

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



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

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

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**COMMANDE DE LA MACHINE A INDUCTION
PAR LA TECHNIQUE MRAS**

Proposé et dirigé par:

M^{elle} : H. Benderradji

Présenté par :

Bouchelaghem Walid
Hadjidj Lamnaouar
Hammoudi Houari

Année Universitaire: 2006 / 2007



REMERCIEMENTS

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

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur M^{me}.H- Benderradji pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils.

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

Nos remerciements vont aussi au chef de département d'Electrotechnique et à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

*HADJIDJ ***HAMMOUDI ***WALID*

**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 : M^{lle} H. Benderradji

Étudié par :

- Bouchelaghem Walid
- Hadjidj Lamnaouar
- Hammoudi Houari

Thème:

**COMMANDE DE LA MACHINE A INDUCTION
PAR LA TECHNIQUE MRAS**

Résumé:

Le travail présenté dans ce mémoire, propose l'étude de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension avec estimation du flux et de la constante de temps rotorique par la technique du système adaptatif du modèle de référence MRAS. La commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique sur l'axe (d) a été exploitée pour améliorer les performances en utilisant un simple estimateur de flux rotorique, néanmoins, les variations paramétriques participent à leurs dégradations Afin de parer ce problème, on a utilisé un estimateur de l'inverse de la constante de temps rotorique réalisé par la technique MRAS. Les résultats obtenus montrent la robustesse et l'insensibilité de la commande en présence de l'influence de la charge, de la variation paramétrique et de la variation de la vitesse

Mots clés :

Machine à induction, Commande vectorielle par orientation du flux,
Commande robuste, Estimation par la technique MRAS



REMERCIEMENTS

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

Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur M^{me}.H- Benderradji pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessée de nous donner ses conseils.

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

Nos remerciements vont aussi au chef de département d'Electrotechnique et à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

HADJIDJ *HAMMOUDI ***WALID**

Dédicace

Je dédie ce modeste & humble travail

A mes chers parents, A mes frères, sœurs, oncles, tantes, leurs conjoints ainsi que leurs enfants, A tous les membres de ma grande famille.

A tout mes profs qu'il m'ont appris durant toutes mes années d'étude.

A tout les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un ingénieur d'état en électromécanique.

Et bien sur à mes collègues :moumou , khiloufi , farid , farouk , houari ,walid, ismail,daoued, fares, abdou, et l'equipe de CABBA,et les spectateur de ahli .

A la mémoire de nos amis défunts farid, moumou, farouk que Dieu tout puissant l'accueille dans son vaste paradis.

A tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux & je ne sais pas qui choisir.

A tous mes collègues sans exception & à toutes les promos 2007 surtout d'électromécanique.

A tous mes voisins & à tout les habitants de el yachir BBA.

Je vous remercie tous



*HADJIDJ*AHMED*

Sommaire

Sommaire	I
Notations	IV

Introduction générale	01
CHAPITRE I MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
I-1 Introduction	03
I-2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées	03
I-3 Modélisation de la machine asynchrone	04
I-3-2-1 Equations électriques	05
I-3-2-2 Equations magnétiques	05
I-3-2-3 Equations mécaniques	06
I-4 Transformation de PARK	07
I-5 Transformation de PARK de la machine asynchrone triphasé	08
I-5-1 Equations électriques	09
I-5-2 Equations magnétique	09
I-5-3 Equations mécaniques	09
I-6 Choix du référentiel biphasé	09
I-6-1 Référentiel lié au stator (α, β)	10
I-6-2 Référentiel lié au champ tournant (d, q)	11
I-6-3 Référentiel lié au rotor (x, y)	12

I-7 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone	13
I-8 Montage de simulation	14
I-9 Résultats de simulation	15
I-10 Conclusion	19
CHAPITRE II COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
II-1 Introduction	20
II-2 Commande vectorielle par orientation du flux	20
II-3 Choix de type orientations de flux	21
II-4 Différentes méthodes de la commande vectorielle à flux orienté	21
II-4-1 Méthode de contrôle indirecte du flux	22
II-4-2 Méthode de contrôle directe du flux	22
II-5 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la M.A.S	22
II-6 Découplage par compensation	24
II-7 Bloc de dé fluxage	25
II-8 Estimation du flux rotorique	26
II-9 Conception des régulateurs	27
II-9-1 Action proportionnelle	28
II -9-2 Action intégrale	28
II -9-3 Caractéristiques des régulateurs	28
-Stabilité	28
-Précision	28
-Rapidité	28
II -10 Calculs des régulateurs	28
II -10-1 Régulateur de courant	28
II -10-2 Régulateur de flux	30
II -10-3 Régulateur de vitesse	30

II-11 Résultats de simulation	32
- Essai avec variation de la charge	32
- Essai avec variation de vitesse	32
- Essai avec variation de $1/Tr$	33
II-12 Conclusion	36
CHAPITRE III ESTIMATION DE LA CONSTANTE DE TEMPS ROTORIQUE PAR LA TECHNIQUE MRAS	
III-1 Introduction	37
III-2 Conception d'estimation et des d'observation	37
III-2-1 Estimateur	37
III-2-2 Observateur	39
III-3 Différentes techniques d'estimation	40
III-4 Système adaptative avec modèle de référence MRAS	40
III-4-1 MRAS basée sur l'estimation du flux rotorique	41
III-4-2 MRAS basée sur l'estimation de la f.e.m	43
III-4-3 MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive	43
III-4-4 MRAS basée sur l'estimation de la vitesse	44
III-4-5 Estimation de la constante de temps par MRAS	45
III-4-5-1 Estimation de la constante de temps rotorique basée sur le flux rotorique	45
III-4-5-2 Estimation de la constante de temps rotorique basée sur la puissance réactive	48
III-5 Résultats de simulation	50
III-6 Interprétation des résultats de simulation	55
III-7 Conclusion	55
Conclusion générale	56
Annexe	57
Bibliographie	58

Notations

MAS	Machine Asynchrone
FOC	Field Oriented Control
S, R	Indices correspondants au stator et au rotor
A, B et C	Indices correspondants au trois phases A, B et C
θ_{obs}	Angle d'observation de la matrice de PARK
θ_r	Angle électrique rotorique
θ_s	Angle électrique statorique
V	Tension.
I	Courant.
Φ	Flux.
R_S	Résistance statorique
R_R	Résistance rotorique
l_S	Inductance propre statorique
l_R	Inductance propre rotorique
L_S, L_R	Inductance cyclique statorique et rotorique par phase
m_S, m_R	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator et rotor
m_{SR}	Inductance mutuelle maximale entre une phase de stator et une phase de rotor
M	Inductance mutuelle cyclique
C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant
J	Moment d'inertie de la partie tournante
f	Coefficient de frottement visqueux
Ω	Vitesse mécanique
w_r	Pulsation rotorique
w_s	Pulsation statorique.
P	Nombre de paires de pôles
T_S, T_R	Constante de temps statorique et rotorique
σ	Coefficient de dispersion de blondel
($\alpha \beta$)	Axes correspondant au référentiel lie au stator.
(d q)	Axes correspondant au référentiel lie au champ tournant

$(u \ v)$	Axes du système biphasé
G	Gain de l'observateur
S	Opérateur dérivé de LAPLACE
[p]	Matrice de PARK
[C]	Matrice de CLARK
$[L_{ss}]$	Matrice des inductances statorique
$[L_{RR}]$	Matrice des inductances rotorique
$[L_{sR}]$	Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor.
FTBO	Fonction de transfert en boucle ouverte
FTBF	Fonction de transfert en boucle fermée
ω_n	pulsation du système
Φ_{ref}	Flux de référence
Ω_{ref}	Vitesse de référence
[A]	Matrice d'évolution d'état du système
[B]	Matrice de système de commande
[U]	Matrice de commande
Kp, Ki	Coefficients de proportionnalité et d'intégration
MRAS	Modèle Référence Adaptive Système

Introduction générale

I Introduction générale

Les machines asynchrones ont de tout temps servi les besoins de l'industrie .traditionnellement, ces machines ont été commandées manuellement et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux.

Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones, de plus qu'ils sont de structure simple, ils sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes exigeant de bonnes performances. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que robustesse, la fiabilité et le bas coût de fabrication. [1]

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie du modèle impose à la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande. Le problème de complexité de la commande de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elles est la commande vectorielle.

Dans les années 70, la commande vectorielle à été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes du système, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator.

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de capteurs de flux souvent très onéreux . Son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. Afin d'éliminer cet handicap, il est nécessaire d'appliquer les techniques de l'automatique, permettant la reconstruction de flux .ces procédés sont appelés l'estimateur ou l'observateur.

II Objectif du mémoire

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation Matlab des performances de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone associée à un estimateur de flux et un estimateur de la constante du temps rotorique.

III Structure du mémoire

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande, en utilisant la transformation de Park, pour obtenir un modèle biphasé plus simple. La simulation en boucle ouverte sous Matlab nous permet de voir les caractéristiques du moteur et les contraintes en courant et en couple.
- Dans le deuxième chapitre on abordera l'étude de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique. Nous présenterons par simulation numérique les réponses obtenues lors de la commande par des régulateurs classiques PI.
- Le troisième chapitre présente une partie sur la théorie de la technique du système adaptatif avec modèle de référence MRAS. On a utilisé cette technique pour estimer l'inverse de la constante de temps rotorique « $1/T_r$ » dans le but d'avoir une commande robuste face aux variations paramétriques.

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

Chapitre I

Modélisation de la machine asynchrone

I-1 Introduction

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception, l'utilisateur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement des machines électriques.

Un modèle basé sur les équations de circuit est en général suffisant pour faire la synthèse de la commande. La simplicité de la formulation algébrique conduit à des temps de simulations courts. Il faut noter qu'il existe plusieurs approches concernant la modélisation des machines électriques, On peut présenter :

- La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Ce modèle présente une simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande.
- la modélisation par réseaux de perméance ou le circuit magnétique est modélisée par un circuit électrique. Elle permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode par éléments finis. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméance se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. Cette méthode est inadéquate pour la formulation d'une commande mais elle semble très intéressante pour tester la robustesse des algorithmes [1].

Dans ce chapitre, on va présenter la description du modèle mathématique de la machine asynchrone triphasé et de sa transformation dans le système biphasé de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices.

I-2 Généralités sur les machines asynchrones triphasées

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statoriques. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique.

La machine asynchrone comporte une partie fixe dite stator et une partie tournante autour de l'axe de symétrie dite rotor. Elle comporte un enroulement triphasé au stator dont les axes magnétiques sont déphasés de 120° . La structure du rotor peut être réalisée soit par un système triphasé à rotor bobiné ou à cage d'écureuil.

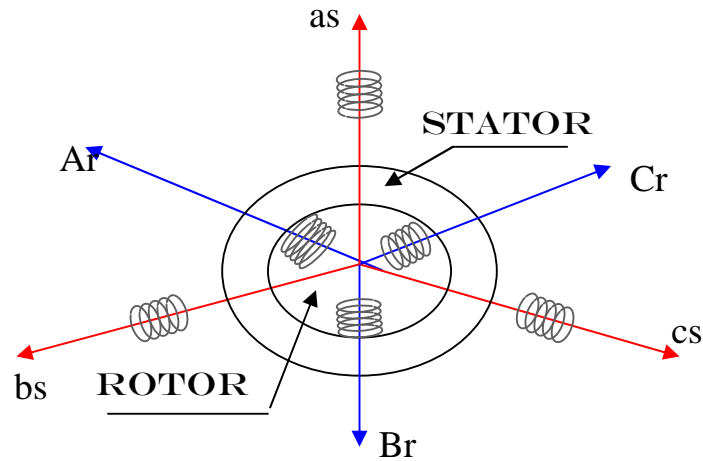


Fig. (I-01) Modèle généralisé de la MAS triphasée

I-3 Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [2].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans entrefer est sinusoïdale.
- Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

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

- L'additivité du flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

I-3-1 Modèle triphasé de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone nous a facilité largement son étude dans les différents régimes de fonctionnement, transitoire ou permanent. Les six enroulements de la machine schématisés par la fig. (I-01) sont couplés magnétiquement.

