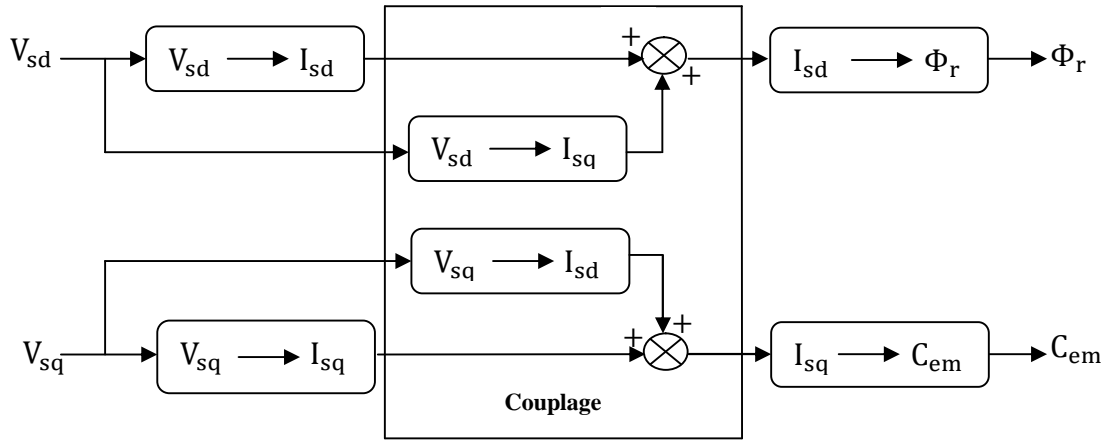
La commande vectorielle à flux rotorique orienté que nous mettons en œuvre est basée sur une orientation du repère tournant d'axes (d, q) tels que l'axe -d- soit confondu avec la direction de  $\Phi_r$ .

Le flux  $\Phi_r$  étant orienté sur l'axe -d-, l'équation d'état (II.4) nous permet d'exprimer  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$ ,  $\Phi_r$  et  $\omega_s$  avec  $\Phi_{rq} = 0$ .

Donc après le passage par une transformation de Laplace le système d'équations (I.31) devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \\ \Phi_r + T_r \frac{d\Phi_r}{dt} = M \cdot I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M \cdot I_{sq}}{T_r \cdot \Phi_r} \\ C_{em} = P \frac{M}{L_r} \Phi_r \cdot I_{sq} \end{array} \right. \quad (II.4)$$

Ces expressions peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle à flux orienté de la machine à Induction alimentée en tension mais  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  donc sur le flux et le couple, il est donc nécessaire de réaliser un découplage comme la montre dans la Fig. (II.3) [8]



**Fig. (II.3) Description des couplages**

### II-3-2 Principe du découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande

$V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  tel que  $V_{sd1}$  n'agit que sur  $I_{sd}$  et  $V_{sq1}$  sur  $I_{sq}$  :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - E_d \\ V_{sq} = V_{sq1} - E_q \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Avec :

$$\begin{cases} E_d = \sigma L_s \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{M}{L_r T_r} \Phi_r \\ E_q = -\sigma L_s \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{M}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{M^2}{L_r T_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Tel que :

$E_d$ : C'est une FEM de rotation créée par  $I_{sq}$  (la composante "d" sur "q")

$E_q$ : C'est une FEM de rotation créée par  $I_{sd}$   $\longrightarrow$  couplage non linéaire sur l'axe "d".

On a donc un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + R_t \cdot I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + R_t \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons la reconstruction donnée par la Fig. (II-4)

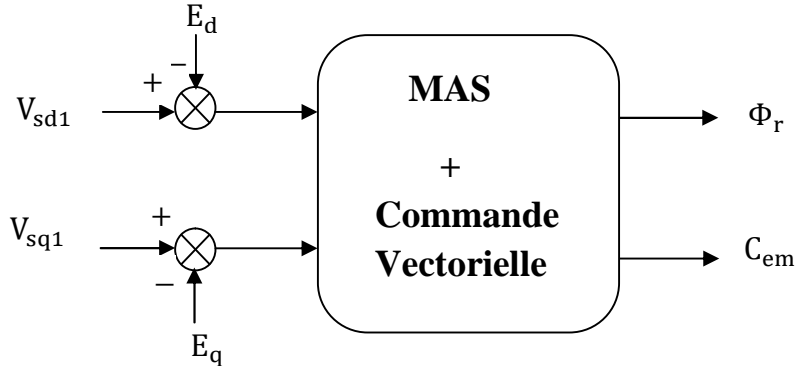


Fig. (II-4) Commande découplée expression de  $\Phi_r$  et  $C_{em}$

### II-3-3 Détermination de $\Phi_r$ et $\omega_s$

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût.

Le flux peut être reconstitué par :

- des observateurs corrigeant en boucle fermée les variables estimées
- des estimateurs utilisés en boucle ouverte

Du système d'équations (I. 31), nous déduisons que les flux rotorique ( $\Phi_{r\alpha}$ ,  $\Phi_{r\beta}$ ) peuvent être estimés à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, présenté par l'équation (II-8), est basé sur un modèle dit en courant.

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\alpha} - \omega \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} I_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \Phi_{r\beta} + \omega \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le module du flux est donné par :

$$|\Phi_r| = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2}$$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}}\right)$$

Nous avons alors :

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} \quad (\text{II.9})$$

La structure de la commande vectorielle directe de la machine à Induction alimenté par un onduleur de tension, est représentée par le schéma de principe illustré par la Fig. (II.7)

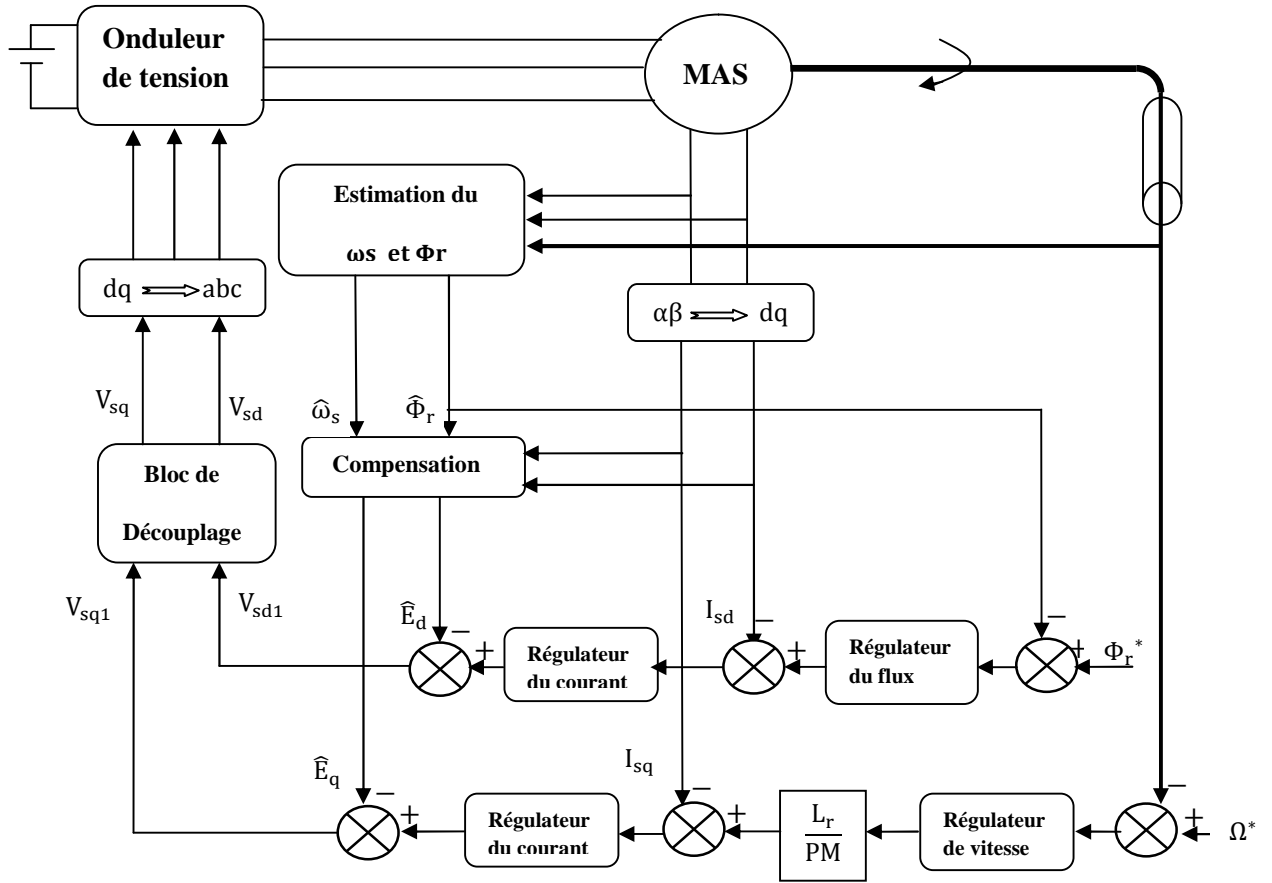


Fig. (II.7) Schéma bloc de la commande vectorielle directe.

## II-4 Calcul des coefficients des régulateurs

Le schéma bloc de la commande vectorielle présente quatre régulateurs de flux, de vitesse et de deux composantes du courant statorique. Dans ce qui suit on calculera les coefficients de chaque régulateur par la méthode de compensation de pôles ou par imposition de pôles.

### II-4-1 Régulateurs de courant

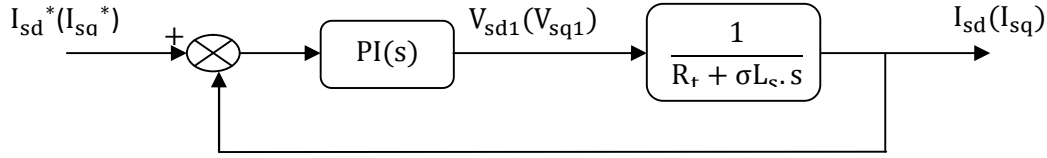
Le découplage proposé par l'équation (II.7) permet d'écrire :

$$\begin{cases} \frac{I_{sd}}{V_{sd1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s s} \\ \frac{I_{sq}}{V_{sq1}} = \frac{1}{R_t + \sigma L_s s} \end{cases} \quad (II.10)$$

L'expression associée aux régulateurs est:

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \longleftrightarrow PI(s) = K_i \frac{K_p s + 1}{s}$$

Le schéma bloc de la régulation du courant est donné par la Fig. (II.9) :



**Fig. (II.9) Régulation des courants en boucle fermée**

La fonction de transfert en boucle ouverte prend la forme suivant :

$$FTBO(s) = K_i \frac{K_p s + 1}{s} \frac{1}{\sigma L_s s + R_t} \quad (\text{II.13})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{\sigma L_s}{R_t} = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{II.14})$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouverte sera écrite comme suit:

$$FTBO(s) = \frac{K_i}{R_t s} \quad (\text{II.15})$$

Donc La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO + 1} = \frac{1}{\frac{R_t}{K_i s} + 1} \quad (\text{II.16})$$

Avec :

$$\tau_I = \frac{R_t}{K_i}$$

Les coefficients de régulateur de courant sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{R_t}{\tau_I} \\ K_p = \frac{\sigma L_s}{\tau_I} \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

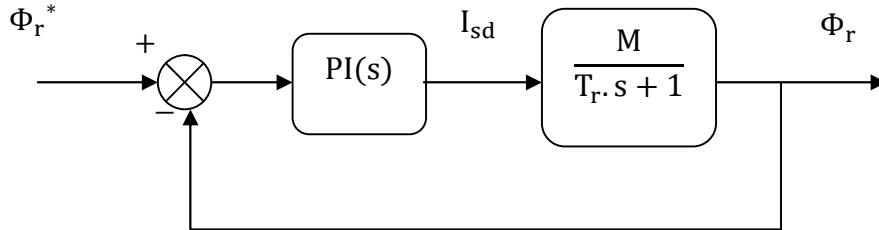
Numériquement : on choisit  $\tau_I = 0.01s$

### II-4-2 Régulateur du flux rotorique

A partir de la troisième équation du système (II.4) on peut écrire :

$$\frac{\Phi_r}{I_{sd}} = \frac{M}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{II.18})$$

Le schéma bloc de la régulation du flux est donné par la Fig. (II.10) :



**Fig. (II.10) Régulation du flux rotorique en boucle fermée**

La fonction de transfert du régulateur prend la forme suivante :

$$FTBO(s) = K_i \frac{K_p}{K_i} \frac{s+1}{s} \frac{M}{T_r \cdot s + 1} \quad (\text{II.19})$$

La méthode de compensation de pôle permet d'écrire :

$$\frac{K_p}{K_i} = T_r \quad (\text{II.20})$$

Donc La fonction de transfert en boucle ouverte sera écrire comme suivant:

$$FTBO(s) = \frac{1}{M \cdot K_i} \frac{1}{s} \quad (\text{II.21})$$

Donc La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO}{FTBO+1} = \frac{1}{\frac{s}{M \cdot K_i} + 1} \quad (\text{II.22})$$

Avec :

$$\tau_\Phi = \frac{1}{M \cdot K_i}$$

Les coefficients de régulateur de flux sont :

$$\begin{cases} K_i = \frac{1}{M \cdot \tau_\Phi} \\ K_p = \frac{T_r}{M \tau_\Phi} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Numériquement : on choisit  $\tau_\Phi = 3\tau_i$

### II-4-3 Régulateur de vitesse

A partir de l'équation mécanique suivante :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \Omega \quad (\text{II.24})$$

On peut déduire la relation de la vitesse :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J \cdot s + f} \quad (\text{II.25})$$

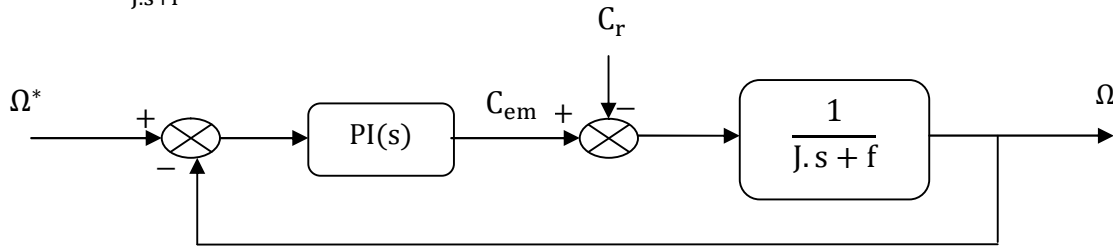


Fig. (II.11) Régulation de vitesse en boucle fermée

Lorsqu'on utilise le régulateur PI la vitesse peut être écrite :

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot s + f} \frac{K_p \cdot s + K_i}{s} (\Omega^* - \Omega) - \frac{C_r}{J \cdot s + f} \quad (\text{II.26})$$

Soit :

$$\Omega = \frac{\frac{K_p}{K_i} s + 1}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p + J}{K_i} s + 1} \Omega^* - \frac{\frac{s}{K_i}}{\frac{J}{K_i} s^2 + \frac{K_p + J}{K_i} s + 1} C_r \quad (\text{II.27})$$

La relation de la vitesse est une fonction de transfert de 2<sup>ème</sup> ordre

Donc on peut écrire le dénominateur par la forme canonique suivante :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{II.28})$$

On trouve :

$$\begin{cases} K_i = J\omega_n^2 \\ K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J - f \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Pour la simulation on choisit : l'amortissement critique  $\xi = 1$  et une pulsation  $\omega_n = 17 \text{ rad/s}$

Pour éliminer le dépassement dans la vitesse on utilise le filtre  $\frac{1}{1+\tau.S}$ .

## II-5 Résultats de simulation

### II-5-1 Essai en charge nominale après un démarrage à vide

La Fig. (II.12) représente les résultats de simulation de la commande vectorielle directe d'une machine à induction avec et sans onduleur de tension, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes, le flux de référence  $1\text{Wb}$ , la vitesse de référence  $157\text{rd/s}$  et un couple de charge nominale de  $5\text{N.m}$  appliqué à l'instant  $t = 1\text{s}$ .

#### II-5-1-1 Simulation sans onduleur

Ces résultats montrent que lors de démarrage la vitesse se stabilise à la valeur de référence après un régime transitoire linéaire, le courant  $I_{s\alpha}$  présente des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante, Le flux rotorique  $\Phi_r$  suit sa référence, le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro.

Après l'application de la charge à  $t = 1\text{s}$  on remarque :

L'allure de la vitesse présente, une faible chute rejetée par la suite puis se stabilise à sa valeur de référence, le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué, le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.

#### II-5-1-2 Simulation avec onduleur

On remarque la présence des ondulations sur la réponse du couple électromagnétique qui sont liées aux harmoniques de courant

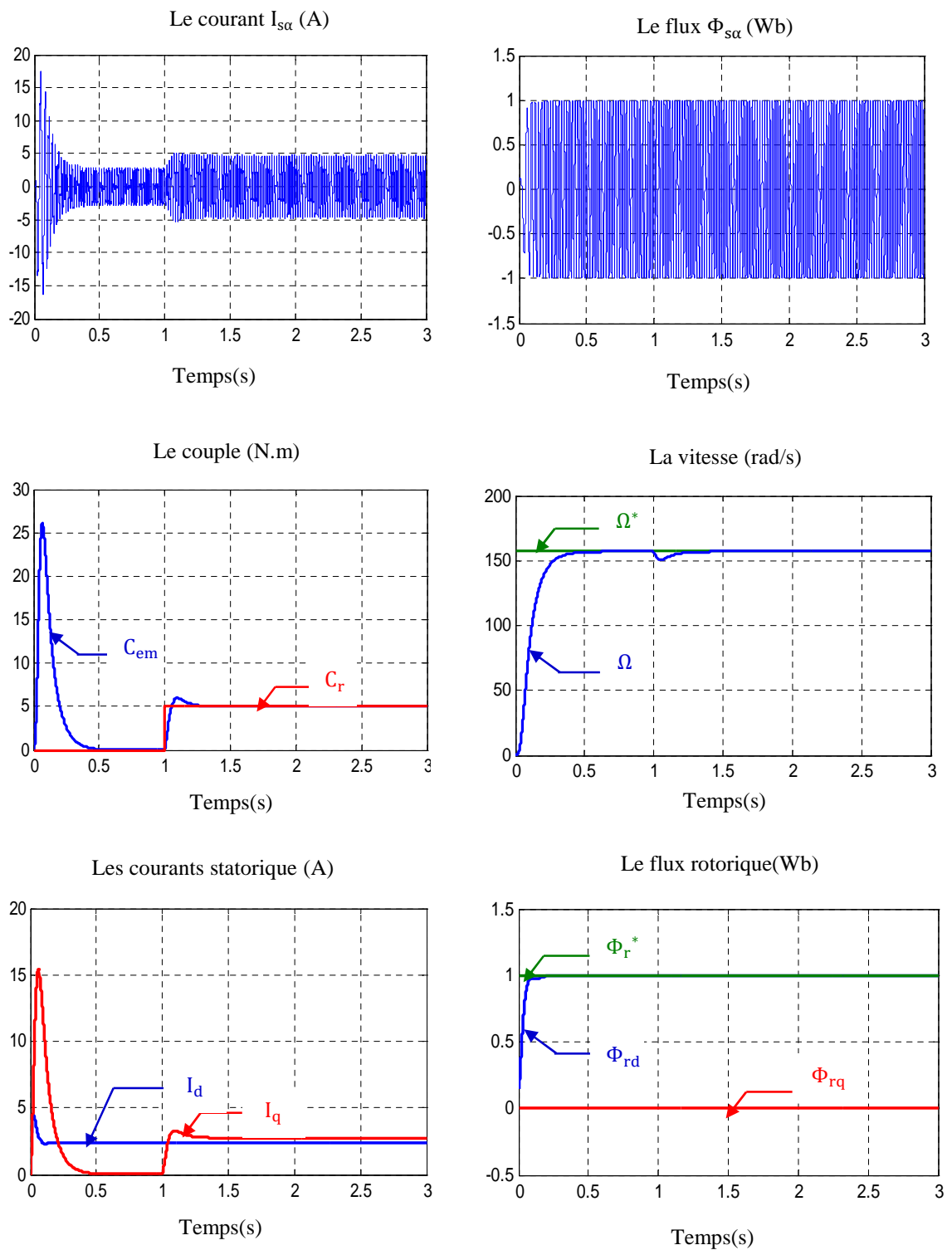


Fig. (II.12.a) Résultats de simulation sans l'onduleur

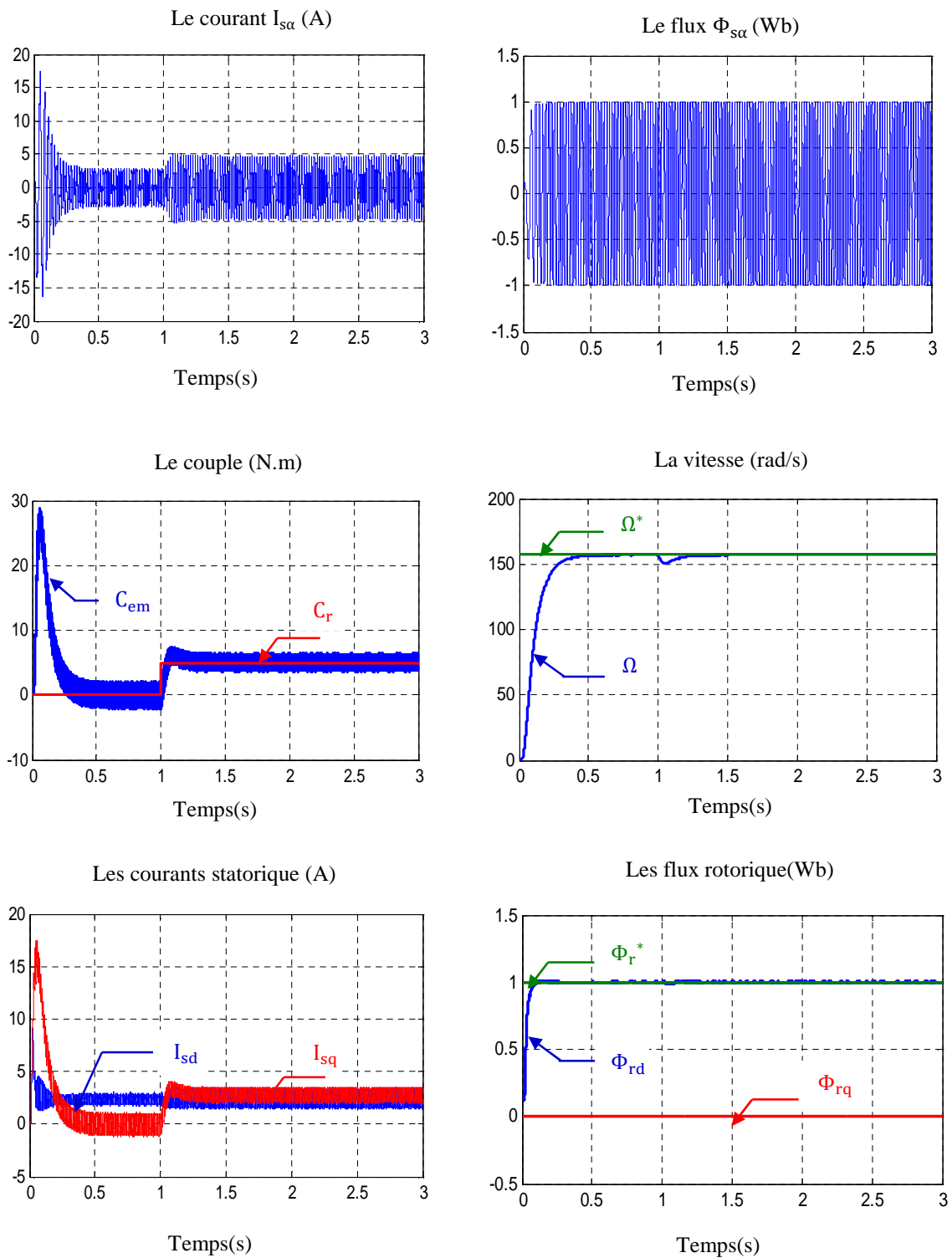


Fig. (II.12.b) Résultats de simulation avec l'onduleur

### II-5-2 Tests de performance et de robustesse

Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variables à savoir la variation de la charge, de la vitesse et la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique et statorique.

#### II-5-2-1 Essai de variation de la vitesse

La Fig. (II.13) représente les résultats obtenus pour un fonctionnement à vitesse variable. Au début de ce test, la vitesse est égale à celle de la valeur nominale (157rad/s), à l'instant 1.5s on fait inverser le sens de rotation de la machine de (-157 rad/sec) jusqu'à l'instant  $t = 2s$ , on augmente la vitesse jusqu'à 80rad/s.

La vitesse suit la variation de la valeur de sa référence cela veut dire qu'on a une bonne poursuite, cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux, et le couple électromagnétique.

Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre ainsi on constate que le découplage entre le couple et le flux est toujours maintenu.

#### II-5-2-2 Essai avec variation de $(1/T_r)$

On représente les résultats de simulation de la commande vectorielle directe dans la Fig. (II.14), pour la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique, on applique à  $t=1.5 s$ , un échelon de  $(1.5/T_r)$  et à  $t=2s$  un échelon de  $(2/T_r)$ .