Les équations de tension des phases statoriques et rotoriques sous forme matricielle prennent la forme suivante.

I-3-1-1 Equations électriques

Pour le stator :

$$[V_S]_{ABC} = R_S [I_S]_{ABC} + \frac{d}{dt} [\Phi_S]_{ABC} \quad (\text{I-1})$$

Pour le rotor :

$$[V_R]_{ABC} = R_R [I_R]_{ABC} + \frac{d}{dt} [\Phi_R]_{ABC} \quad (\text{I-2})$$

I-3-1-2 Equations magnétiques

Les expressions des flux totalisés à travers les enroulements statoriques et rotoriques s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

$$[\Phi_S]_{ABC} = [L_{SS}] [I_S]_{ABC} + [L_{SR}]_{ABC} \cdot [I_R]_{ABC} \quad (\text{I-3})$$

$$[\Phi_R]_{ABC} = [L_{RR}] [I_R]_{ABC} + [L_{RS}]_{ABC} \cdot [I_S]_{ABC} \quad (\text{I-4})$$

Tels que :

$$[V_S]_{ABC} = [V_{SA} \ V_{SB} \ V_{SC}]^T \quad \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[I_S]_{ABC} = [I_{SA} \ I_{SB} \ I_{SC}]^T \quad \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[V_R]_{ABC} = [V_{RA} \ V_{RB} \ V_{RC}]^T \quad \text{Vecteur tension rotorique.}$$

$$[I_R]_{ABC} = [I_{RA} \ I_{RB} \ I_{RC}]^T \quad \text{Vecteur courant rotorique.}$$

$$[\Phi_S]_{ABC} = [\Phi_{SA} \ \Phi_{SB} \ \Phi_{SC}]^T \quad \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[\Phi_R]_{ABC} = [\Phi_{RA} \ \Phi_{RB} \ \Phi_{RC}]^T \quad \text{Vecteur flux rotorique}$$

Avec :

$$[L_{SR}] = [L_{RS}]^T$$

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} l_S & m_S & m_S \\ m_S & l_S & m_S \\ m_S & m_S & l_S \end{bmatrix}, \quad [L_{RR}] = \begin{bmatrix} l_R & m_R & m_R \\ m_R & l_R & m_R \\ m_R & m_R & l_R \end{bmatrix}$$

$$[L_{SR}] = m_{SR} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Où :

θ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et les axes statoriques qui sont choisi comme axes des références.

$[L_{SS}]$: Matrice des inductances statorique.

$[L_{RR}]$: Matrice des inductances rotorique.

$[L_{SR}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage stator rotor.

l_S, l_R : Inductance propre des phases statoriques et rotorique.

m_S : Inductance mutuelle entre les phases statorique.

m_R : Inductance mutuelle entre les phases rotorique.

I-3-1-3 Equations mécaniques

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

$$C_e - C_r = J \frac{d}{dt} \Omega + f \cdot \Omega \quad (I-5)$$

Avec :

J : moment d'inertie du rotor.

f : Coefficient de frottement visqueux.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

Les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques sont à coefficients variables en fonction de l'angle électrique θ traduisant la non linéarité du modèle de la machine asynchrone. Pour simplifier cette complexité, on fait appel à la transformation de Park permettant de les rendre indépendantes de la position du rotor.

I-4 Transformation de Park

Pour obtenir un système d'équations à coefficients constants, on transforme le système réel triphasé à un système biphasé équivalent, ce dernier consiste à remplacer tout enroulement statorique par deux enroulements, l'un sur l'axe (U) et l'autre sur l'axe (V).

La transformation qui traduit ce passage du système triphasé au système biphasé (U, V) est dite transformation de Park et donnée par : [3].

$$\begin{bmatrix} X_U \\ X_V \\ X_O \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix}$$

Avec :

X : Tension, courant ou flux.

On a ajouté les composantes homopolaires pour équilibrer le système (ces composantes sont égales à zéro dans le cas d'un système triphasé équilibré).

[P] : est la matrice de Park, définie par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

θ_{obs} : L'angle d'observation (écart angulaire entre l'axe "A" du système triphasé et l'axe (U) du système biphasé).

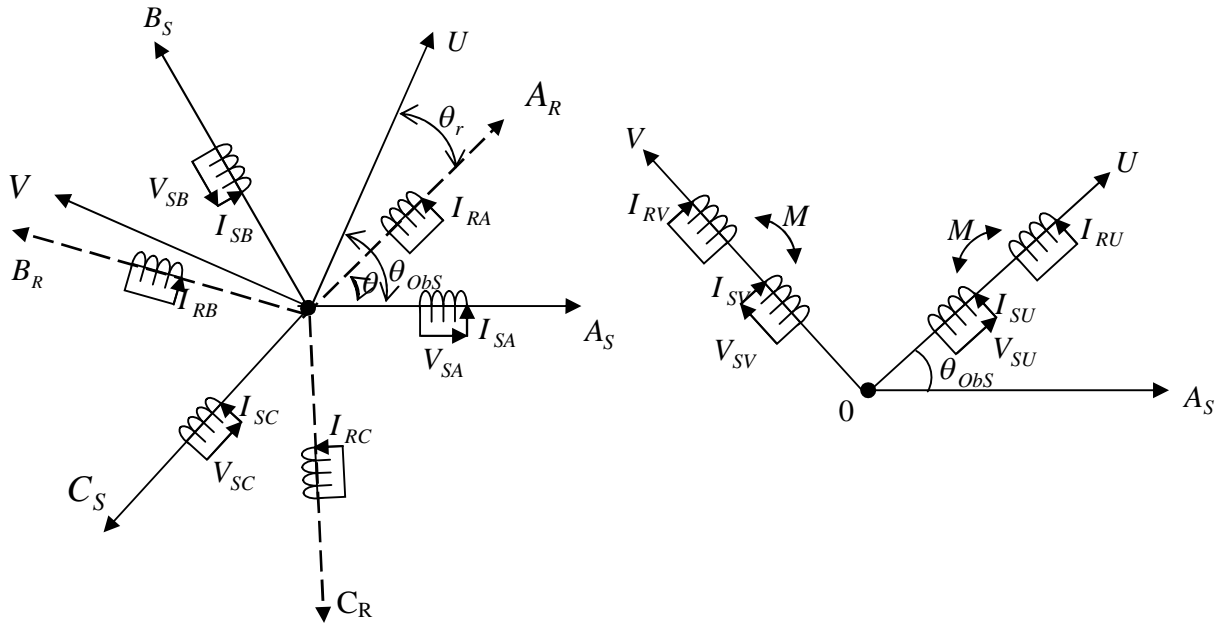


Fig. (I-02) Représentation schématique de modèle triphasé et modèle biphasé équivalent de la M A S

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle θ_{obs} , la transformation de Park est dite transformation de Clark et la matrice de passage d'écrit comme suit :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Le coefficient $2/3$ est lié au changement de base et les amplitudes sont conservées lors de cette transformation. [4]

I-5 Modèle de park de la machine asynchrone triphasé

Après avoir effectué les transformations précédentes, le modèle de la machine dans le référentiel de Park tournant à une vitesse quelconque W_{obs} par rapport au stator est le suivant :

I-5-1 Equations électriques

$$\begin{cases} V_{SU} = R_S . I_{SU} + \frac{d}{dt} \Phi_{SU} - w_{Obs} . \Phi_{SV} \\ V_{SV} = R_S . I_{SV} + \frac{d}{dt} \Phi_{SV} + w_{Obs} . \Phi_{SU} \\ 0 = R_R . I_{RU} + \frac{d}{dt} \Phi_{RU} - (w_{Obs} - w) \Phi_{RV} \\ 0 = R_R . I_{RV} + \frac{d}{dt} \Phi_{RV} + (w_{Obs} - w) \Phi_{RU} \end{cases} \quad (I-6)$$

Avec :

$$w = \frac{d}{dt} \theta = p . \Omega \quad w_{Obs} = \frac{d}{dt} \theta_{Obs}$$

I-5-2 Equations magnétiques

$$\begin{cases} \Phi_{SU} = L_S . I_{SU} + M . I_{RU} \\ \Phi_{SV} = L_S . I_{SV} + M . I_{RV} \\ \Phi_{RU} = L_R . I_{RU} + M . I_{SU} \\ \Phi_{RV} = L_R . I_{RV} + M . I_{SV} \end{cases} \quad (I-7)$$

Avec :

$L_S = l_S - m_S$: Inductance cyclique propre du stator.

$L_R = l_R - m_R$: Inductance cyclique propre du rotor.

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

I-5-3 Equations mécaniques

$$\begin{cases} C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f . \Omega \\ C_e = \frac{3M}{2L_R} p (\Phi_{RU} . I_{SV} - \Phi_{RV} . I_{SU}) \end{cases} \quad (I-8)$$

I-6 Choix du référentiel biphasé

Le modèle de la machine a été présenté dans un repère biphasé (U, V) avec une orientation quelconque, cependant il existe différentes possibilités pour choisir un système

d'axe de référence et cela dépend généralement des objectifs de l'application. Le choix du référentiel nous ramène pratiquement au trois cas possibles.

- Repère d'axes (α, β) : le système biphasé lié au stator $\theta_{obs} = 0$.
- Repère d'axes (d, q) : le système biphasé lié au champ tournant $\theta_{obs} = \theta_s$.
- Repère d'axes (x, y) : le système biphasé lié au rotor $\theta_{obs} = \theta$.

Avec:

θ_s : Angle électrique de rotation du champ tournant

I-6-1 Référentiel lié au stator (α, β)

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \tag{I-9}$$

Et on remplaçant l'indice « u » par « α » et « v » par « β », on obtient

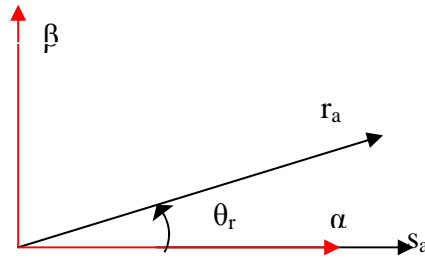


Fig. (I-03): Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (α, β)

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (α, β) lié au stator prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = R_S \cdot I_{S\alpha} + \frac{d\Phi_{S\alpha}}{dt} \\ V_{S\beta} = R_S \cdot I_{S\beta} + \frac{d\Phi_{S\beta}}{dt} \\ 0 = R_R \cdot I_{R\alpha} + \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} + \omega_r \cdot \Phi_{R\beta} \\ 0 = R_R \cdot I_{R\beta} + \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} - \omega_r \cdot \Phi_{R\alpha} \end{cases} \tag{I-10}$$

Ce référentiel possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I-6-2 Référentiel lié au champ tournant (d, q)

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \tag{I-11}$$

On remplaçant l'indice « u » par « d » et « v » par « q »

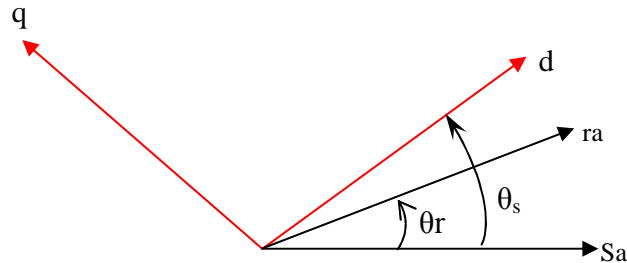


Fig. (I-04): Représentation des axes réels de la MAS par rapport au référentiel (d q)

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant prennent la forme suivante:

$$\begin{cases} V_{Sd} = R_S \cdot I_{Sd} + \frac{d\Phi_{Sd}}{dt} - \omega_S \cdot \Phi_{Sq} \\ V_{Sq} = R_S \cdot I_{Sq} + \frac{d\Phi_{Sq}}{dt} + \omega_S \cdot \Phi_{Sd} \\ 0 = R_R \cdot I_{Rd} + \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} - (\omega_S - \omega) \cdot \Phi_{Rq} \\ 0 = R_R \cdot I_{Rq} + \frac{d\Phi_{Rq}}{dt} + (\omega_S - \omega) \cdot \Phi_{Rd} \end{cases} \tag{I-12}$$

$$\begin{cases} \Phi_{Sd} = L_S I_{Sd} + M \cdot I_{Rd} \\ \Phi_{Sq} = L_S I_{Sq} + M \cdot I_{Rq} \\ \Phi_{Rd} = L_R I_{Rd} + M \cdot I_{Sd} \\ \Phi_{Rq} = L_R I_{Rq} + M \cdot I_{Sq} \end{cases} \tag{I-13}$$

En reportant de l'équation (I-13) les grandeurs : $\Phi_{Sd}, \Phi_{Sq}, et, I_{Rd}, I_{Rq}$ Dans le système (I-12), le modèle de la machine asynchrone devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{Sd} = \sigma L_S I_{Sd} - \omega_s \sigma L_S I_{Sq} + \frac{M}{L_R T_R} \Phi_{Rq} \\ V_{Sq} = \sigma L_S I_{Sq} + \omega_s \sigma L_S I_{Sd} + \frac{M}{L_R} \omega \Phi_{Rd} \\ 0 = \frac{1}{T_R} \Phi_{Rd} - \frac{M}{T_R} i_{Sd} + \frac{d\Phi_{Rd}}{dt} - \omega_R \Phi_{Rq} \\ 0 = \frac{1}{T_R} \Phi_{Rq} - \frac{M}{T_R} i_{Sq} + \frac{d\Phi_{Rq}}{dt} + \omega_R \Phi_{Rd} \end{array} \right. \quad (I-14)$$

L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs continues en régime permanent et il sera alors plus facile de faire la régulation de ces grandeurs Φ_{Sd} .