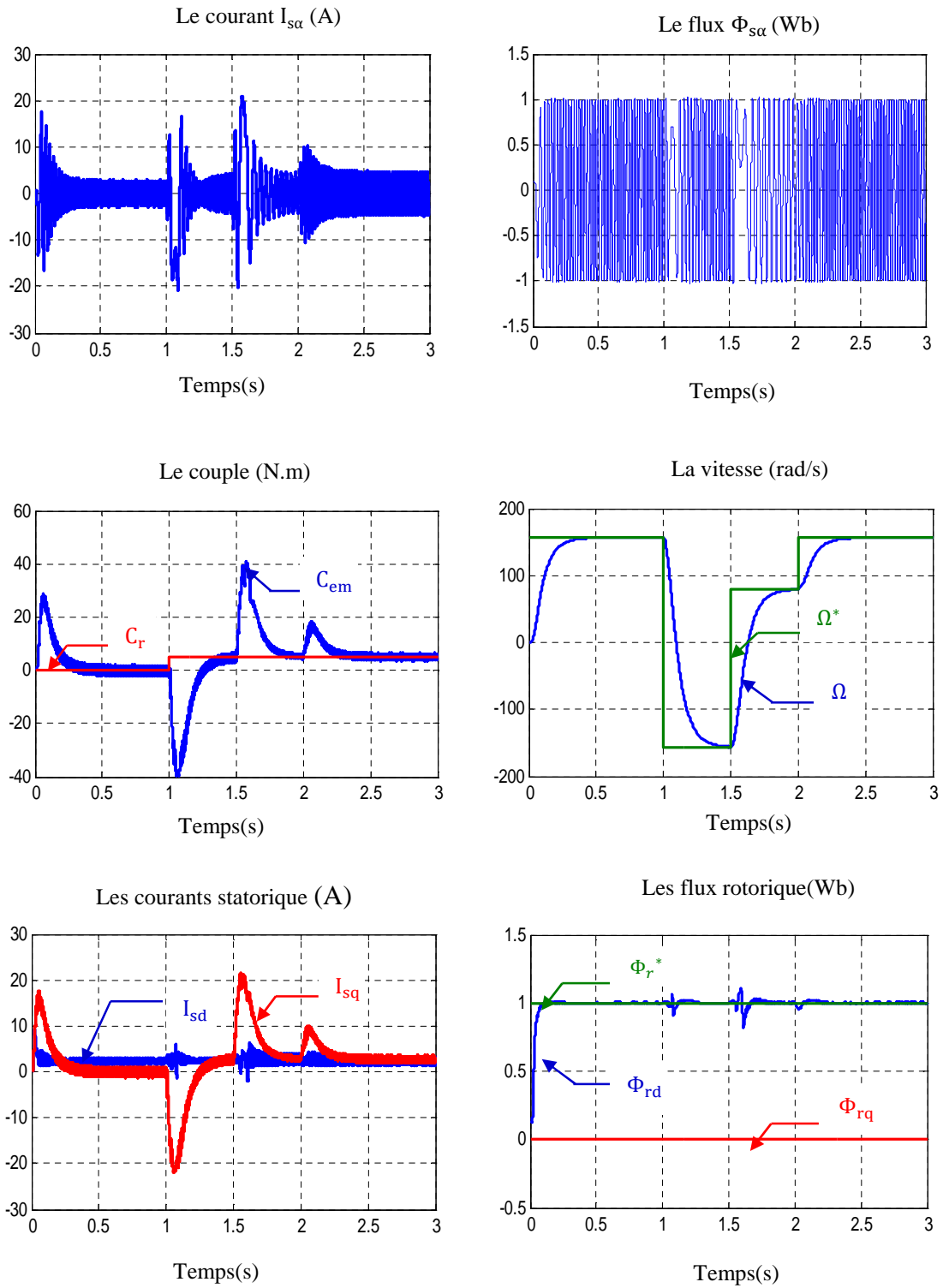
On remarque qu'à chaque instant de variation de l'inverse de la constante de temps rotorique toutes les grandeurs de la machine à savoir, la vitesse, le flux, le couple électromagnétique et les courants présentent une petite perturbation rejetée après un temps très court.

On remarque d'après ce test que la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique influe sur le découplage ( $\Phi_{rq} \neq 0$ ).

#### II-5-2-3 Essai avec variation de $(1/T_s)$

On représente les résultats de simulation de la commande vectorielle directe dans la Fig. (II.14) pour la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique. On applique à  $t=1.5 s$ , un échelon de  $(1.5/T_r)$  et à  $t=2s$  un échelon de  $(2/T_r)$ .

On remarque qu'à chaque instant de variation de l'inverse de la constante de temps statorique toutes les grandeurs de la machine à induction, présentent une petite perturbation rejetée après un temps très court.



**Fig. (II.13) Variation de la vitesse**

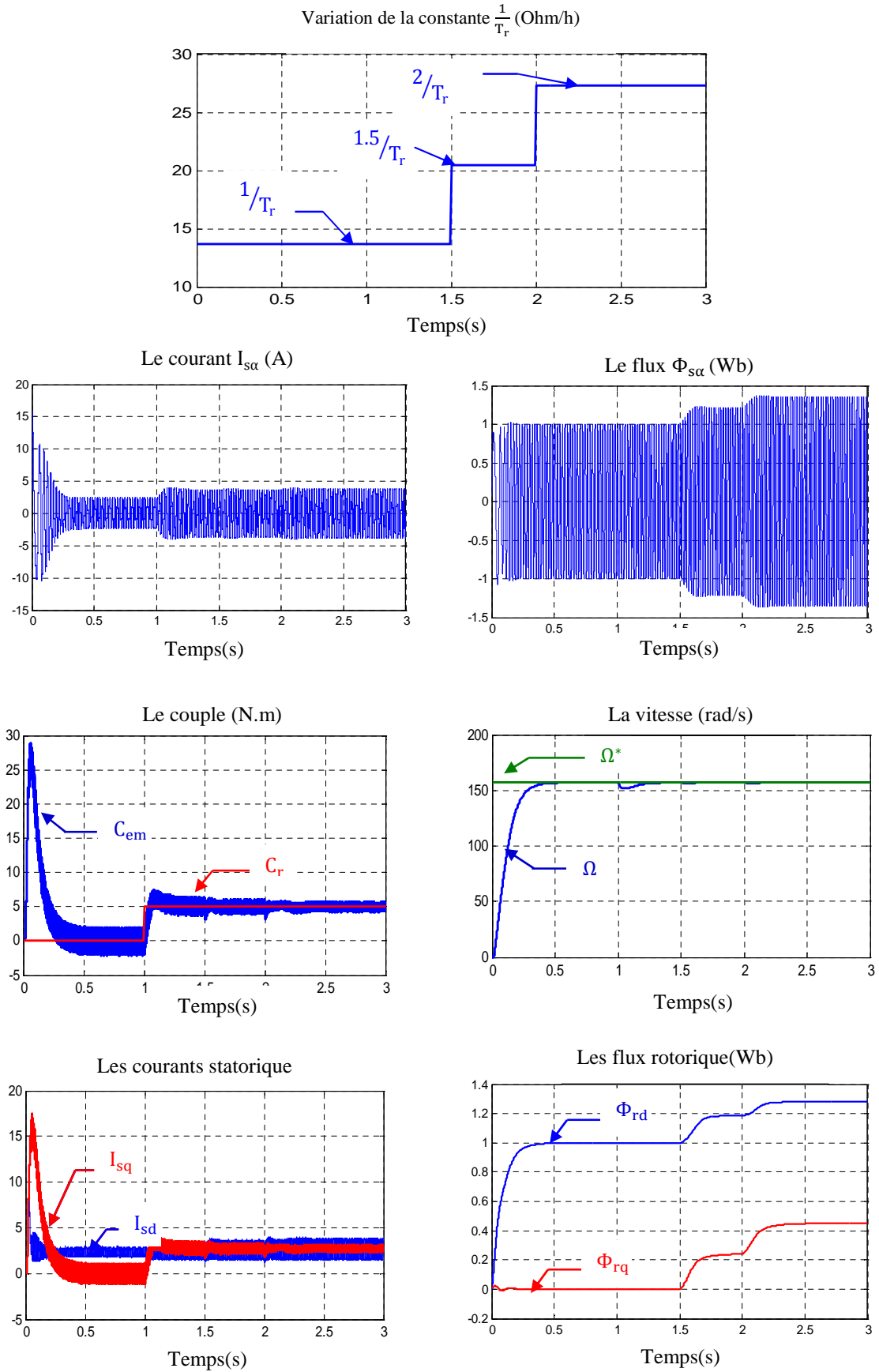
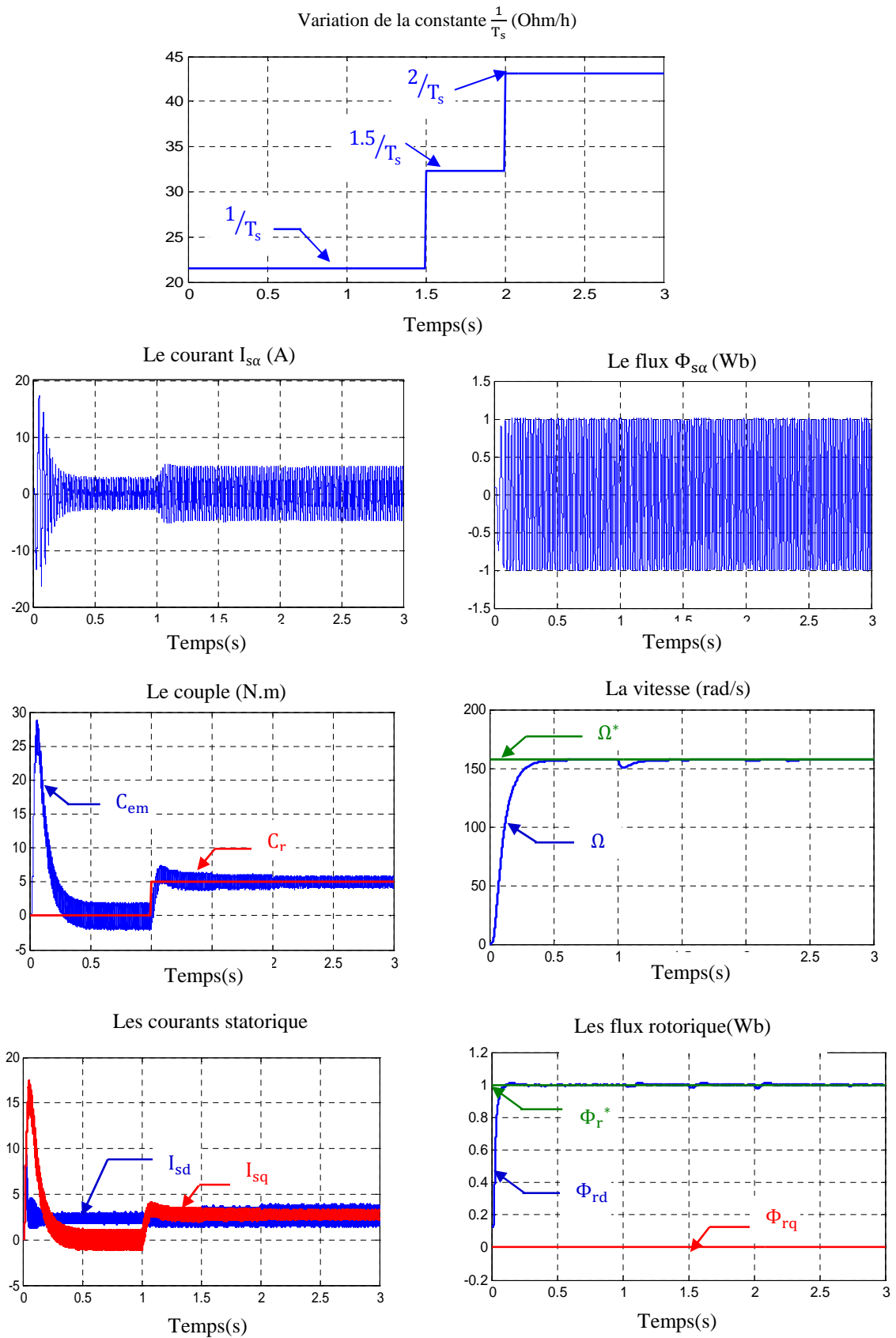


Fig. (II.14) Variation de l'inverse de la constante de temps rotorique



**Fig. (II.15) Variation de l'inverse de la constante de temps statorique.**

## II-6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux.

Les résultats de simulation que nous avons présentés sont relatifs à la commande vectorielle directe. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances malgré la perturbation due à l'augmentation du couple de charge.

La technique de la commande vectorielle directe par l'orientation du flux rotorique permet de traiter le problème qui réside dans le chapitre (1) mais 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) pour cette raison qu'on a recours aux techniques développées basées sur l'introduction des observateurs et qui font l'objet de l'étude qui suit.

**Chapitre III**

**Estimation des**

**Paramètres Résistifs**

**de la Machine à**

**Induction**

### III-1 Introduction

La commande vectorielle de la machine à induction offre la possibilité d'atteindre de hautes performances en régime transitoire ou statique. Cela dépend de l'estimation de la valeur du flux dans la machine et de son orientation influencée par les variations de la constante de temps rotorique en fonction des variations de la température. La mise en œuvre d'une adaptation en temps réel pour préserver les hautes performances de la commande est nécessaire. L'estimation des paramètres électriques d'une machine à induction au cours du fonctionnement du variateur de vitesse permet de réactualiser les données paramétriques du modèle de connaissance. Quelle que soit la méthode d'estimation utilisée, elle doit fonctionner en ligne. Le traitement en ligne de l'information doit se superposer aux algorithmes de pilotage du variateur de vitesse.

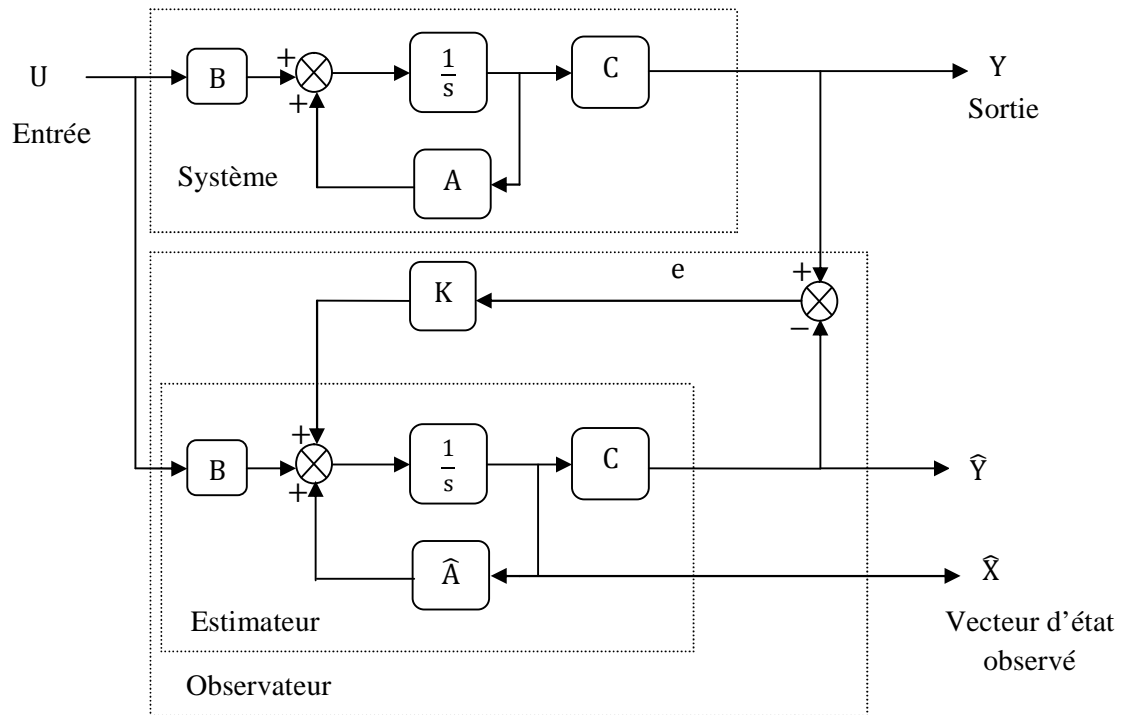
Plusieurs méthodes d'estimation de la résistance rotorique ou l'inverse de la constante de temps rotorique sont présentées dans la littérature spécialisée [9]. Dans ce chapitre, trois approches seront utilisées pour l'estimation de la constante de temps rotorique, un estimateur basé sur un système adaptatif avec modèle de référence (MRAS), un observateur de type Luenberger avec des dispositifs d'adaptation des constantes de temps ( $1/T_r$  et  $1/T_s$ ) et un observateur de flux rotorique «Gopinath modèle», et enfin une étude comparative sera présentée.

### III-2 Principe de L'observateur

Il existe de nombreuses techniques d'observation classées en fonction de trois critères Différents :

- Observateurs linéaires et non –linéaires selon la nature de système.
- Observateurs déterministes qui prennent pas considération la perturbation externes de système et observateurs stochastique qui se basent sur la présence des bruits, ceux la sont en fonction de l'environnement.
- Observateurs d'ordre complet ou réduit cela dépend de vecteur d'état à estimer.

Le schéma de principe d'un observateur est donné par la figure (III.1)



**Fig. (III.1) : Schéma de Principe d'un observateur**

Le modèle mathématique de la machine à induction, pris comme un système linéaire variant dans le temps, est donné par:

$$\dot{X} = A(R)X + BU$$

$$Y = CX$$

Où :

$A(R)$  : est la matrice de transition non stationnaire.

$B$  : est la matrice d'entrée du système.

$C$  : est la matrice de sortie.

$K$  : est un gain matrice à ajuster pour minimiser l'erreur entre les grandeurs mesurés et celles estimés.

$e$  : erreur d'observation.

### III-3 Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique par la technique MRAS

L'approche par le système adaptatif avec modèle référence MRAS à été proposée par Schauder elle est basée sur deux modèles pour l'estimation du flux rotorique. Le premier modèle de référence ne dépendant pas de la constante de temps rotorique, fournit le flux rotorique. Le deuxième modèle ajustable, qui est directement dépendant de la constante de temps rotorique, fournit le flux rotorique estimé. L'erreur entre ces deux modèles injectée dans un mécanisme d'adaptation donne une estimation de la constante de temps rotorique [10].

On considère dans ce cas, que la vitesse est un paramètre constant alors que la constante de temps rotorique sera prise comme un paramètre variable à estimer.

On considère les équations rotoriques comme étant le modèle ajustable donné par :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.1})$$

Le flux estimé est alors :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{\hat{T}_r} + j\omega\right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{\hat{T}_r} \bar{I}_s \quad (\text{III.2})$$

On définit l'erreur vectorielle comme suit :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_r + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega(\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r) + M\bar{I}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \quad (\text{III.3})$$

On pose :

$$\bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r = \bar{\varepsilon}$$

On remplace dans l'équation (III.3) on trouve :

$$\dot{\bar{\Phi}}_r - \dot{\hat{\Phi}}_r = -\frac{1}{T_r} (\bar{\varepsilon} + \hat{\Phi}_r) + \frac{1}{\hat{T}_r} \hat{\Phi}_r + j\omega\bar{\varepsilon} + M\bar{I}_s \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) \quad (\text{III.4})$$

La dynamique de l'erreur s'écrit :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega\right) \bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}\right) (M\bar{I}_s - \hat{\Phi}_r) \quad (\text{III.5})$$

Sous forme matricielle :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = A\bar{\varepsilon} + W \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\varepsilon}_\alpha \\ \dot{\varepsilon}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} + \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

W : Terme non linéaire.

$$W = \left( \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \varepsilon_\alpha \\ \varepsilon_\beta \end{bmatrix} \quad \text{Et} \quad \hat{\Phi} = \begin{bmatrix} \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varepsilon_\alpha = \Phi_{r\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ \varepsilon_\beta = \Phi_{r\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{cases}$$

L'expression (III.5) possède un terme non linéaire, la stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de Lyapunov

On considère la fonction de Lyapunov candidate suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \left( \frac{\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}}{\lambda} \right)^2 \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r}$$

La dérive par rapport au temps est :

$$\frac{dV}{dt} = \left( \frac{d\varepsilon^T}{dt} \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left( \frac{d\varepsilon}{dt} \right) + \frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (\text{III.11})$$

Après tout calcul fais on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) \varepsilon + W^T \varepsilon + \varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d\left(\frac{1}{\hat{T}_r}\right)}{dt} \quad (\text{III.12})$$

On pose :

$$W^T \varepsilon + \varepsilon^T W = 2\varepsilon^T W$$

Donc

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T (A^T + A) + 2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d\left(\frac{1}{T_r}\right)}{dt} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$\varepsilon^T W = [\varepsilon_\alpha \quad \varepsilon_\beta] \frac{\Delta}{T_r} \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro, (III.13) doit être définie négative.

Le premier terme de (III.13) est négatif.

$$(A^T + A) = -\frac{2}{T_r} < 0 \quad \text{Quelque soit } \omega$$

Alors le reste de l'expression (III.13) doit être nul pour assurer la négativité.

$$2\varepsilon^T W - \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d\left(\frac{1}{T_r}\right)}{dt} = 0 \quad (\text{III.14})$$

$$2\varepsilon^T W = \frac{2}{\lambda} \frac{\Delta}{T_r} \frac{d\left(\frac{1}{T_r}\right)}{dt} \quad (\text{III.15})$$

On a:

$$[\varepsilon_\alpha \quad \varepsilon_\beta] \begin{bmatrix} MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha} \\ MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\lambda} \frac{d\left(\frac{1}{T_r}\right)}{dt} \quad (\text{III.16})$$

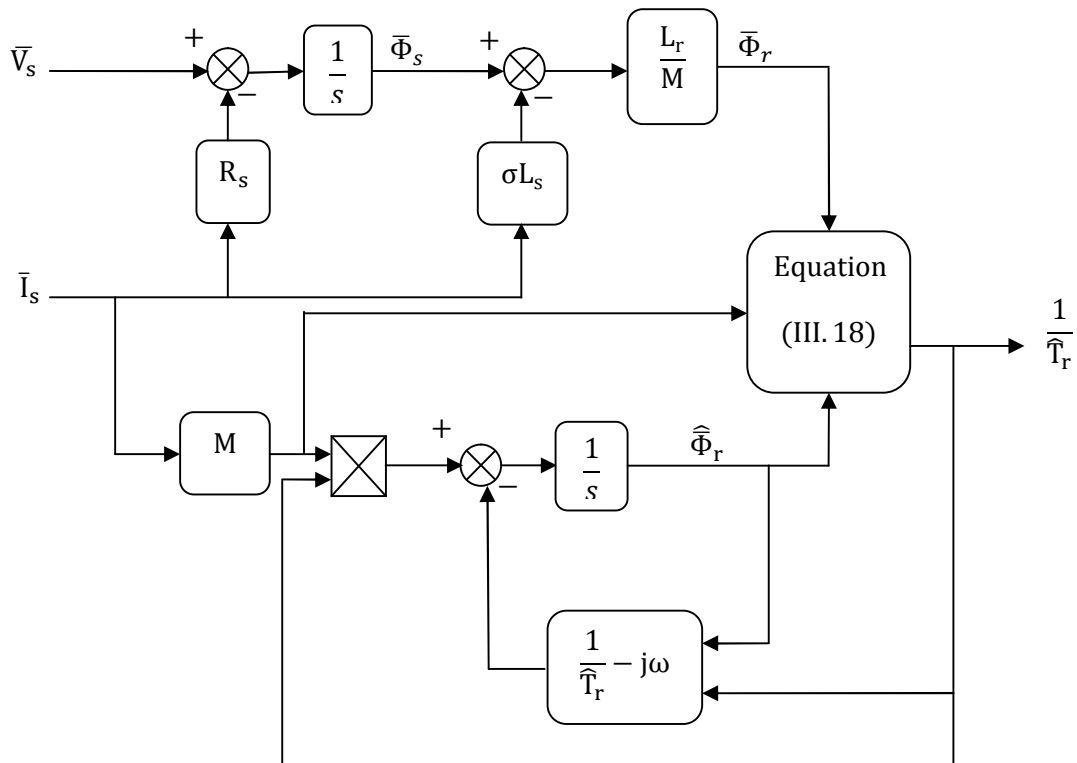
La loi d'adaptation est déduite comme suite :

$$\frac{1}{\lambda} \frac{d\left(\frac{1}{T_r}\right)}{dt} = \varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta}) \quad (\text{III.17})$$

On obtient :

$$\frac{1}{T_r} = K_p (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) + K_i \int (\varepsilon_\alpha (MI_{s\alpha} - \hat{\Phi}_{r\alpha}) + \varepsilon_\beta (MI_{s\beta} - \hat{\Phi}_{r\beta})) \quad (\text{III.18})$$

Le schéma bloc correspondant à cette technique est montré par la figure suivante :



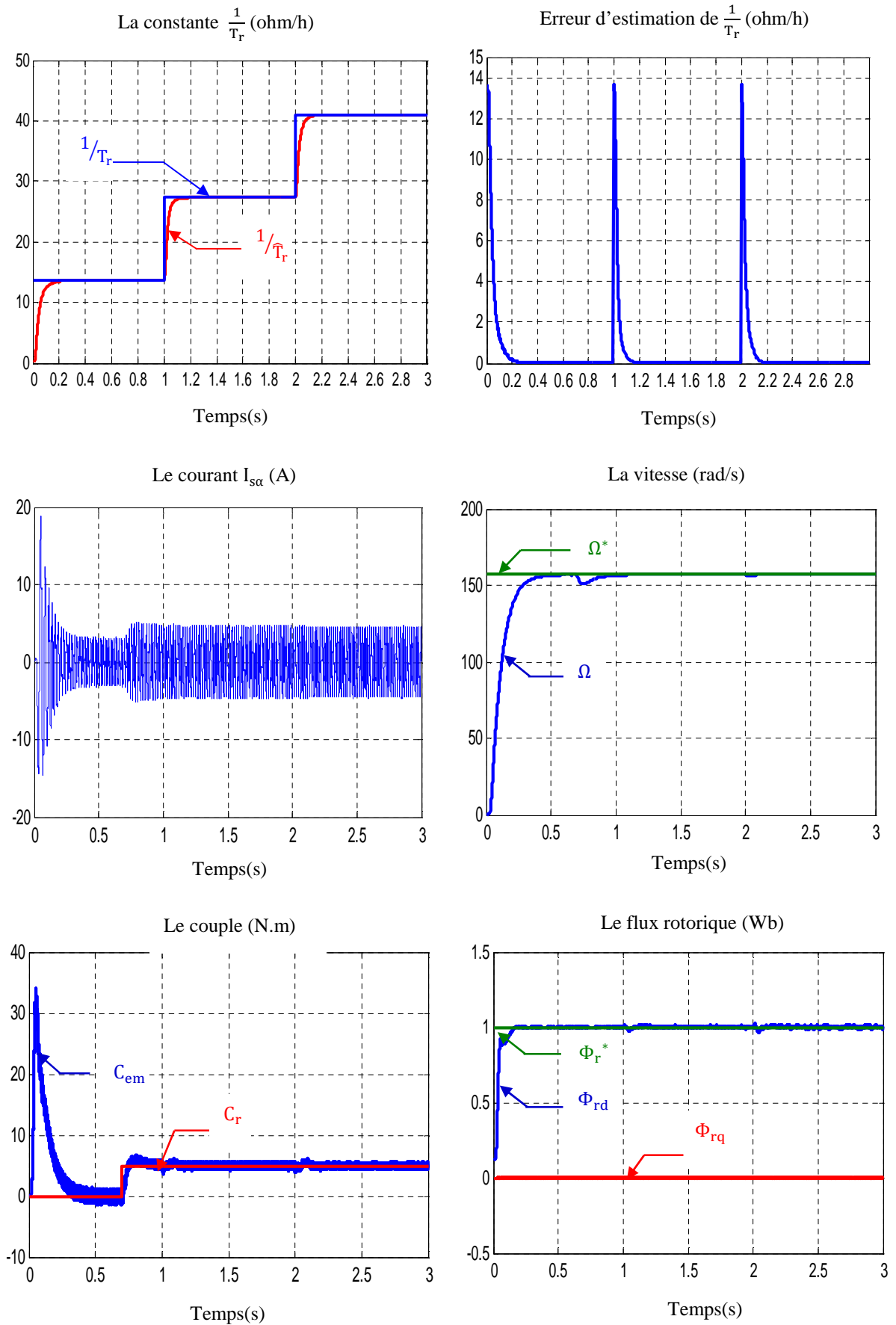
**Fig. (III.2) Estimation de  $1/T_r$  basée sur la technique MRAS**