I-6-3 Référentiel lié au rotor (x, y)

Il se traduit par la condition: $\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r$ (I-15)

On remplaçant l'indice « u » par « x » et « v » par « y ».

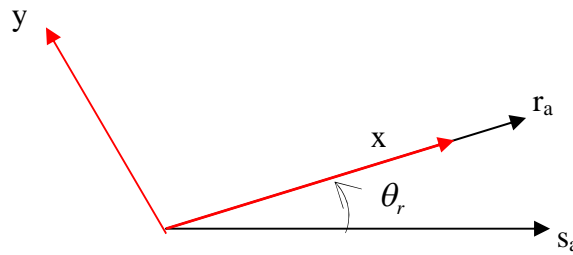


Fig. (I-05): Représentation des axes réel de la MAS par rapport au référentiel (x y)

Les équations de la machine asynchrone dans le repère (x, y) lié au rotor prennent la forme suivante:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{SX} = R_S I_{SX} + \frac{d}{dt} \Phi_{SX} - \omega_r \Phi_{SY} \\ V_{SY} = R_S I_{SY} + \frac{d}{dt} \Phi_{SY} + \omega_r \Phi_{SX} \\ V_{RX} = 0 = R_R I_{RX} + \frac{d}{dt} \Phi_{RX} \\ V_{RY} = 0 = R_R I_{RY} + \frac{d}{dt} \Phi_{RY} \end{array} \right. \quad (I-16)$$

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

I-7 Modélisation sous forme d'état de la machine asynchrone

Plusieurs façons existent pour mettre le modèle de la machine sous forme d'état. Cette forme dépend du type d'alimentation, des grandeurs de commande, du référentiel choisi et des variables d'état avec les sorties du système.

Pour cette étude, on considère une machine commandée en tension, le modèle de la machine doit présenter comme entrées les composantes de la tension statorique sur les axes α et β . On choisira les courants statoriques et le flux rotorique comme variables d'états puisque les courants statoriques sont des grandeurs facilement mesurables permettant l'observation du flux rotorique. La vitesse mécanique et le flux rotorique sont des grandeurs à commander, Tenant compte de ce choix, le système (I-14) après arrangement prend la forme suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{S\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_S \cdot \sigma} + \frac{1}{T_R \cdot \sigma}\right) I_{S\alpha} + \frac{1}{M \cdot T_R \cdot \sigma} \Phi_{R\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{R\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_S} \cdot V_{S\alpha} \\ \frac{dI_{S\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_S \cdot \sigma} + \frac{1}{T_R \cdot \sigma}\right) I_{S\beta} - \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \cdot \omega \cdot \Phi_{R\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot T_R \cdot \sigma} \cdot \Phi_{R\beta} + \frac{1}{\sigma \cdot L_S} \cdot V_{S\beta} \\ \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_R} \cdot I_{S\alpha} - \frac{1}{T_R} \cdot \Phi_{R\alpha} - \omega \cdot \Phi_{R\beta} \\ \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{T_R} \cdot I_{S\beta} + \omega \cdot \Phi_{R\alpha} - \frac{1}{T_R} \cdot \Phi_{R\beta} \end{array} \right. \quad (I-17)$$

Avec :

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad : \quad \text{Constante de temps rotorique}$$

$$T_S = \frac{L_S}{R_S} \quad : \quad \text{Constante de temps statorique}$$

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

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U \quad (I-18)$$

Avec :

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

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

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice de système de commande.

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma T_R} & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} w \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_S} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_R}\right) & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} w & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma T_R} \\ \frac{M}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & -w \\ 0 & \frac{M}{T_R} & w & -\frac{1}{T_R} \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_S} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_S} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Ce modèle décrit bien le comportement de la machine. Cependant il met en évidence des non linéarités et un fort taux de couplage entre les variables d'état. D'où la complexité de la commande pour obtenir de grandes performances de la machine.

I-8 Montage de simulation

En première étape on va simuler sous Matlab le modèle de la machine asynchrone à vide alimenté directement par le réseau standard 220/380V, 50HZ, puis à t=1s on a appliqué à l'arbre de la machine un couple résistant $C_r = 25 \text{ N.m}$.

Les résultats de simulation sont représentés par les figures (I- 07-08).

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

La courbe de la vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, après un temps d'environ 0.3sec la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Le fonctionnement en charge figure (I-08) montre que le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant ($C_r=25\text{N.m}$). Le flux rotorique présente une diminution durant l'application de la charge ce qui prouve le fort couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur et la vitesse diminue, cela revient au glissement apporté par le couple résistant.

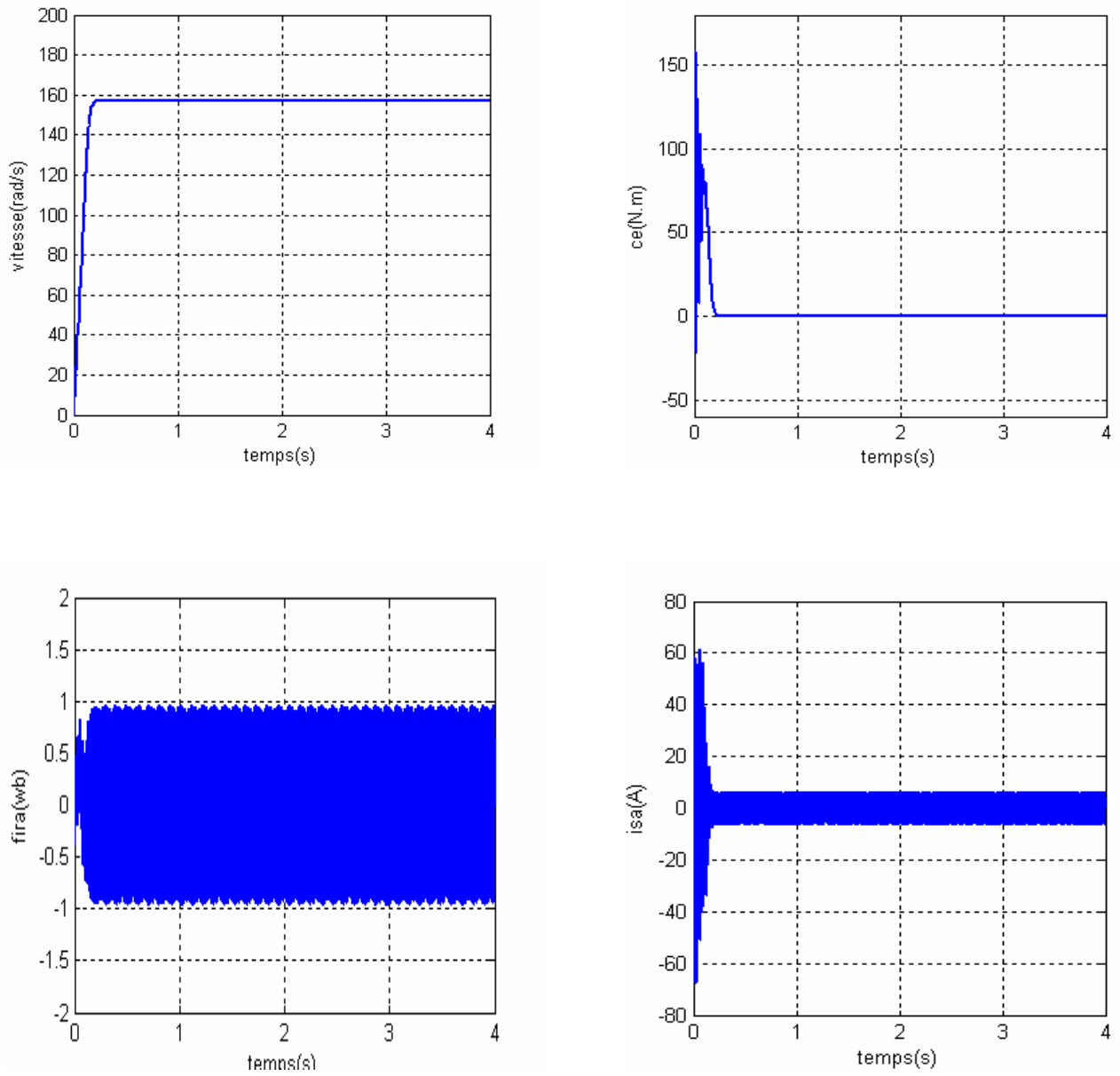


Fig. (I-07) Résultats de Simulation de la MAS alimentée en tension lors de démarrage à vide

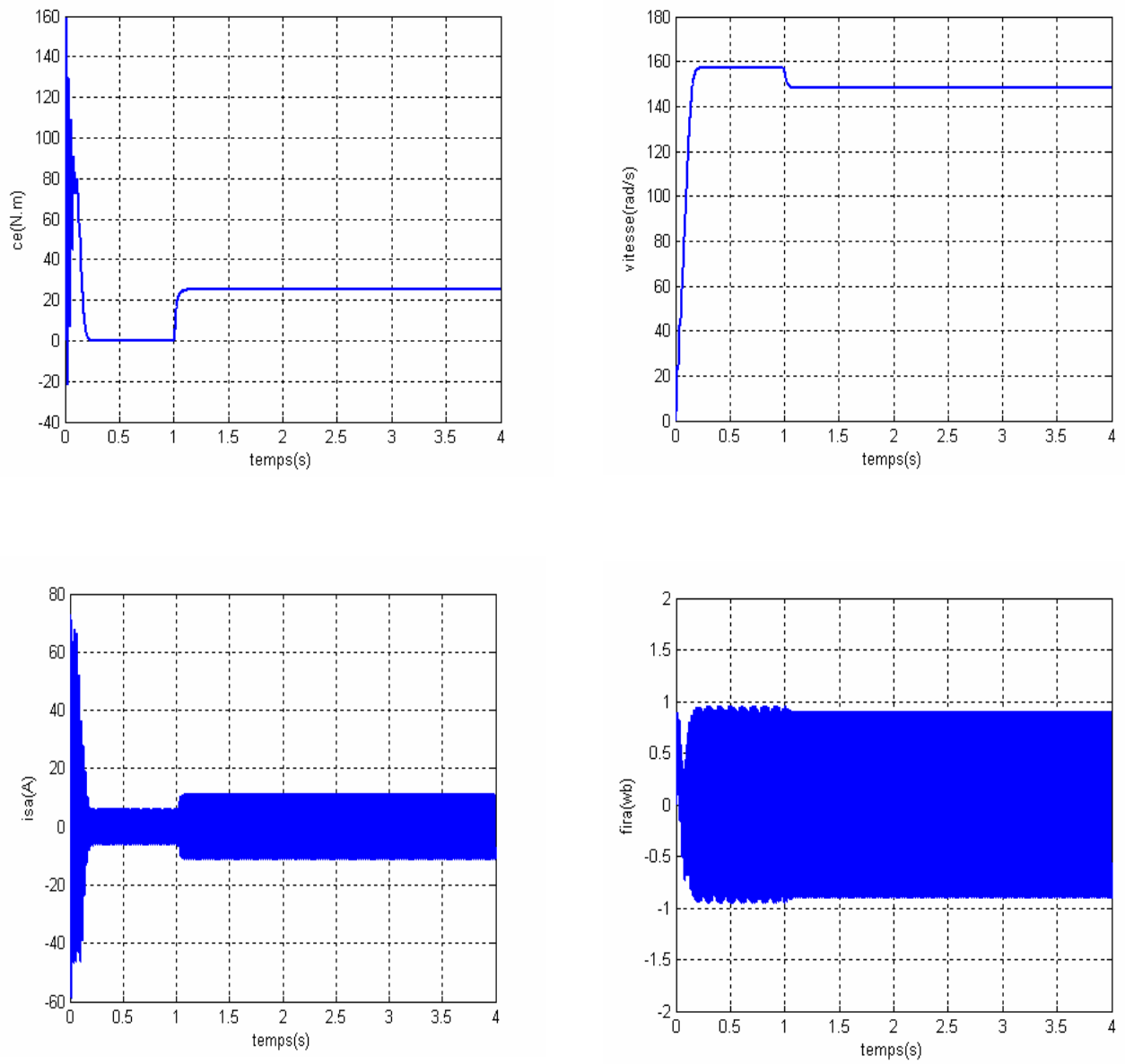


Fig.(I-08) Résultats de Simulation de la MAS lors de démarrage en charge ($C_r=25$ N.m)

I-10 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Cette modélisation est basée sur le modèle de Park, l'intérêt primordial de cette transformation est de simplifier le modèle triphasé.