### III-3-1 Résultats de simulation

Afin de tester l'efficacité de l'observateur par MRAS avec l'adaptation de l'inverse de la constante de temps rotorique on procède à la simulation suivante:

La machine est alimentée par un onduleur de tension et tournant sous une charge nominale après un démarrage à vide, cela est représenté par la Fig. (III.3). Au début de la simulation tous les paramètres du moteur prennent leurs valeurs nominales, on applique un échelon de l'inverse de la constante de temps rotorique à  $t = 1s$  ( $+\frac{1}{T_r}$ ) et à  $t = 2s$  ( $+\frac{1}{T_r}$ ).

On remarque qu'à chaque instant de variation de l'inverse de la constante de temps rotorique toutes les grandeurs de la machine à induction la vitesse, le flux rotorique rotorique et le couple électromagnétique présentent une petite perturbation rejetée par la suite. On constate d'après ce test que le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est maintenu.



**Fig. (III.3) Résultat de simulation de  $1/T_r$  basé sur la technique MRAS**

### III-4 Estimation en temps réel de la constante de temps basée sur l'observateur de Luenberger

La méthode repose sur l'utilisation d'un observateur de "Luenberger" adaptatif pour l'estimation en temps réel de la constante de temps rotorique et la constante de temps statorique de la machine à induction.

L'observateur peut être décrit par le modèle suivant :

$$\dot{\hat{X}} = \left[ A_{\frac{1}{T_r}} \left( \frac{1}{T_r} \right) + A_{\frac{1}{T_s}} \left( \frac{1}{T_s} \right) \right] \hat{X} + BU + K(I_s - \hat{I}_s) \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$\hat{X} = [\hat{I}_{s\alpha} \ \hat{I}_{s\beta} \ \hat{\Phi}_{r\alpha} \ \hat{\Phi}_{r\beta}]^T$$

$$A_{\frac{1}{T_s}} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A_{\frac{1}{T_r}} = \begin{bmatrix} -\frac{M^2}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M^2}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ M & 0 & -1 & 0 \\ 0 & M & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

On définit l'erreur d'estimation entre le flux rotorique et le courant statorique par :

$$\begin{cases} \varepsilon_{I_{s\alpha}} = I_{s\alpha} - \hat{I}_{s\alpha} \\ \varepsilon_{I_{s\beta}} = I_{s\beta} - \hat{I}_{s\beta} \end{cases}$$

$$\dot{\varepsilon} = \left[ \left( A_{\frac{1}{T_s}} \left( \frac{1}{T_s} \right) + A_{\frac{1}{T_r}} \left( \frac{1}{T_r} \right) \right) - KC \right] \varepsilon + \left( \Delta A_{\frac{1}{T_s}} + \Delta A_{\frac{1}{T_r}} \right) \hat{X} \quad (\text{III.20})$$

Avec :

$$\Delta A_{\frac{1}{T_s}} = A_{\frac{1}{T_s}} \left( \frac{1}{T_s} \right) - A_{\frac{1}{T_s}} \left( \frac{1}{T_s} \right) = \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\Delta A_{\frac{1}{T_r}} = A_{\frac{1}{T_r}} \left( \frac{1}{T_r} \right) - A_{\frac{1}{\hat{T}_r}} \left( \frac{1}{\hat{T}_r} \right) = \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) \begin{bmatrix} -\frac{M^2}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{M^2}{\sigma L_s L_r} & 0 & \frac{M}{\sigma L_s L_r} \\ M & 0 & -1 & 0 \\ 0 & M & 0 & -1 \end{bmatrix}$$

L'expression (III.20) possède deux termes non linéaires. La stabilité de l'erreur sera étudiée, en utilisant la théorie de Lyapunov suivante :

$$V = \varepsilon^T \varepsilon + \frac{\left( \frac{\Delta}{T_s} \right)^2}{\lambda_1} + \frac{\left( \frac{\Delta}{T_r} \right)^2}{\lambda_2} \quad (\text{III.21})$$

On a :

$$\begin{cases} \frac{\Delta}{T_s} = \frac{1}{T_s} - \frac{1}{\hat{T}_s} \\ \frac{\Delta}{T_r} = \frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

Sa dérivée par rapport au temps est donnée par :

$$\frac{dV}{dt} = \left( \frac{d\varepsilon^T}{dt} \right) \varepsilon + \varepsilon^T \left( \frac{d\varepsilon}{dt} \right) + \frac{1}{\lambda_1} \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_s} \right)^2 + \frac{1}{\lambda_2} \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right)^2 \quad (\text{III.23})$$

Après calcul on trouve :

$$\frac{dV}{dt} = \varepsilon^T [(A - KC)^T + (A - KC)] \varepsilon + 2\varepsilon^T \left( \Delta A_{\frac{1}{T_s}} + \Delta A_{\frac{1}{T_r}} \right) \hat{X} - \frac{2}{\lambda_1} \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) - \frac{2}{\lambda_2} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) \quad (\text{III.24})$$

Avec :

$$\begin{cases} \varepsilon^T \Delta A_{\frac{1}{T_s}} \hat{X} = \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{1}{\sigma} \left( \varepsilon_{I_{s\alpha}} \hat{I}_{s\alpha} + \varepsilon_{I_{s\beta}} \hat{I}_{s\beta} \right) \\ \varepsilon^T \Delta A_{\frac{1}{T_r}} \hat{X} = \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{1-\sigma}{M\sigma} \left( \varepsilon_{I_{s\alpha}} (\hat{\Phi}_{r\alpha} - M \hat{I}_{s\alpha}) + \varepsilon_{I_{s\beta}} (\hat{\Phi}_{r\beta} - M \hat{I}_{s\beta}) \right) \end{cases}$$

Pour assurer la convergence de l'erreur vers zéro (III.24) doit être définit négative

Le choix de la matrice de gain K permet d'assurer la négativité du premier terme :

$$\varepsilon^T [(A - KC)^T + (A - KC)] \varepsilon \leq 0$$

Alors le reste de l'équation (III.23) doit être nulle :

$$2\varepsilon^T \left( \Delta A_{\frac{1}{T_s}} + \Delta A_{\frac{1}{T_r}} \right) \hat{X} - \frac{2}{\lambda_1} \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) - \frac{2}{\lambda_2} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) = 0 \quad (\text{III.25})$$

On égalise le deuxième terme et l'équation terme puis le troisième terme et le cinquième terme de l'équation (III.24) :

$$\begin{cases} 2\varepsilon^T \Delta A_{\frac{1}{T_s}} \hat{X} = \frac{2}{\lambda_1} \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_s} \right) \\ 2\varepsilon^T \Delta A_{\frac{1}{T_r}} \hat{X} = \frac{2}{\lambda_2} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) \frac{d}{dt} \left( \frac{\Delta}{T_r} \right) \end{cases} \quad (III.26)$$

La loi d'adaptation de la constante de temps statorique est déduite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{T}_s} \right) = \frac{\lambda_1}{\sigma} \left( \varepsilon_{I_{s\alpha}} \hat{I}_{s\alpha} + \varepsilon_{I_{s\beta}} \hat{I}_{s\beta} \right) \\ \frac{1}{\hat{T}_s} = \int \frac{\lambda_1}{\sigma} \left( \varepsilon_{I_{s\alpha}} \hat{I}_{s\alpha} + \varepsilon_{I_{s\beta}} \hat{I}_{s\beta} \right) \end{cases} \quad (III.27)$$

La loi d'adaptation de la constante de temps rotorique est déduite comme suite :

$$\frac{d}{dt} \left( \frac{1}{\hat{T}_r} \right) = \lambda_2 \frac{1-\sigma}{M\sigma} \left( \varepsilon_{I_{s\alpha}} (\hat{\Phi}_{r\alpha} - M\hat{I}_{s\alpha}) + \varepsilon_{I_{s\beta}} (\hat{\Phi}_{r\beta} - M\hat{I}_{s\beta}) \right) \quad (III.28)$$

Ce qui se traduit tout simplement par l'utilisation d'un régulateur PI comme mécanisme d'adaptation

$$\frac{1}{\hat{T}_r} = K_p \left( \varepsilon_{I_{s\alpha}} (\hat{\Phi}_{r\alpha} - M\hat{I}_{s\alpha}) + \varepsilon_{I_{s\beta}} (\hat{\Phi}_{r\beta} - M\hat{I}_{s\beta}) \right) + K_i \int \left( \varepsilon_{I_{s\alpha}} (\hat{\Phi}_{r\alpha} - M\hat{I}_{s\alpha}) + \varepsilon_{I_{s\beta}} (\hat{\Phi}_{r\beta} - M\hat{I}_{s\beta}) \right) \quad (III.29)$$

Le schéma bloc correspondant à l'estimation, représenté par la Fig. (III.4)

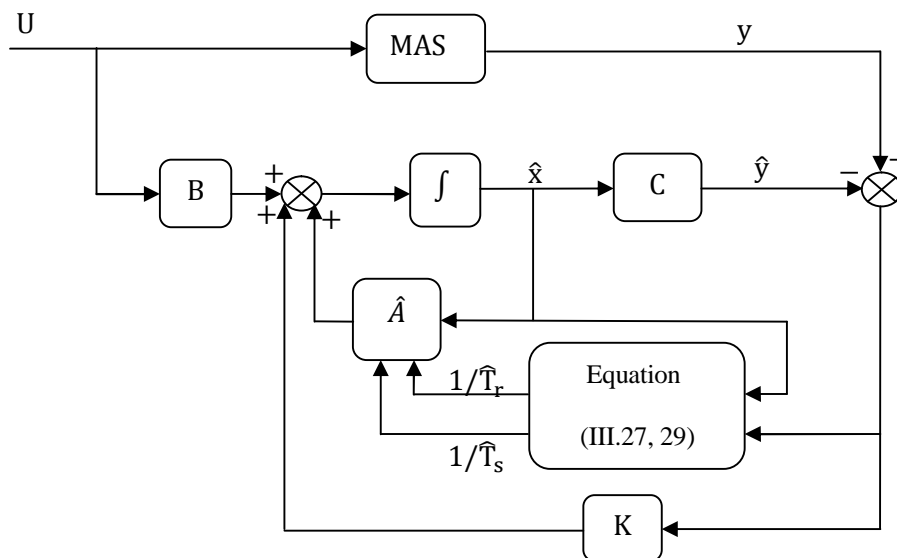


Fig. (III.4) L'estimation de  $1/T_r$  et  $1/T_s$  basé sur l'observateur de Luenberger