Nous remarquons que ce modèle présente entre les grandeurs statoriques et rotoriques de la machine d'un fort couplage ce qui augmente la complexité des lois de contrôle de cette machine. Afin d'avoir de hautes performances dans le régime dynamique, une technique de commande est introduite dont le nom est la commande vectorielle à flux orienté. Un exposé sur la théorie de cette méthode et une simulation sous Matlab sera l'objet du deuxième chapitre.

Chapitre II

Commande vectorielle de La machine asynchrone

II-1 Introduction

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC.) a permis à ce dernier d'être le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent, les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques à fréquence variable.

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c'est à dire qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures stator et rotor.

Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport tension/fréquence n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à Blacshke et Huasse qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continu .

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultants de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques.

II-2 Commande vectorielle par orientation du flux

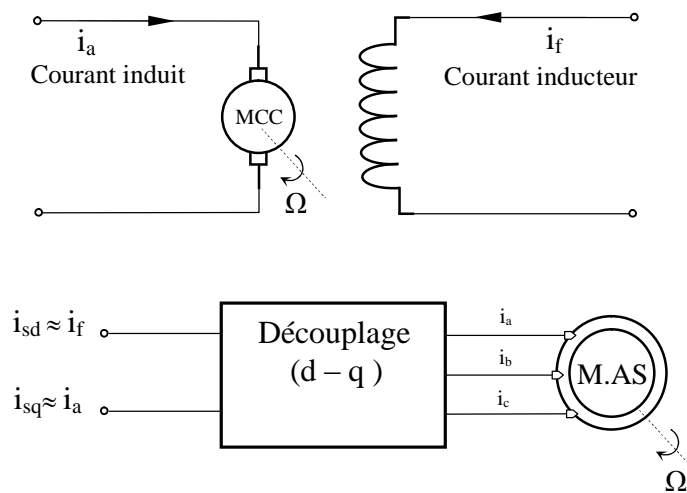
L'objectif de ce type de contrôle est d'obtenir un modèle simple de la machine asynchrone qui rend compte de la commande séparée de la grandeur flux et la grandeur courant générateur de couple. Il s'agit donc de retrouver la quadrature entre, le flux et le couple naturellement découplés pour une machine à courant continu ; courant d'excitation production de flux, et courant d'induit production du couple.

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple.

Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire

qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure (Fig.II-2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.



Fig(II-01) Principe de commande découplée pour la MCC. et la M.A.S.

$$C_e = K_t \cdot i_a \cdot i_f \tag{II-1}$$

$$C_e = K_t \cdot i_{sq} \cdot i_{sd} \tag{II-2}$$

i_a, i_{sq} : Composantes de couple.

i_f, i_{sd} : Composantes de flux.

II-3 Choix de type orientations de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de la machine, à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant.

Le degré de découplage est déterminé selon ce choix, dans la majorité des cas, le référentiel d'orientation est choisi selon le flux rotorique, ce choix reste vrai aussi bien pour la machine alimentée en tension que celle alimentée en courant .

II-4 Différentes méthodes de la commande vectorielle à flux orienté

Le contrôle d'une machine asynchrone nécessite le connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct «d» tournant à la

Vitesse de synchronisme (champ tournant), pour y parvenir, deux méthodes sont envisageables

II-4-1 Méthode de contrôle indirecte du flux

Dans cette méthode, le flux rotorique n'est pas réguler, donc on n'a pas besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux. La position du flux doit être connue pour effectuer les changements des coordonnées, ceci exige la présence d'un capteur de position du rotor. Le contrôle indirect du flux est très sensible aux variations des paramètres de la machine. En effet, si la constante de temps rotorique utilisée dans le calcul de $(\omega_s - \omega)$ est différente de la valeur réelle de T_R , on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple [4].

II-4-2 Méthode de contrôle directe du flux

La méthode de contrôle directe du flux nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire considéré. La précision de la définition du flux dépend des paramètres inductifs affectés par la saturation du circuit magnétique, et ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement. Ainsi la commande directe doit être réalisée par la mesure directe du flux, d'où la nécessité d'utiliser des capteurs de flux [5]. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différents :

- La non fiabilité de la mesure du flux.
- Problème de filtrage du signal mesuré
- Pression médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre)

II-5 Commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS

La commande par orientation du flux rotorique consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, on va choisir un système d'axe (d , q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux.

L'expression du couple électromagnétique de la M.AS est donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_R} (\Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} - \Phi_{Rq} \cdot i_{Sd}) \quad (II-3)$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, Fig.(II-1)

$$\begin{cases} \Phi_{Rd} = \Phi_R \\ \Phi_{Rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

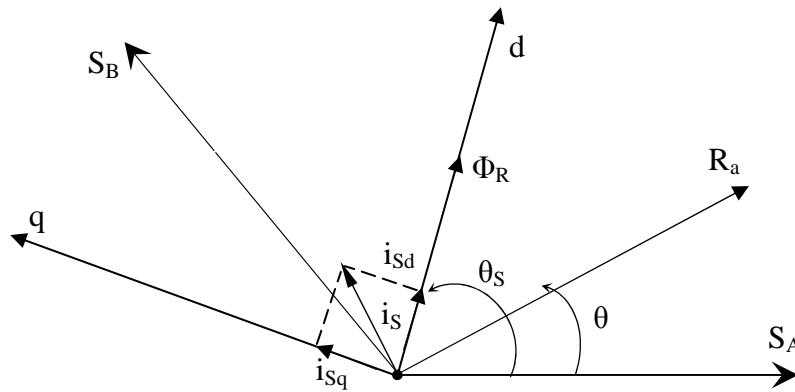
Le couple électromagnétique devient :

$$C_{em} = \frac{P \cdot M}{L_R} \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} \quad (\text{II-5})$$

Ou encore moyennant d'une constante K_t prés, C_{em} devient.

$$\begin{aligned} C_{em} &= K_t' \cdot \Phi_{Rd} \cdot i_{Sq} \\ K_t' &= P \frac{M}{L_R} \end{aligned} \quad (\text{II-6})$$

La présente expression est analogue à celle du couple d'une machine à courant continue (M.C.C).



Fig(II-02) Référentiel lié au flux rotorique.

En substituant I_{rd} de l'équation (I-11) dans l'équation (I-12) l'expression du flux prend la forme suivant. Le modèle (I-13) de la MAS devient :

$$\begin{cases} V_{Sd} = \left(\sigma \cdot L_S \frac{d}{dt} + R_t \right) \cdot i_{Sd} - \left(\omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{Sq} + \frac{M}{L_R} \cdot R_R \cdot \Phi_R \right) \\ V_{Sq} = \left(\sigma \cdot L_S \frac{d}{dt} + R_t \right) \cdot i_{Sq} + \omega_S \cdot \sigma \cdot L_S \cdot i_{Sd} + \frac{M}{L_R} \cdot \omega_S \cdot \Phi_R - \frac{M^2}{L_R \cdot T_R} \cdot i_{Sq} \end{cases} \quad (\text{II-7})$$

Avec : $R_t = R_s + R_R \frac{M^2}{L_R^2}$

$$\begin{cases} \Phi_R + T_R \cdot \frac{d\phi_R}{dt} = M \cdot i_{sd} \\ \omega_R = \frac{M}{T_R} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_R} \end{cases} \quad (\text{II-8})$$

On remarque que les équations données par (II-7) présentent un couplage entre les axes d et q L'objectif est, dans la mesure de possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie.

Afin de réaliser cet objectif, on utilise une loi de commande c'est le découplage par termes de compensation.

II-6 Découplage par compensation

A partir du système d'équation (II-8), il est possible de définir les termes de couplage qui sont considérés comme des perturbations[6]. Les termes sont :

$$\begin{cases} f.e.m_d = \omega_s \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_R} R_R \Phi_R \\ f.e.m_q = -\omega_s \sigma L_s i_{sd} - \frac{M}{L_R} \omega_s \Phi_R + \frac{M^2}{L_R T_R} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II-9})$$

On peut définir :

$$\begin{cases} U_{sd} = V_{sd} + f.e.m_d \\ U_{sq} = V_{sq} + f.e.m_q \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

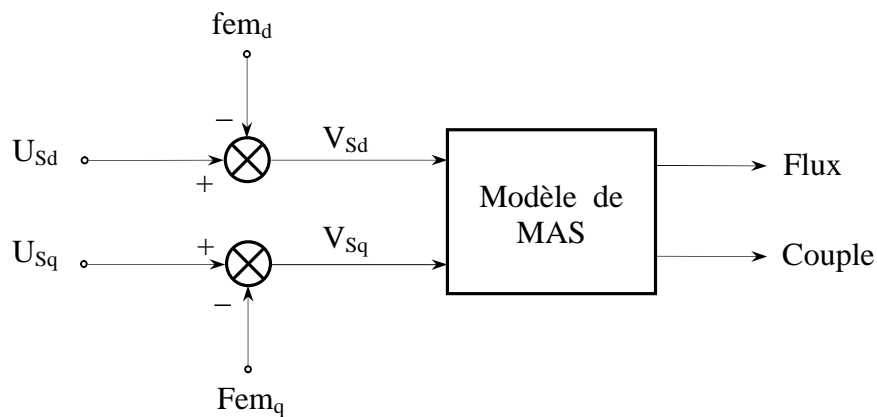


Fig.(II-03) Reconstitution des tension V_{sd} et V_{sq} .

Si la compensation est bien réalisée ,dans un temps réel, nous définissons ainsi un nouveau système donnée par l'équation (II-11), ou les actions sur les axes d et q sont découplées. En utilisant la transformation de Laplace le système devient :

$$\begin{cases} U_{Sd} = \sigma.L_S \frac{d}{dt} i_{Sd} + (R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2}) i_{Sd} \\ U_{Sq} = \sigma.L_S \frac{d}{dt} i_{Sq} + (R_S + R_R \frac{M^2}{L_R^2}) i_{Sq} \end{cases} \quad (II-11)$$

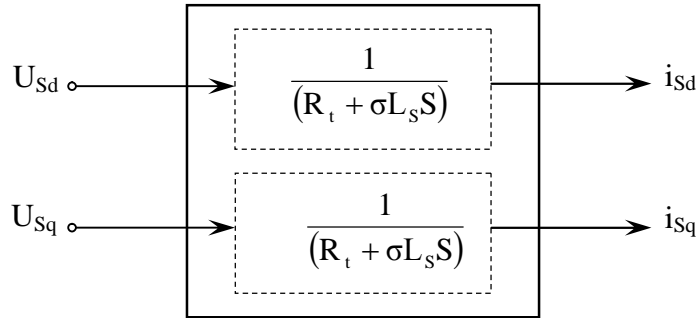


Fig.(II-04) Modèle découplé de la MAS

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons le modèle suivant :

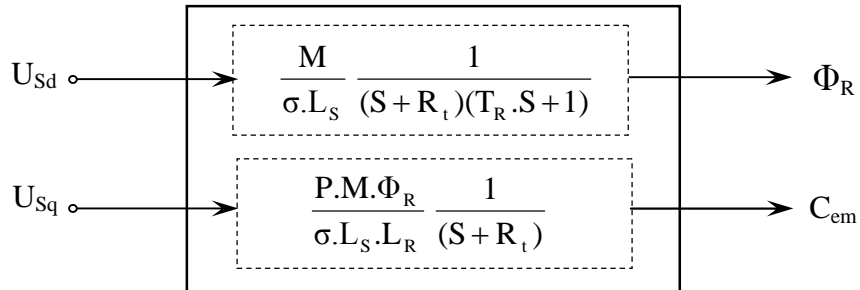


Fig.(II-05) Modèle présentant le flux et le couple électromagnétique.

II-7 Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine, il permet d'avoir un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. Ce bloc permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante :

$$\Phi_r = \Phi_{rnom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom}$$

$$\Phi_r = \frac{\Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} * \Phi_{rnom} \quad \text{Pour } |\Omega_r| \geq \Omega_{rnom}$$

Avec :

Ω_{rnom} : Vitesse de rotation nominale.

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominale.

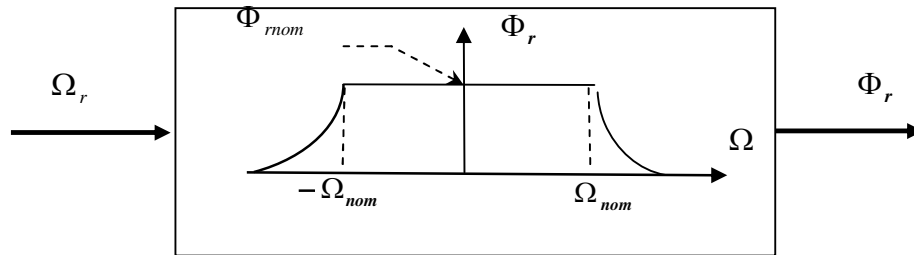


Fig.(II-06) Bloc de défluxage

II-8 Estimation du flux rotorique

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension) [7]. Dans ce cas le flux peut être réglé par une contre réaction. Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

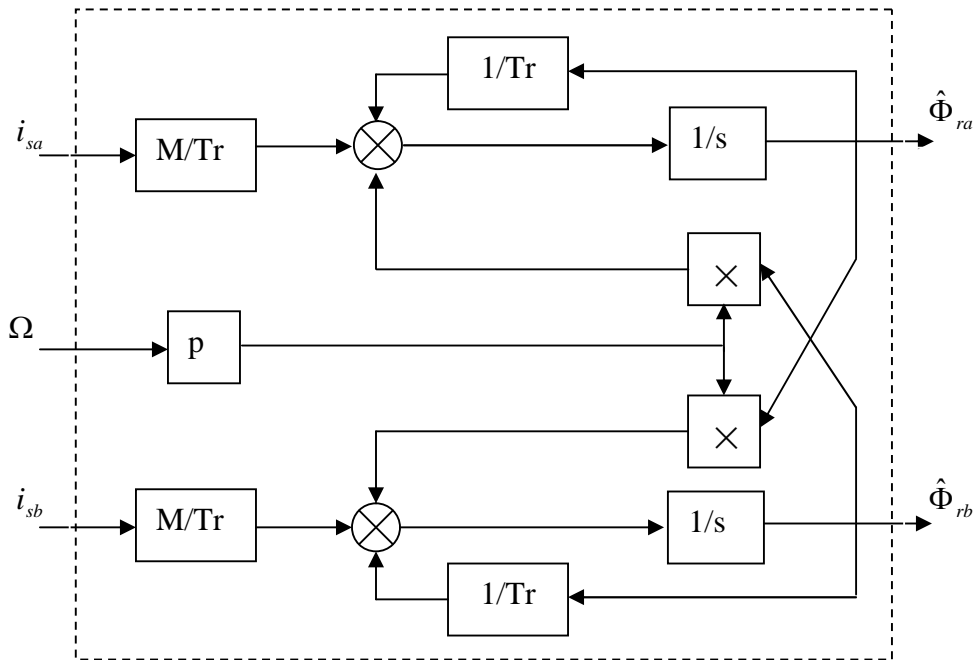
Un estimateur simple du vecteur flux établi dans le repère (α, β) à partir du système d'équations (I-12) est décrit par :

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{R\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\alpha} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\alpha} - \omega \Phi_{R\beta} \\ \frac{d\Phi_{R\beta}}{dt} = \frac{M}{T_R} i_{S\beta} - \frac{1}{T_R} \Phi_{R\beta} - \omega \Phi_{R\alpha} \end{cases} \quad \text{(II-12)}$$

Le module du flux est donné par:

$$\|\Phi_R\| = \sqrt{\Phi_{R\alpha}^2 + \Phi_{R\beta}^2} \quad \text{(II-13)}$$

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\Phi_{R\beta}}{\Phi_{R\alpha}}\right) \tag{II-14}$$



Fig(II-07) Estimation du flux rotorique

II-9 Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal de référence et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

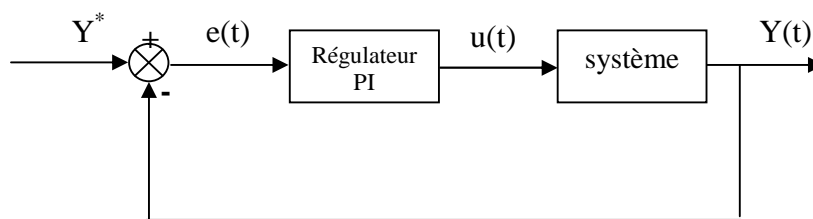


Fig.(II-08) Représentation générale de la régulation par (PI)

On peut représenter la loi de commande comme suit :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t)$$

II-9-1 Action proportionnelle

- Si K_p est grand, la correction est rapide . Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II -9-2 Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II -9-3 Caractéristiques des régulateurs

- **Stabilité**

Un système bouclé doit être stable si et seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger .

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité.

- **Précision**

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

- **Rapidité**

En général, un système bouclé doit répondre rapidement au variation de sa consigne (poursuite) et rejeter rapidement les perturbations (régulation) .Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [2]

II -10 Calculs des régulateurs

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulations sont de type proportionnel intégral (PI), on a choisi ce dernier car les grandeurs a réguler sont des grandeurs continues[2]

Nous avons précédemment un découplage entre les axes d et q conduit qui a conduit à transformer notre système multivariable en deux systèmes monovariables, cela a permis d'étudier séparément les boucles de régulation du flux et du couple

II -10-1 Régulateur de courant

La fonction de transfert :

$$G(s) = \frac{K}{\tau S + 1}$$

Avec :
$$K = \frac{1}{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}} \quad , \quad \tau = \frac{\sigma L_s}{R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}}$$

On utilise la méthode de compensation des pôles et on impose un temps de réponse en boucle fermée pour la synthèse des régulateurs.

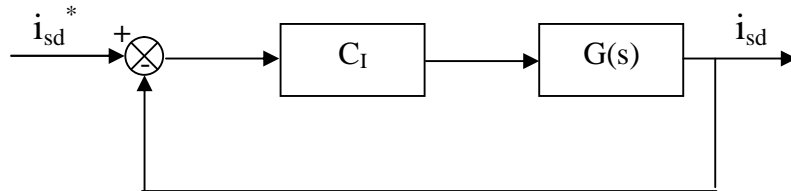


Fig.(II-09) Schéma bloc de régulateur du courant

La fonction de transfert du correcteur prend la forme suivant :

$$C_I(S) = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} S + 1}{S}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) est la suivante :

$$FTBO_1 = K_i \frac{\frac{K_p}{K_i} S + 1}{S} \times \frac{K}{\tau S + 1}$$

On choisit : $\tau = \frac{K_p}{K_i}$, la fonction de transfert en boucle ouverte devient :

$$FTBO_1 = \frac{K_i}{S} \cdot K$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$FTBF_1 = \frac{1}{\frac{1}{K_i K} S + 1}$$

On impose tr un temps de réponse en boucle fermée. Pour un système de 1^{er} ordre, On a :

$$tr = 3 \tau' \quad \text{alors} \quad \tau' = \frac{1}{K_i K}$$

On obtient : $K_i = \frac{3}{tr K}$ alors : $K_p = \tau K_i$

II -10-2 Régulateur de flux

Pour assurer un contrôle correct du couple, il faut maintenir le flux constant lors des changements de consigne de vitesse ou lors des applications de la charge perturbatrice.

On considère que le courant i_{sd} est parfaitement réglée, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$FTBO_{\Phi} = K_{i\Phi} \frac{K_{p\Phi} S + 1}{S} \times \frac{M}{T_r S + 1}$$

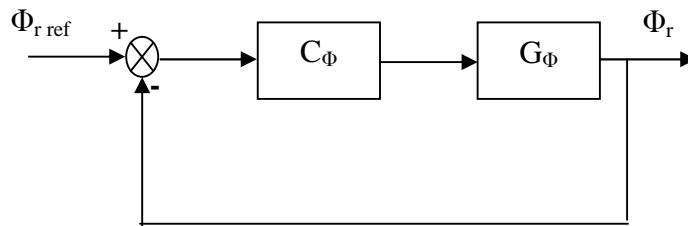


Fig.(II-10) Schéma bloc de régulateur du flux

Posons $\frac{K_{p\Phi}}{K_{i\Phi}} = T_r$ et après compensation du pôle, on obtient :

$$FTBO_{\Phi} = \frac{K_{i\Phi} \times M}{S} , \quad FTBF_{\Phi} = \frac{1}{\frac{1}{K_{i\Phi} \times M} S + 1}$$

Le temps de réponse de la boucle de flux sera plus grand car la dynamique de la boucle de flux est plus lente.

$$t_{r\Phi} = \frac{3}{K_{i\Phi} M}$$

d'où : $K_{i\Phi} = \frac{3}{t_{r\Phi} M} , \quad K_{p\Phi} = K_{i\Phi} \times T_r$

II -10-3 Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, la dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad \text{alors} \quad \Omega = (C_e - C_r) \frac{1}{JS + f}$$

Le schéma fonctionnel simplifié du système de contrôle de vitesse avec régulateur IP, est représenté par la figure (II-11)

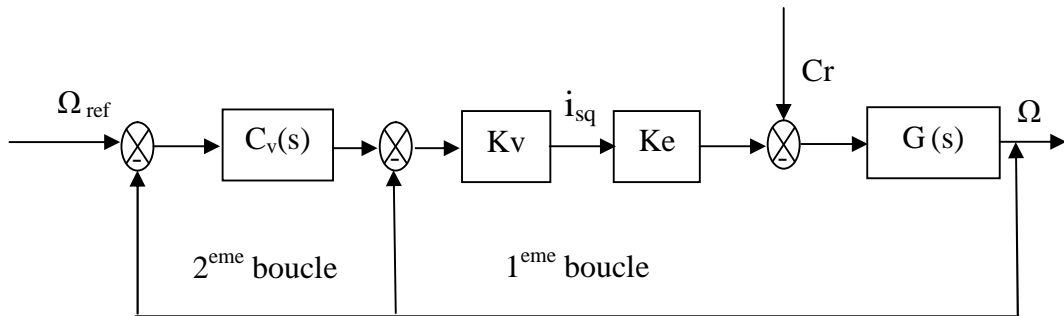


Fig.(II-11) Schéma bloc de régulateur de vitesse

Le couple électromagnétique : $C_e = \frac{3}{2} \frac{PM}{L_r} \Phi_r I_{sq} = K_e I_{sq}$

Les fonctions de transfert représentant la 1^{ère} boucle de régulateur est donnée par :

$$FTBO = \frac{K_v K_e}{J S} \quad , \quad FTBF = \frac{1}{\frac{J}{K_v K_e} S + 1}$$