III-4-1 Résultat de simulation

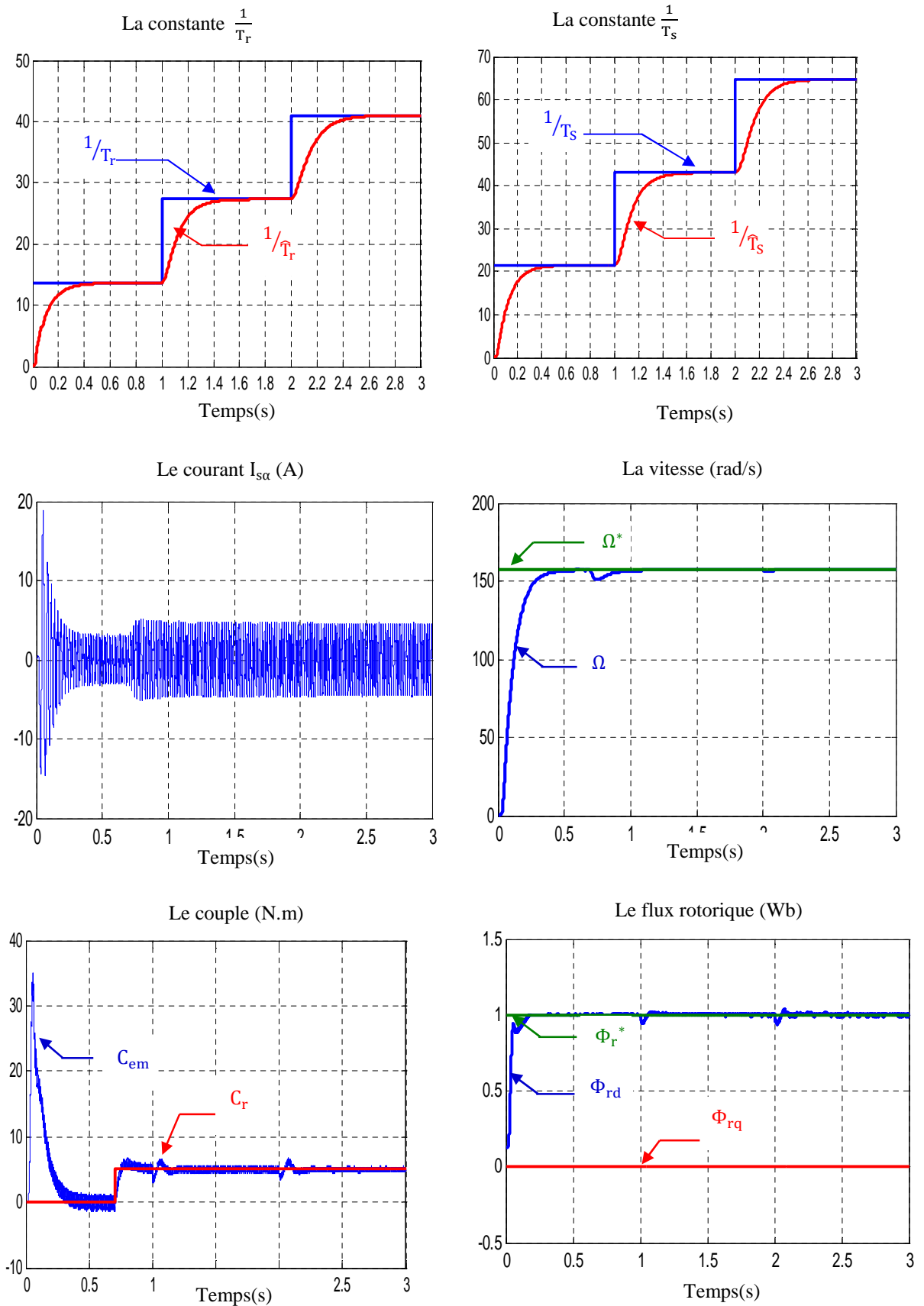


Fig. (III.5) Résultats de simulation de  $1/T_r$  et  $1/T_s$  basés sur l'observateur de Luenberger

La Fig. (III.5) montre le résultat de simulation de la machine alimentée par un onduleur de tension et soumis à une charge nominale à  $t=0.7s$ . Au début de la simulation tous les paramètres de la machine prennent leurs valeurs nominales, on applique à  $t=1s$ , des échelons de  $(+\frac{1}{T_r})$  et  $(+\frac{1}{T_s})$  et à  $t=2s$  on applique des échelons  $(+\frac{1}{T_r})$  et  $(+\frac{1}{T_s})$ .

Les résultats montrent qu'avec l'estimation proposée que l'inverse de la constante de temps rotorique (statorique) suit exactement sa valeur imposé, et que le flux rotorique suit sa référence avec une bonne orientation sur l'axe (d), on peut dire que le découplage est maintenu.

### III-5 Estimations de $1/T_r$ à Base d'un Observateur de flux « Gopinath Modèle »

Pour réaliser une commande vectorielle performante relativement insensible à la variation paramétrique, on utilise un observateur de flux rotorique « Gopinath modèle ». Cet observateur est basé sur la résolution séparée des équations du rotor et du stator, décrit dans le référentiel du stator. Deux estimateurs du flux rotorique peuvent être utilisés, le premier « modèle en courant » il est obtenu par la résolution des équations du rotor et en utilisant les courants statorique mesurés, de la même manière les équations du stator peuvent être arrangées pour obtenir le second estimateur « modèle en tension » en utilisant les valeurs mesurées des tensions et des Courants statoriques.

#### III-5-1 Principe de L'observateur « Gopinath Modèle »

Plusieurs auteurs ont proposé des estimateurs de flux rotorique en boucle fermée basés sur la combinaison de deux estimateurs de flux rotorique en boucle ouverte. Le flux estimé par le premier estimateur est comparé avec celui estimé par le deuxième estimateur. Ensuite, l'erreur résultante est traitée par un correcteur linéaire ou non linéaire qui force le flux estimé à converger vers la référence [11].

On considère le modèle en courant donné par les équations rotorique suivant :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{M}{T_r} \bar{I}_s - \frac{1}{T_r} \bar{\Phi}_r + j\omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{III.30})$$

Cette équation présente un estimateur simple mais qui cause des erreurs en haute vitesse

Et le modèle en tension est donné par les équations statorique suivant

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} \right) \quad (\text{III. 31})$$

Cet estimateur présente une intégration en boucle ouverte et une imprécision en basse vitesse. Une solution hybride étant réalisée par la combinaison de ces deux estimateurs.

L'erreur  $\bar{V}_e$  est appliquée au correcteur PI, dont la sortie  $\bar{V}_e$  obtenu est utilisée dans l'estimateur de flux statorique, ce dernier est estimé par :

$$\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_r \bar{I}_r + \bar{V}_e \quad (\text{III. 32})$$

L'observateur du flux est illustré par la fig. (III.6).

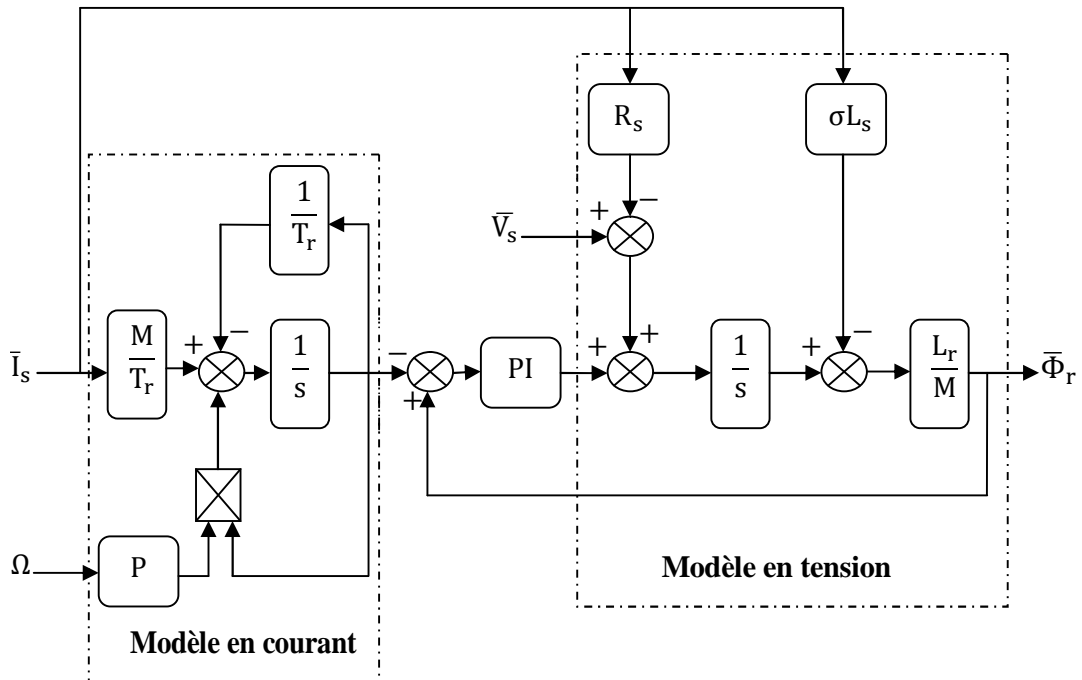


Fig (III.6) Observateur de flux rotorique «Gopinath modele »

### III-5-2 Estimation de la constante de temps rotorique

La position du flux rotorique  $\theta_s$  est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} \cos \theta_s = \frac{\Phi_{r\alpha}}{|\Phi|} \\ \sin \theta_s = \frac{\Phi_{r\beta}}{|\Phi|} \\ \theta_s = \text{Arctag} \frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \end{cases} \quad (\text{III. 33})$$

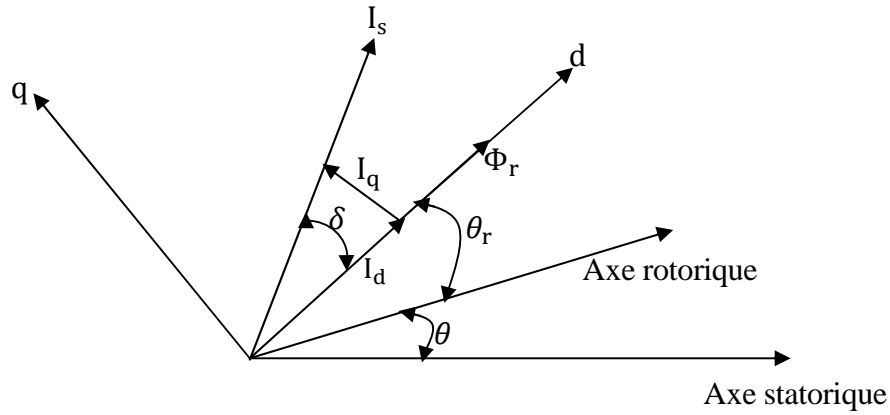
Donc le module du flux est donné par :

$$|\Phi| = \sqrt{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (\text{III.34})$$

A partir de l'équation (III.33) on obtient:

$$\begin{cases} I_{sd} = \frac{\Phi_{r\alpha}I_{s\alpha} + \Phi_{r\beta}I_{s\beta}}{|\Phi|} \\ I_{sq} = \frac{\Phi_{r\alpha}I_{s\beta} - \Phi_{r\beta}I_{s\alpha}}{|\Phi|} \end{cases} \quad (\text{III.35})$$

La Fig. (III.7) présente l'angle du couple



**Fig. (III.7) Représentation de l'angle du couple  $\delta$**

Nous pouvons définir l'angle du couple comme suit :

$$\delta = \arctg\left(\frac{I_{sq}}{I_{sd}}\right) \quad (\text{III. 36})$$

La valeur de la tangente de l'angle du couple dans le référentiel lié au champ tournant devient :

$$\text{tang}\delta^e = \frac{I_{sq}}{I_{sd}} \quad (\text{III. 37})$$

Utilisant l'équation (III .37), nous pouvons définir la valeur tangente de l'angle du couple en Fonction des grandeurs (flux et courant) dans référentiel  $(\alpha,\beta)$  comme suit :

$$\text{tang}\delta^s = \frac{\Phi_{r\alpha}I_{s\beta} - \Phi_{r\beta}I_{s\alpha}}{\Phi_{r\alpha}I_{s\alpha} + \Phi_{r\beta}I_{s\beta}} \quad (\text{III. 38})$$

Où :

Le flux rotorique sera estimé. En utilisant les courants mesurés et les tensions d'alimentation

De la machine, comme suit :

$$\bar{\Phi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \cdot \bar{I}_s) dt \tag{III. 39}$$

On peut aussi opter pour une orientation du flux rotorique, mais cela introduit des paramètres

Supplémentaires pour l'estimation

$$\bar{\Phi}_r = \frac{L_r}{M} (\bar{\Phi}_s - \sigma L_s \bar{I}_s) \tag{III.40}$$

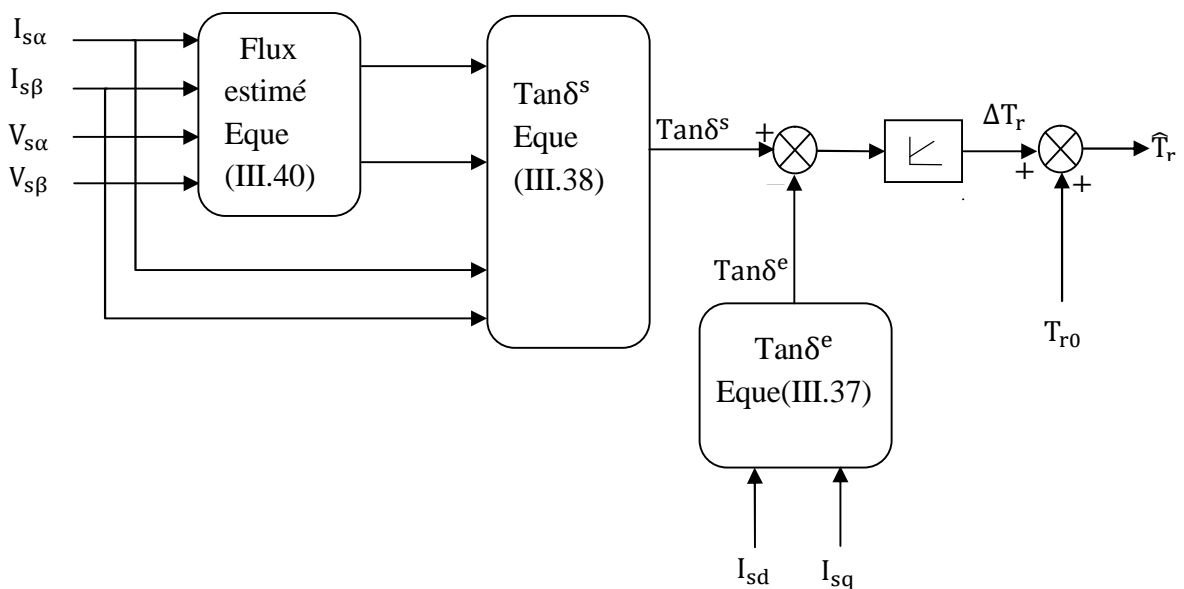
Si la constante de temps rotorique  $T_r$  reste constante et d'après les équations (III.37) et (III.38), les deux tangente du l'angle du couple  $\text{tang}\delta^s$  dans le référentiel lié au stator ( $\alpha, \beta$ ) et  $\text{tang}\delta^e$  et dans le référentiel lié au champ tournant ( $d, q$ ) ont la même valeur :

$$\text{tang}\delta^s = \text{tang}\delta^e \tag{III. 41}$$

Par contre, si  $T_r$  varie, on aura un couplage entre les composantes du couple électromagnétique (flux et courant statorique) ce qui influe sur les valeurs des deux tangentes.