Soit tr_2 le temps de réponse de la 1^{er} boucle.

$$tr_2 = 3 \frac{J}{K_v K_e} \quad \text{Alors :} \quad K_v = 3 \frac{J}{tr_2 K_e}$$

Pour la deuxième boucle, le correcteur de vitesse est donné par :

$$C_v = K_{iv} \frac{\frac{K_{pv}}{K_{iv}} S + 1}{S}$$

Après compensation du pôle : $\frac{K_{pv}}{K_{iv}} = \frac{J}{K_v K_e}$ et $FTBO_v = \frac{K_{iv}}{S}$

La fonction de transfert en boucle fermée de la vitesse est :

$$FTBF_v = \frac{1}{\frac{1}{K_{iv}} S + 1}$$

On choisit de temps de réponse tr_3 on va avoir :

$$tr_3 = 3 \frac{1}{K_{iv}} \quad K_{pv} = K_{iv} \cdot \frac{J}{K_v K_e}$$

En implantant les régulateurs calculés dans le schéma bloc de la commande vectorielle à flux rotorique orienté représenté par la figure (II-12)

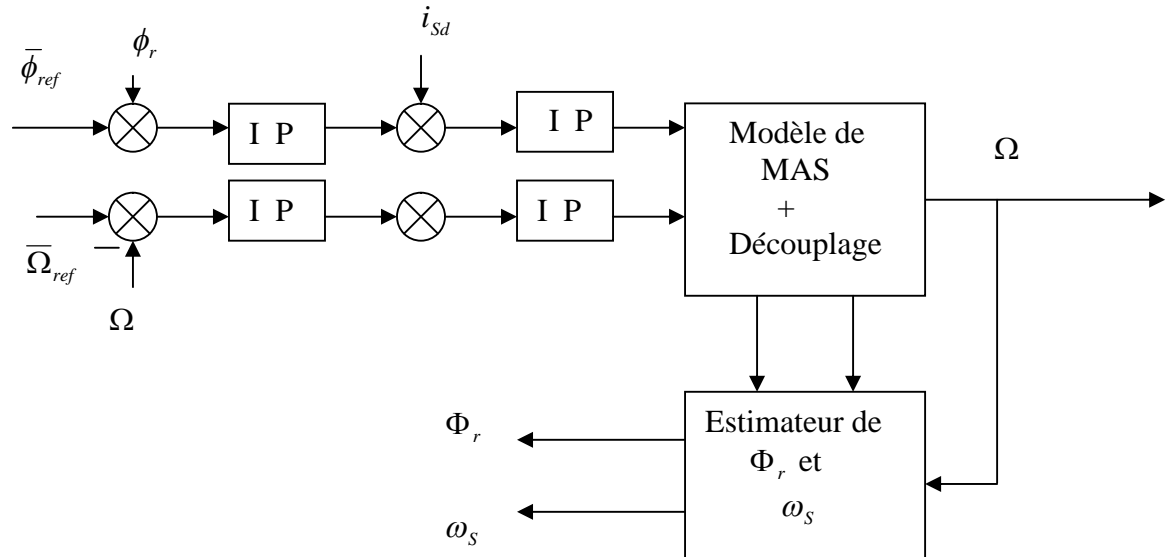


Fig.(II- 12) Schéma bloc de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

II-11 Résultats de simulation

- Essai avec variation de la charge

La figure (II-13) montre que si la charge varie la vitesse et le flux suivent leurs références sans dépassement et sans erreur statique, au point de l'application de la charge la vitesse présente une faible chute rejetée rapidement. Les transitoires du couple et du courant sont maîtrisés

- Essai avec variation de vitesse

Afin d'évaluer les performances du système commandé, on fait varier la vitesse de la machine en charge, les résultats donnés par la figure(II-14) montrent que la réponse de la vitesse suit parfaitement la nouvelle consigne avec un même temps de réponse et une erreur statique nulle

Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la référence sans erreur statique, le découplage entre le flux et le couple est maintenu.

- Essai avec variation de $1/Tr$

A fin dévaluer la robustesse du système, on fait varier la résistance rotorique de la machine asynchrone en charge. On remarque sur la figure(II-15) que la vitesse , le couple et le courant présentent de petites perturbations rejetées après un court instant. La courbe de composantes de flux Φ_{rd} et Φ_{rq} ($\Phi_{rq} \neq 0$) montre que l'orientation du flux est perdue ($\Phi_{rq} \neq 0$) ce qui implique l'absence du découplage et cela montre bien la sensibilité de la commande vers la variation paramétrique.

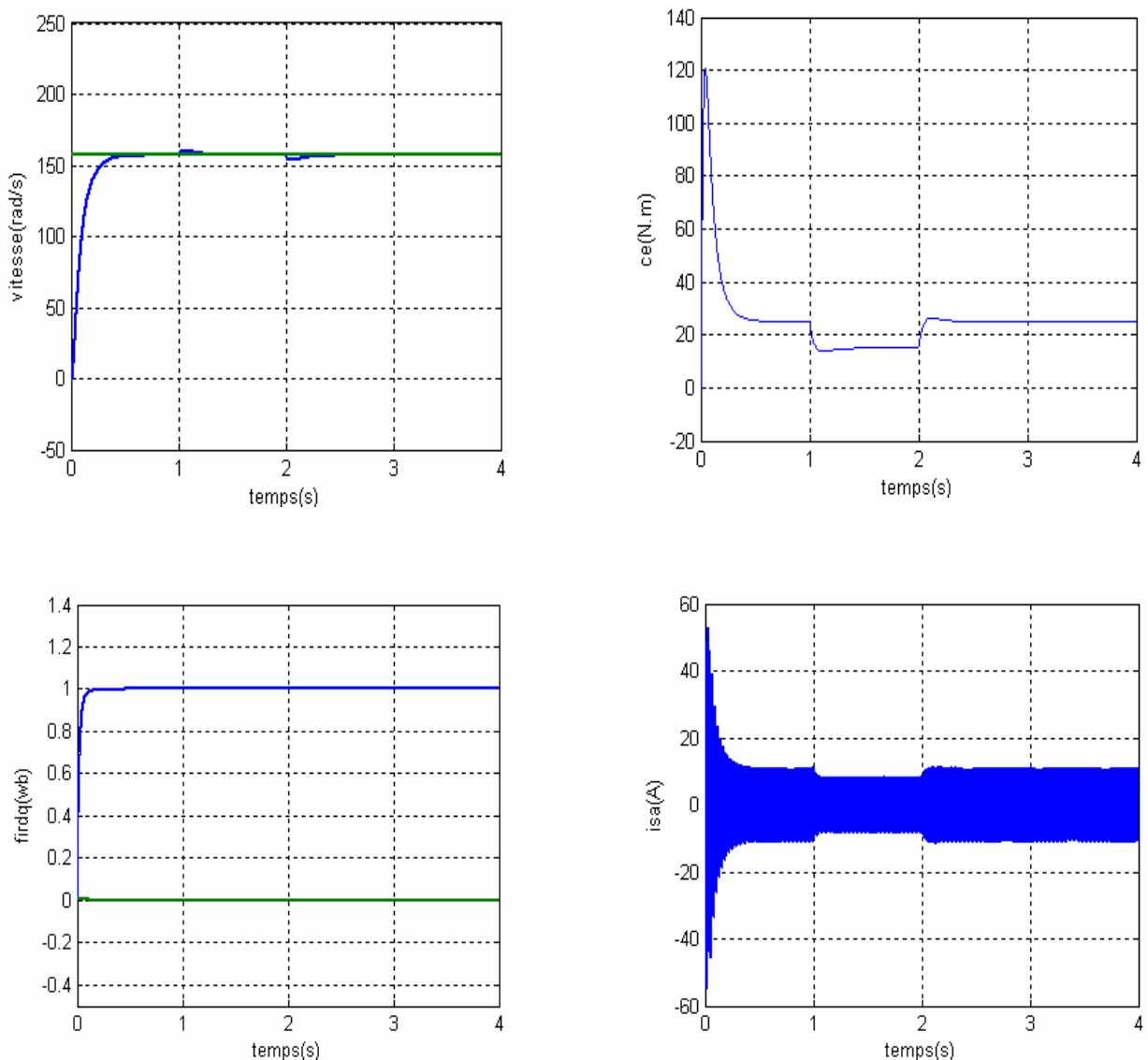


Fig.(II-13) Essai avec variation de la charge

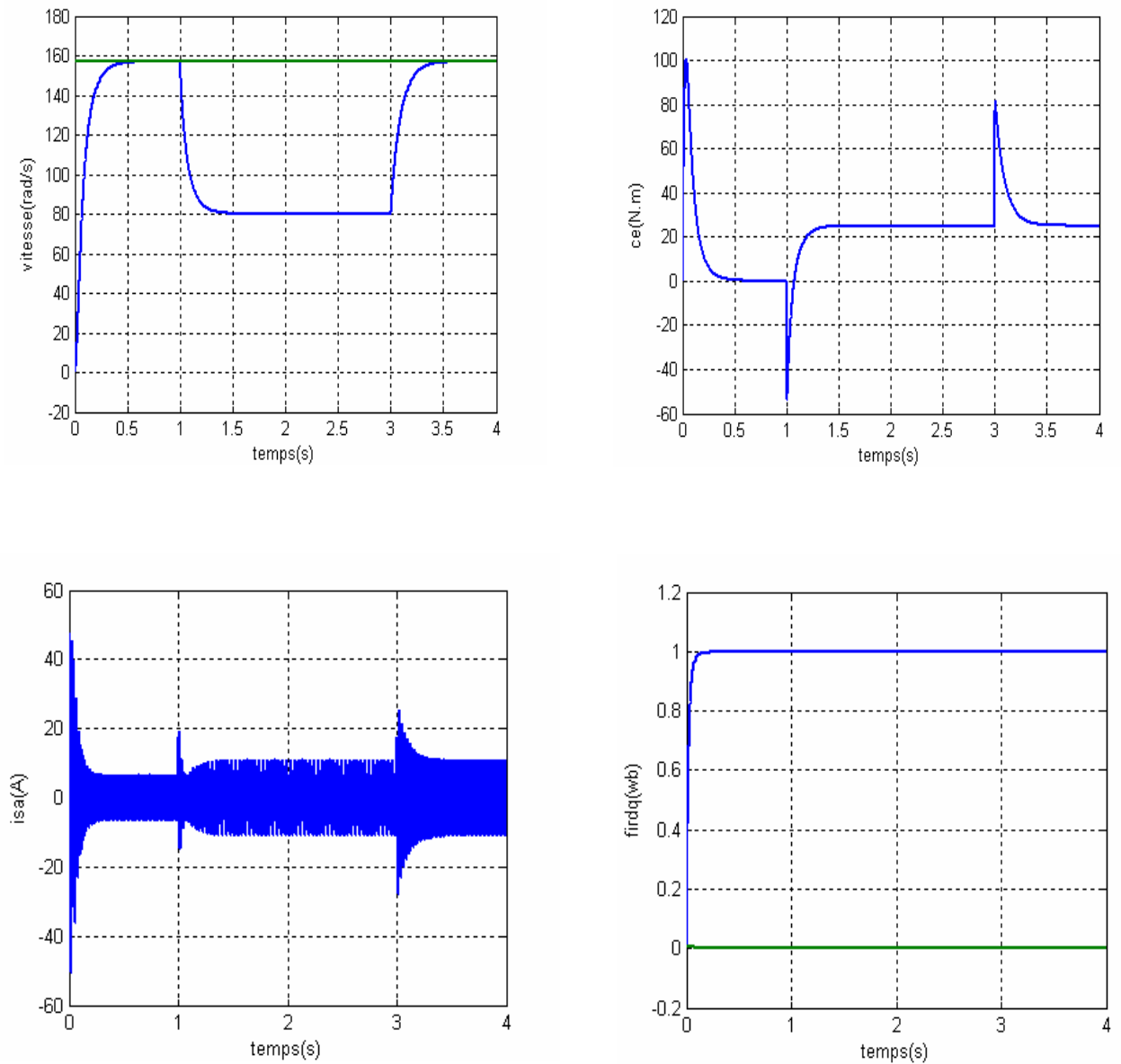


Fig.(II-14) Essai avec variation de la vitesse.