La déférence entre les deux tangentes présente la variation de la constante de temps rotorique  $\Delta T_r$  comme la montre dans la Fig. (III.8).

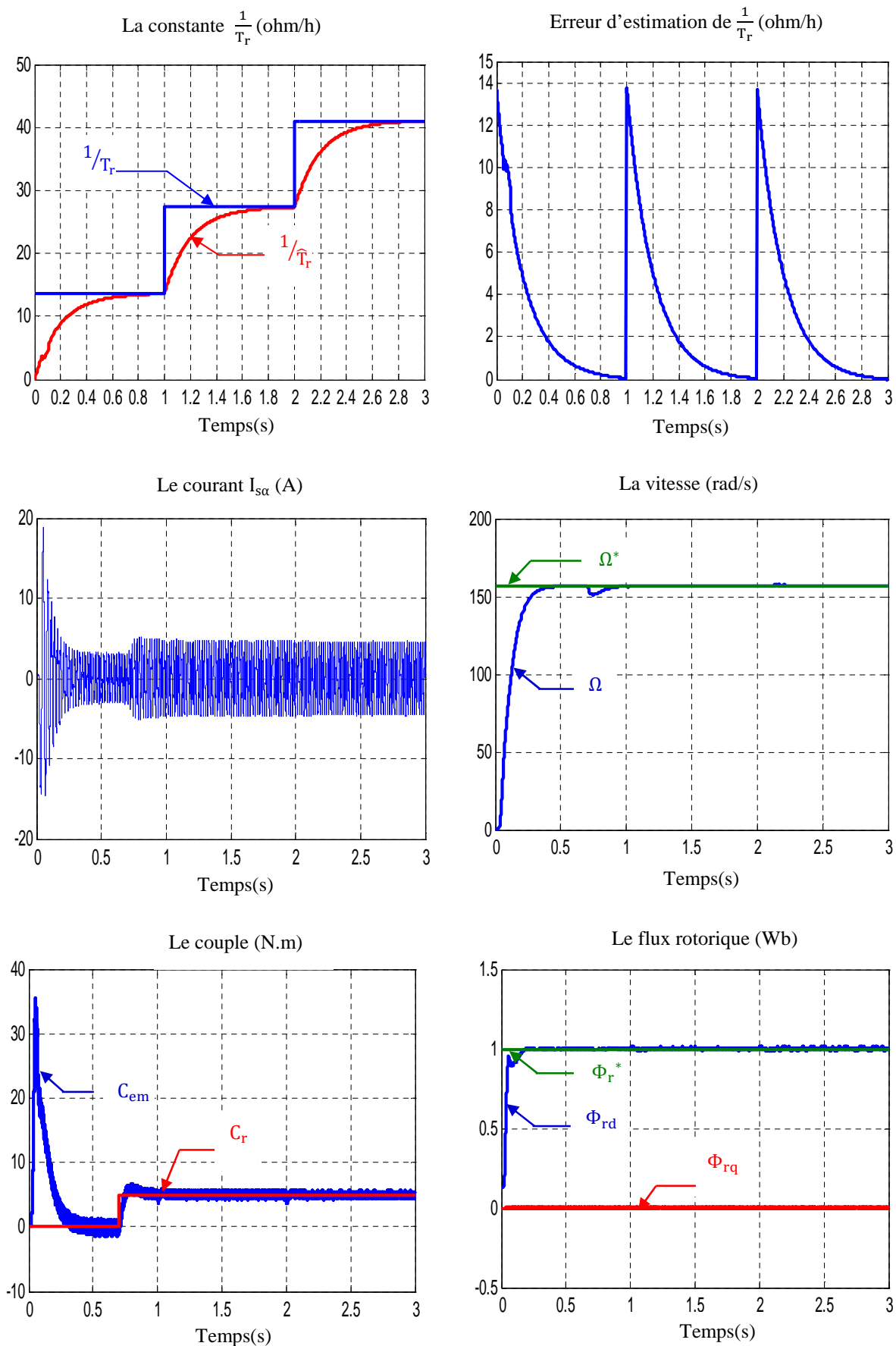
$$\hat{T}_r = T_{r0} + \Delta T_r \tag{III. 42}$$



**Fig. (III.8) Schéma bloc de l'estimation de la constante du temps rotorique**

### III-5-3 Résultats de simulation

La Fig. (III.9) montre le résultat de simulation correspondant à un observateur de flux rotorique par Gopinath modèle.



**Fig. (III.9) Résultats de simulation de l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique basé sur l'observateur du modèle de Gopinath**

La machine est alimentée par un onduleur de tension et soumise à une charge nominale à  $t=0.7s$ . Au début de la simulation tous les paramètres du moteur prennent leurs valeurs nominales, on applique à  $t=1s$ , un échelon de la résistance rotorique ( $+\frac{1}{2}T_r$ ) et à  $t = 2s$  ( $+\frac{1}{2}T_r$ ).

L'allure de la vitesse, le couple électromagnétique et le flux rotorique présentent une faible chute rejetée par la suite puis se stabilisent à leurs valeurs de références, l'orientation du flux rotorique sur l'axe (q) prend la valeur nulle, ce qui explique que le découplage entre le couple et le flux est maintenu.

### III-6 Etude Comparative des trois Méthodes

Dans cette partie, nous avons réalisé la simulation de la machine à induction commandée vectoriellement avec estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique par les trois méthodes différentes, à savoir; la technique MRAS, l'observateur de Luenberger adaptatif pour l'estimation en temps réel de la constante de temps rotorique et la constante de temps statorique et l'observateur de flux basé sur un modèle de Gopinath. Pour connaître les performances de chaque méthode, une étude comparative s'avère nécessaire. On va appliquer différents tests de poursuite et de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques et de charge.

Nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes, le flux de référence  $1Wb$ , la vitesse de référence  $157rd/s$  et un couple de charge nominal de  $5N.m$  appliqué à l'instant  $t = 0.7s$ .

#### III-6-1 Essai de variation de la vitesse

La figure (III.10) montre les résultats correspondants à une variation de vitesse appliquée pour les trois méthodes d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique. Les résultats sont pratiquement identiques et présentent une bonne poursuite pour la variation de vitesse.

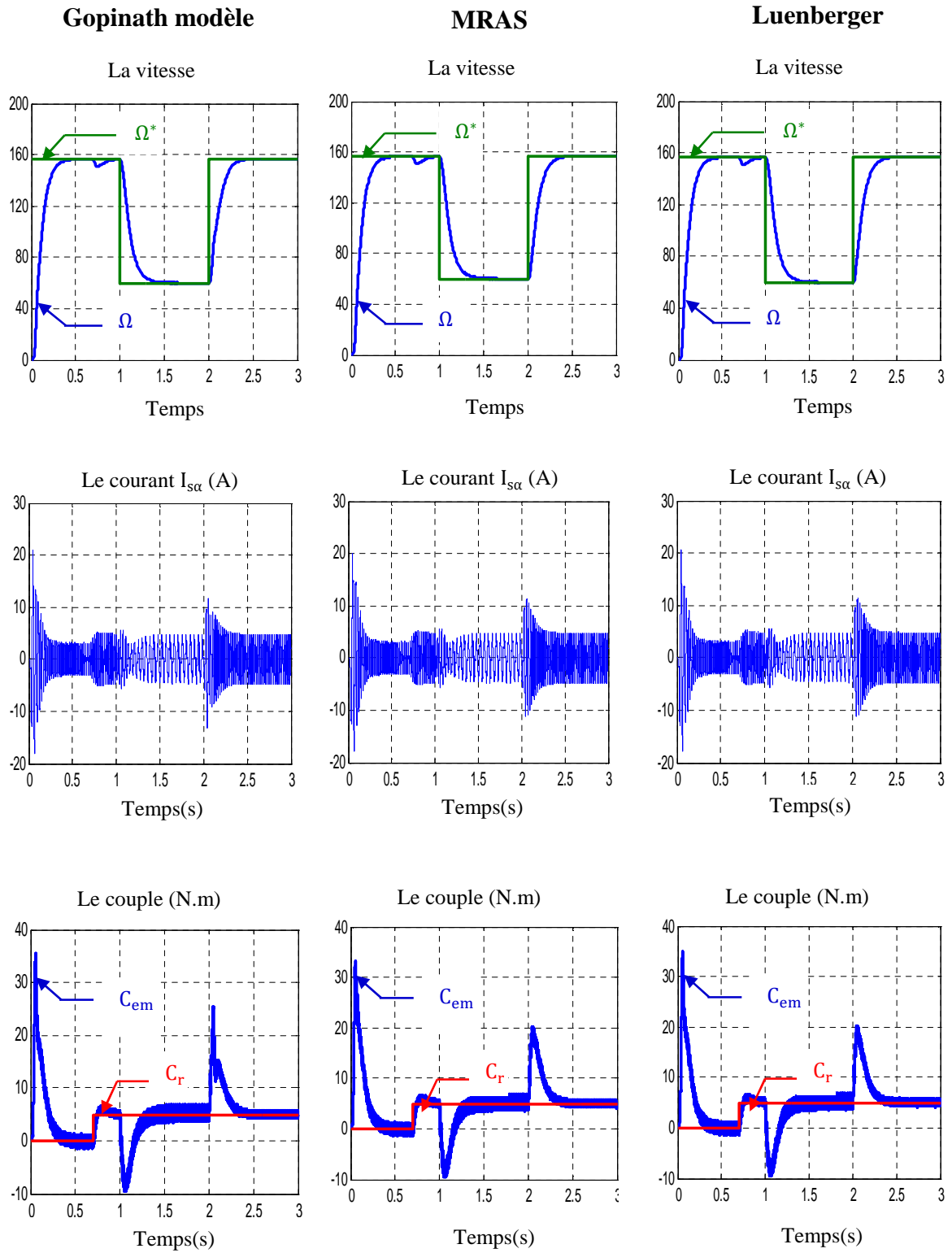
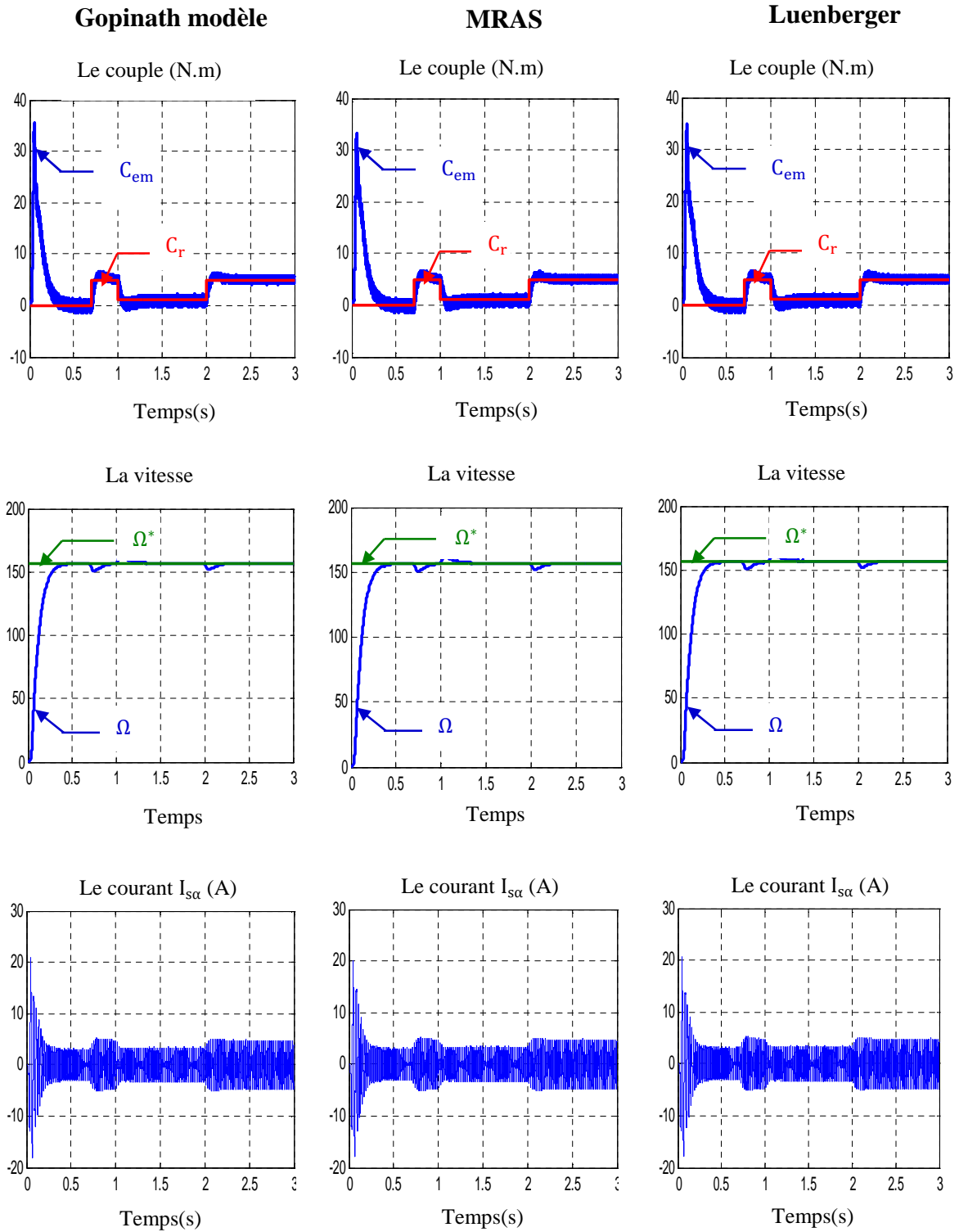


Fig. (III.10) Variation de la vitesse

**III-6-2 Essai de variation de la charge**

Les résultats correspondants à la variation de la charge sont présentés dessous. Les trois méthodes présentent un bon rejet de la perturbation.



**Fig. (III.11) Variation de la charge**

La figure suivante présente le cas de la variation de la constante de temps rotorique. Les résultats montrent une bonne poursuite de l'estimation vers sa valeur de référence.

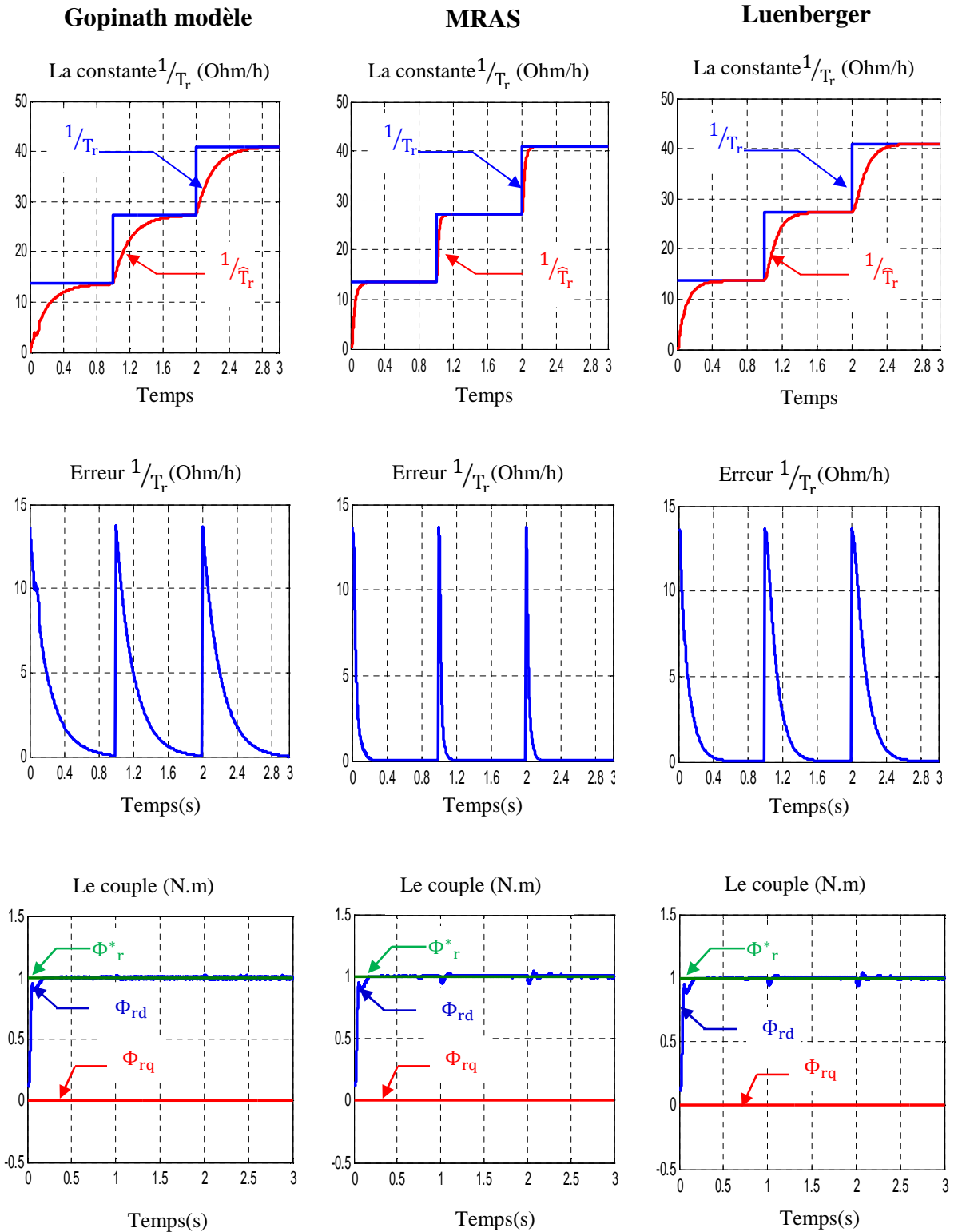


Fig. (III.12) Variation de la constante  $1/T_r$

Le tableau suivant regroupe les résultats obtenus lors de l'étude comparative des trois méthodes d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique.

Tests Méthodes	Poursuite de la vitesse	Variation de charge	Estimation de $(1/T_r)$	Rapidité de l'estimation
Méthode MRAS	Très Bonne	Bonne	Très bonne	Très rapide
Méthode de Luenberger	Très Bonne	Bonne	Assez bonne	Moins rapide
Méthode de Gopinath Modèle	Très Bonne	Bonne	Bonne	lente

Les tests de performances montrent bien l'efficacité de ces méthodes. Lors de la variation de la consigne de la vitesse, la vitesse suit exactement sa référence, donc on peut dire que les trois méthodes répondant bien à ce test. Pour la variation de la charge, on constate que le couple électromagnétique suit le couple de charge avec un pic rejeté par la suite ce explique que la sensibilité de toutes les méthodes est pratiquement le même pour la variation de la charge. Concernant l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique, on constate que l'estimation par la méthode « MRAS » donne une réponse très rapide comparativement à celles de « Luenberger » et « Gopinath modèle » qui a une réponse très lente, on constate aussi pour la méthode « MRAS » l'erreur est très petite comparativement à celles de « Luenberger » et « Gopinath modèle ».

Finalement on conclure que la méthode « MRAS » c'est la meilleure méthode pour l'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique.

### **III-7 Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons présenté des méthodologies théoriques de quelques techniques d'estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique .par l'approche MRAS, l'observateur de Luenberger et l'observateur Gopinath modèle. En effet, les résultats de simulation avec l'association de ces méthodologies présentent de bonnes Performances et une robustesse soit en régime dynamique ou permanent. Cela nous permet de conclure que l'utilisation de l'estimation est importante et apporte une amélioration à la commande vectorielle influencée par les variations paramétriques.

L'étude comparative des trois méthodes montre l'insensibilité de la commande, avec l'association de tous les observateurs, à la variation de l'inverse de la constante de temps rotorique. On peut dire que les systèmes gardent l'orientation du flux rotorique, ce explique que le découplage est toujours maintenu.

# Conclusion Générale

Le travail présenté dans ce mémoire traite au début la modélisation de la machine à induction, du contrôle vectoriel et de l'estimation du flux et de la constante de temps rotorique de la machine asynchrone triphasée à cage. Le but principal de ce mémoire est de synthétiser une commande vectorielle robuste en présence des incertitudes internes et externes.

La modélisation de la machine asynchrone triphasée a été effectuée dans le premier chapitre par modèle d'état, ce modèle repose sur les équations différentielles décrites dans le référentiel de Park. On ne peut pas parler de la commande de la machine sans citer le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'alimentation et de l'association machine – onduleur de tension à M.L.I.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté de la machine asynchrone a été présentée dans le deuxième chapitre. Nous avons proposé des techniques simples de réglage des courants et de la vitesse mécanique, en utilisant des régulateurs PI. La mise en œuvre numérique de la commande vectorielle a été effectuée entièrement dans l'environnement Simulink. Les simulations ont permis de constater de très bonnes performances dynamiques mais cette commande est affectée par la variation paramétrique de la machine et cela représente un inconvénient majeur de la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté une partie théorique sur les observateurs d'états et on a proposé deux types d'observateurs de la constante de temps rotorique, le premier est un observateur de Luenberger, le deuxième est réalisé par la technique MRAS. L'observateur de flux utilisé est basé sur le modèle de « Gopiniath ».

Les résultats de simulation de la commande vectorielle avec l'observateur de flux et l'estimation de la constante de temps rotorique montrent que l'utilisation de ces derniers est importante et améliore les performances du système avec un découplage parfait.

Cependant, des améliorations à notre travail peuvent être apportées dans le future, on suggère pour cela d'utiliser des observateurs par mode glissant ou observateur basé sur la méthode d'élimination ou d'ordre complet.

# Bibliographie

- [1] J-Pierre, J-Paul Hautier, J-Faucher, «Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone », Electrotechnique, France, Octobre1995.
- [2] Smail Bachir, « Contribution au Diagnostic de la Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique», Thèse de Doctorat, Automatique, Poitiers.
- [3] Bouakez Ouahid, «Contribution a L'analyse des Onduleurs Multi Niveaux», Thèse de Magister, Electronique de Puissance, Batna, 2005.
- [4] Tamrabet Hanane, «Robustesse d'un Contrôle Vectoriel de Structure Minimale d'une Machine Asynchrone», Thèse de Magister, Electronique de Puissance, Batna, 2006.
- [5] Philippe Ladoux « Variation de Vitesse des Machines à Courant Alternatif », Cours sur Site ([www.google.fr](http://www.google.fr)),Variateur de Vitesse d'une Machine Asynchrone).
- [6] Kherbouche Mohamed, « Minimisation du Courant Statorique L'optimisation du Niveau de Flux dans une Machine à Induction Commandée par la Méthode de Flux Orienté », Thèse de Magister, Machine électrique, Ecole Nationale Polytechnique.
- [7] Baghli Lotfi, « Contribution à la Commande de la Machine Asynchrone utilisation de la Logique Floue, des Réseau de Neurones et des Algorithmes Génétiques », Thèse de Doctorat, Génie Electrique, Nancy, 1999.
- [8] Davide Aguglia, « Identification des Paramètres du Machine à Induction Triphasée en Vue sa Commande Vectorielle », Thèse Génie Electrique, Canada.
- [9] Gabriel Buche, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone en Environnement de Temps Réel Matlab/Simulink », Thèse Doctorat, Automatismes Industriel.

[10] Chouach Souad, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », Thèse de Doctorat, Electrotechnique, Batna, 2005.

[11] Imad El-Roh «Contribution à la Commande sans Capteur de la Machine Asynchrone » Thèse Doctorat, Génie Electrique, Nancy, 2004.

# Annexe

## Paramètres de la Machine à Induction

### A.1 PARAMETRES ELECTRIQUES :

$R_s = 10\Omega$	Résistance du stator
$R_r = 6.3\Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4641H$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612H$	Inductance du rotor
$M = 0.4212H$	Inductance mutuelle
$P = 1.08KW$	Puissance électrique
$v_s = 220 / 380V$	Tension du stator

### A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.02Kgm^2$	Moment d'inertie
$f = 0.0 SI$	Coefficient de frottement

### A.3 PARAMETRES ELECTOMAGNETIQUES

$C_{em} = 5Nm$	Couple électromagnétique
$N_p = 2$	Nombre de paire de pôles

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

**Proposé et dirigé par : Dr S. CHAOUCH et M<sup>lle</sup> H. BENDERRADJI**

**Thème :**

**ESTIMATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE A INDUCTION**

**Résumé :**

Le travail présenté dans ce mémoire traite la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine à induction alimentée par un onduleur de tension à MLI. Les résultats de simulation montrent sa sensibilité de cette commande à la variation paramétrique. Afin de parer ce problème, on a proposé trois techniques d'estimations de l'inverse de la constante de temps rotorique, on a utilisé un estimateur par la technique MRAS, un deuxième estimateur basé sur le modèle de Luenberger et une troisième méthode c'est l'estimateur basé sur le modèle de Gopinath qui combine entre le modèle en courant avec le modèle en tension. Les résultats obtenus ainsi que l'étude comparative entre ces méthodes montrent la performance et la robustesse de la commande en présence de la variation paramétrique.

**Mots clés :**

Machine à induction, Commande vectorielle, Estimation paramétrique, Estimateur MRAS Luenberger, Gopinath modèle.