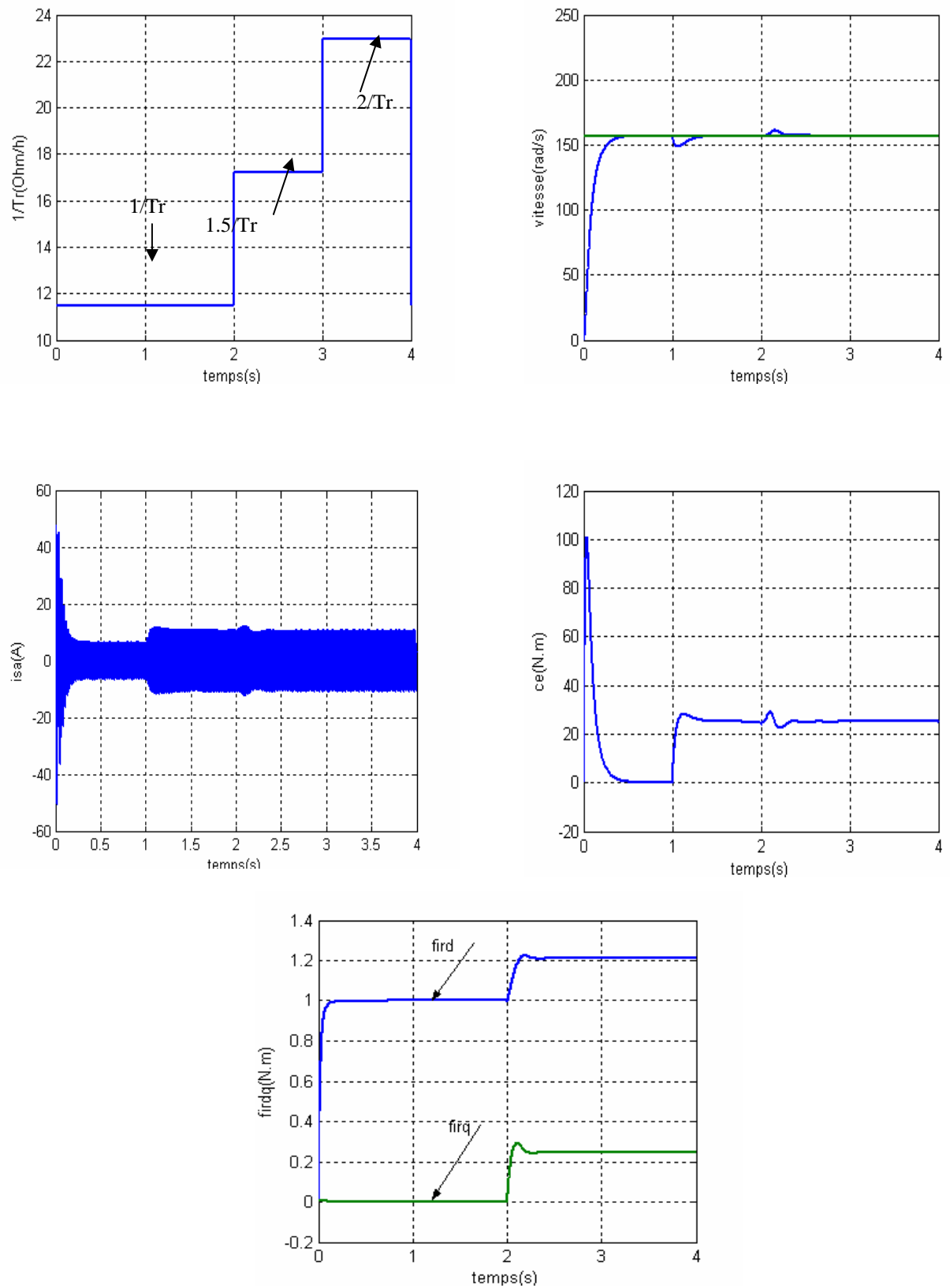


Fig.(II-15) Essai avec variation de $1/Tr$

II-12 Conclusion

A travers la commande présentée dans ce chapitre, on peut dire que la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique permet de traiter la machine asynchrone de façon semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats de simulation, nous a conduit à dire que cette commande constitue un véritable variateur de vitesse. Cependant le point faible de cette commande réside dans sa faible robustesse vis-à-vis à des variations paramétriques car la commande vectorielle perd l'orientation du flux rotorique.

On peut améliorer la commande vectorielle en estimant la constante de temps rotorique T_r en utilisant l'approche du système adaptatif avec modèle de référence MRAS proposé dans le chapitre suivant.

Chapitre III

*Estimation de la constante
de temps rotorique par la
technique MRAS*

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'estimateur de la valeur du flux dans la machine et de son orientation influencée par des variations de la température. Les phénomènes thermiques représentent un problème très important pour assurer le bon fonctionnement du variateur électrique. Il s'agit des échauffements des différentes parties de la machine. Ces échauffements doivent être contrôlés afin de garantir un fonctionnement fiable du variateur. D'un autre côté, la variation de la température modifie d'une manière importante les résistances statoriques R_s et rotorique R_r . Ceci remet en cause la validité du modèle d'action, défini en principe pour la température stationnaire [8].

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 asynchrone en cours du fonctionnement du variateur permet de réactualiser les données paramétriques du modèle de connaissance. Plusieurs méthodes d'estimation de la constante de temps rotorique sont utilisées en se basant sur l'estimateur de flux ou l'estimateur de la puissance réactive. Dans ce présent chapitre, on va présenter théoriquement quelques techniques d'estimation et d'observation utilisées pour l'estimation du flux rotorique et de la constante de temps rotorique, en se basant sur l'estimation de la puissance réactive.

III-2 Conception d'estimation et d'observation

Dans le domaine des entraînements à vitesse variable des moteurs asynchrones, les performances des lois de commande utilisées, dépendent du degré de précision dans la connaissance du modèle du flux et de sa position. Ces grandeurs sont difficilement accessibles par des mesures. En effet, les capteurs de flux sont relativement délicat (bruits de mesure) et réduisent la robustesse de l'ensemble. Ainsi, la reconstruction du flux ou de sa position par des estimateurs ou des observateurs devient un objectif principal

III-2-1-Estimateur

Les estimateurs, utilisés en boucle ouverte, reposent sur l'utilisation d'une copie du modèle d'une représentation de la machine en régime permanent (estimateur statique) qu'en transitoire (estimateur dynamique). La dynamique d'un estimateur dépend des modes propres de la machine. Une telle approche conduit à la mise en œuvre d'algorithmes simples et

rapides, mais sensibles aux erreurs de modélisation et aux variations paramétriques en cours de fonctionnement .

En effet, il n'y a aucun bouclage avec de grandeurs réelles permettant de prendre en compte ces erreurs ou perturbations. Un tel estimateur est représenté par la figure (III-01).

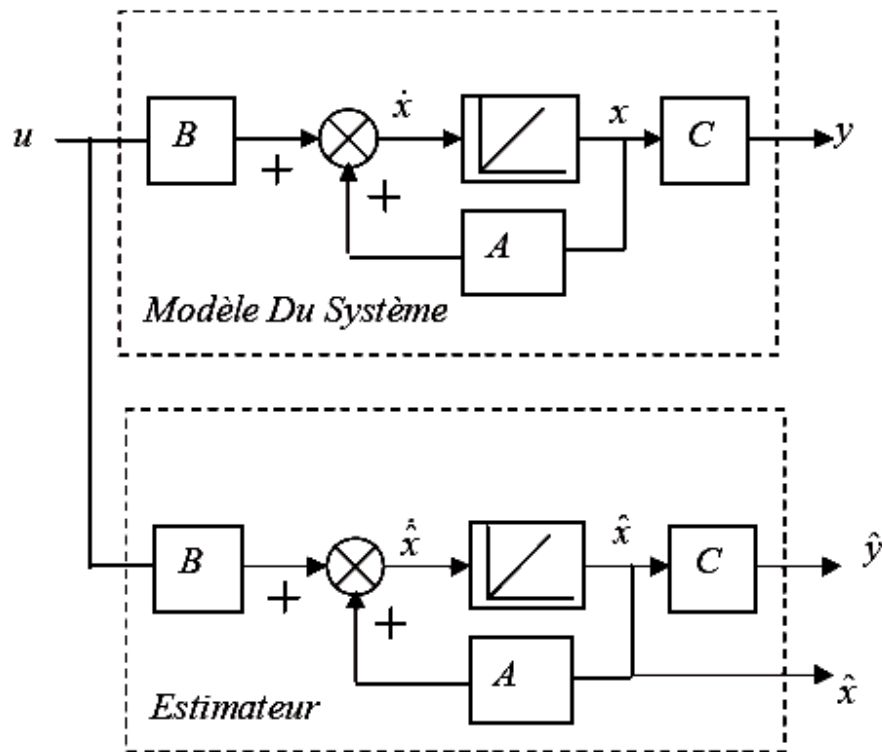


Fig.(III-01) Schéma de principe d'un estimateur

Le modèle mathématique du moteur asynchrone, pris comme un système linéaire variant dans le temps, est donnée par:

$$\dot{x} = A(\omega)x + Bu \tag{III-1}$$

$$y = Cx \tag{III-2}$$

B :est la matrice d'entrée du système

C : est la matrice de sortie

A(ω) : est la matrice de transition non stationnaire

Dans le cas de la machine à induction, A(w) dépend de la vitesse de rotation du moteur. Toutefois, elle peut être considérée comme quasi stationnaire vu la dynamique de la vitesse par rapport à celle des grandeurs électriques. En intégrant (III-1), on peut reconstruire les états à estimer.

$$\hat{\dot{x}} = \int (\hat{A}(\omega)\hat{x} + \hat{B}u) dt \tag{III-3}$$

Pour évaluer la précision de l'estimation, on considère l'écart entre les états réels et estimés, donné par: $\varepsilon = x - \hat{x}$

Dans le cas de la machine à induction, on ne maîtrise pas le temps de convergence de l'erreur d'estimation et les estimés auront forcément une erreur statique due aux erreurs de modélisation. Les inconvénients de l'estimateur peuvent être atténués en utilisant un terme correcteur. Ainsi l'écart entre la mesure et son estimée est introduit dans l'équation de l'estimateur à travers une matrice de gain de correction K, c'est ce qu'on entend par observateur..

III-2-2 Observateur

Un observateur est un estimateur qui fonctionne en boucle fermée et qui dispose une dynamique indépendante du système. Il fournit une estimation d'une grandeur physique interne d'un système donnée, en se fondant uniquement sur des informations concernant les entrées et les sorties estimées et les sorties réelles, à l'aide de la matrice gain K, pour régler ainsi la dynamique de convergence de l'erreur, figure (III-2).

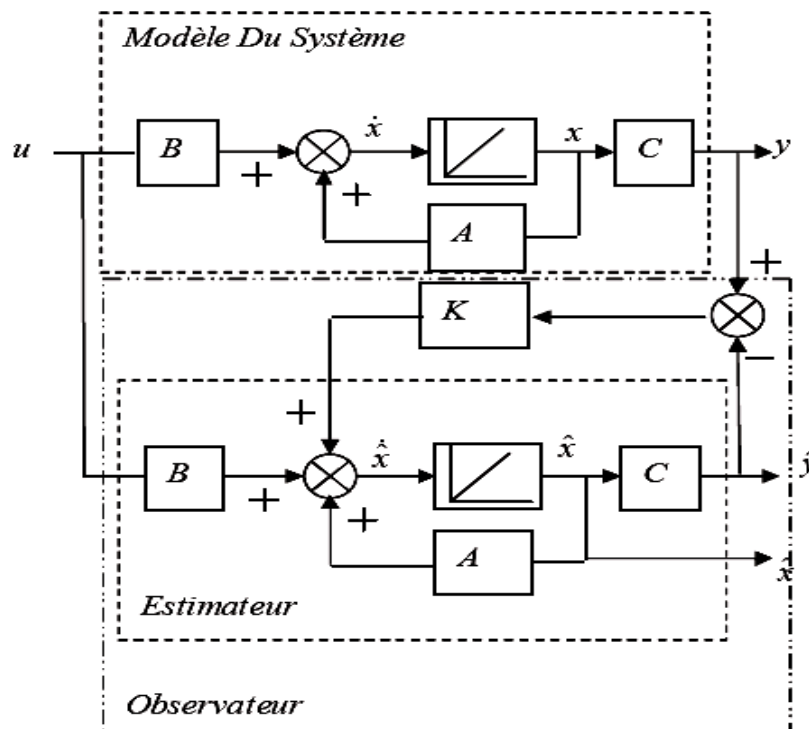


Fig.(III-02) Schéma de principe d'un observateur

Le principe de construction d'un observateur consiste donc à corriger la dynamique de l'estimation en tenant compte de l'écart entre la sortie réelle et la sortie reconstruite. Le principal avantage de l'observateur devant l'estimateur est que la dynamique de convergence de l'erreur tend vers zéro est contrôlée par le terme comportant la matrice de gain de correction K . On peut alors imposer la dynamique désirée par le choix de la matrice de gain de correction (dynamique indépendante), et compenser partiellement les erreurs de modélisation. Cependant le compromis entre vitesse de convergence et compensation d'une erreur de modélisation n'est pas toujours aisée. On fait alors appel aux techniques d'adaptation ou d'identification paramétrique.

III-3 Différentes techniques d'estimation

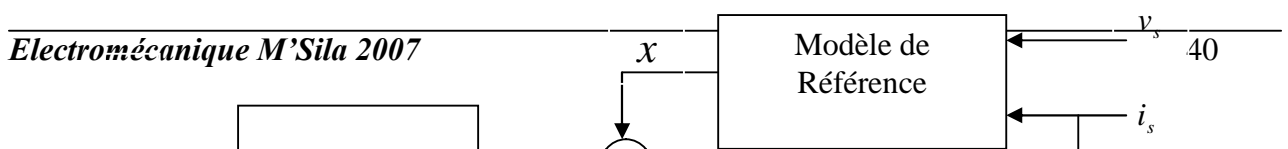
Les méthodes d'estimation proposées dans la littérature peuvent être décomposées en deux familles, les méthodes d'identification et les méthodes de correction.

Les méthodes d'identification sont basées sur l'identification analytique, l'injection de signaux et celles basées sur les algorithmes d'identification comme le filtre de kalman, la logique floue ou les réseaux de neurones. La principale difficulté dans ce cas vient du fait que la forme des signaux d'entrée /sortie (régime transitoire et permanent) n'est plus maîtrisée. Il sont généralement imposés par la commande elle-même.

Les méthodes de correction sont basées sur la recherche d'une fonction erreur dont l'évolution est liée à la différence entre une grandeur physique et la même grandeur estimée. Cette erreur représente la différence entre la valeur d'une grandeur obtenue à partir des informations fournies par la commande et celle déterminée à partir des mesures. Cette grandeur peut être la f.e.m induite au stator, le flux rotorique ou la puissance réactive.

III-4 Système adaptative avec modèle de référence MRAS

L'approche par le système adaptatif avec modèle référence MRAS a été proposée par Schauder elle est basée sur l'identification adaptative avec modèle de référence pour estimer une grandeur physique. Sous sa forme simple, la structure MRAS comme présentée par la figure (III- 03) se compose de deux estimateurs qui calculent les mêmes grandeurs de moteur, le premier est un modèle de référence qui constitue le moteur asynchrone et le deuxième constitue le système adaptatif. La différence entre les sorties des deux estimateurs est utilisée pour corriger l'estimation [9].



+

-

Plusieurs structures de MRAS sont dénombrées selon le choix de la variable x , tels que le flux rotorique, la force électromotrice ou la puissance réactive. Comparée à d'autres approches, la technique MRAS, permet d'améliorer les performances de l'estimation de vitesse qui peuvent s'étendre à très basse vitesse. Toutefois, elles ne peuvent toujours pas travailler à très basses fréquences statorique . Dans les structures adaptatives, les paramètres de la matrice de rétroaction du système non linéaire influence considérablement, le taux de convergence du mécanisme adaptatif, qui n'est pas une tache facile, particulièrement dans des conditions variables de fonctionnement

III-4-1 MRAS basée sur l'estimation du flux rotorique

Soient $\hat{\Phi}_r$, et $\hat{\omega}$ les quantités estimées du flux $\bar{\Phi}$ et de la vitesse ω . On pourra définir un simple estimateur flux par :

$$\dot{\hat{\Phi}}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\hat{\omega} \right) \hat{\Phi}_r + \frac{M}{T} i_s \tag{III-4}$$

On peut définir alors une erreur vectorielle $\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\Phi}_r$ donnée par :

$$\dot{\bar{\varepsilon}} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + j(\omega - \hat{\omega}) \hat{\Phi}_r \tag{III-5}$$

Il est important de s'assurer que le system (III-05) sera stable, cela exige naturellement la convergence de l'erreur ε et la différence $(\omega - \hat{\omega})$ tendre vers zéro. La stabilité de cet algorithme sera étudiée, en utilisant le critère d'hyper stabilité de Popov .En effet la dérivée de l'erreur est composée de deux termes Le premier relié directement à l'erreur du flux, peut

être défini par un système linéaire . Le seconde relié de à l'erreur de vitesse, est un système non –linéaire, cela est illustré dans la fig.(III-04)

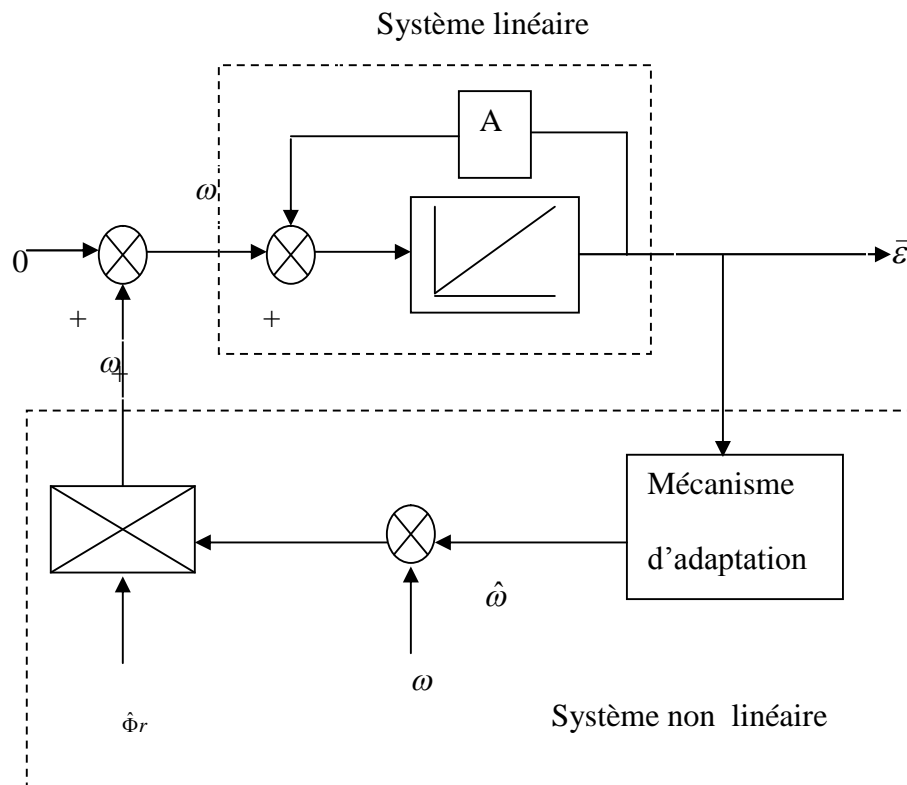


Fig.(III-04) Structure de la commande par MRAS

L'équation (III-03) peut être exprimée sous forme condensée comme suit :

$$\dot{\bar{\epsilon}} = [A]\bar{\epsilon} - [w] \tag{III-6}$$

Avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{Tr} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{Tr} \end{bmatrix} \quad \therefore [w] = (\omega - \hat{\omega})\hat{\Phi}_r$$

La matrice [A] sera considéré comme un pole complexe de l'évolution de l'erreur du système linéaire, or ce pole est à partie réelle négative, alors ce système est stable. La deuxième partie de équation (III-06) doit également tendre vers zéro sinon vers une quantité à énergie minimale tout en incluant le mécanisme d'adaptation qui doit satisfaire le critère d'hyper stabilité de popov

III-4-2 MRAS basée sur l'estimation de la f.e.m

La structure MRAS emploie la f.e.m dans le modèle de référence de sorte que l'estimation puisse être effectuée sans intégration pure. Les modèles de référence et ajustable sont donnés par le système équation (III-07) suivant :

$$\begin{cases} \bar{x} = \bar{e}_m = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \dot{\bar{i}}_s \\ \hat{\bar{x}} = \hat{\bar{e}}_m = \frac{M^2}{L_r} \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{i}_m + \frac{M^2}{L_r T_r} \bar{i}_s \end{cases} \quad (III-7)$$

Où \bar{i}_m représente le vecteur courant magnétisant donné par :

$$\dot{\bar{i}}_m = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{i}_m + \frac{1}{T_r} \bar{i}_s \quad (III-8)$$

L'erreur entre les sorties des deux modèles est appliquée au mécanisme d'adaptation, permettant l'estimation de la vitesse $\hat{\omega}$.

$$\hat{\omega} = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) (\hat{e}_m \otimes e_m) \quad (III-9)$$

III-4-3 MRAS basée sur l'estimation de la puissance réactive

Pour améliorer la robustesse de l'estimation de la vitesse par MRAS par rapport à la résistance statorique ; une autre approche basée sur l'estimation d'une nouvelle quantité q_m a été introduite dont l'amplitude représente l'énergie réactive instantanée donnée par :

$$q_m = \bar{i}_s \otimes \bar{e}_m \quad (III-10)$$

En substituant l'expression (III-07) dans (III-10), on aura :

$$\begin{cases} \bar{x} = q_m = \bar{i}_s \otimes (\bar{v}_s - \sigma L_s \dot{\bar{i}}) \\ \hat{\bar{x}} = \hat{q}_m = \frac{M^2}{L_r} (\hat{i}_m \circ \bar{i}) \omega + \frac{1}{T_r} (\hat{i}_m \otimes \bar{i}) \end{cases} \quad (III-11)$$

Avec \otimes produit vectoriel et \circ produit scalaire.

L'estimation de la vitesse est donnée alors par :

$$\hat{\omega} = \left(k_p + \frac{k_i}{p} \right) (q_m - \hat{q}_m) \quad (III-12)$$

III-4-4 MRAS basée sur l'estimation de la vitesse

Les estimateurs de vitesse basés sur la théorie du systèmes adaptif avec modèle de référence MRAS, se sont les technique les plus populaires qui ont été mis en application pour la commande du moteur à induction, plusieurs travaux ont vu le jour ,ces technique seront utilisées pour une estimation simultanée du flux rotorique et de la vitesse du moteur à induction .

En effet, à partir des équations d'état de la machine, on peut aboutir plusieurs formulations qui permettant d'estimer la vitesse. La technique utilisée pour estimer le flux rotorique et capter l'information sur la vitesse, est basée sur la mesure des courants et des tensions d'alimentation de la machine. A partir des équations statorique et rotoriques du modèle d'état le flux peut être estimé par :

$$\begin{cases} \dot{\bar{\Phi}}_r = \frac{L_r}{M} (\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \dot{\bar{i}}_s) \\ \dot{\bar{\Phi}} = \left(-\frac{1}{T} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \dot{\bar{i}}_s \end{cases} \quad (III-13)$$

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

$$\theta_s = \text{Arctg}\left(\frac{\Phi_{r\beta}}{\Phi_{r\alpha}} \right) \quad (III-14)$$

Sa dérivée correspondante est donnée par :

$$\theta_s = \frac{\Phi_{r\alpha} \dot{\Phi}_{r\beta} - \Phi_{r\beta} \dot{\Phi}_{r\alpha}}{\Phi_{r\alpha}^2 + \Phi_{r\beta}^2} \quad (III-15)$$

Il convient de noter que le terme $(i_{s\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha} - i_{s\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta})$ de l'équation (III-15) est proportionnel au couple de la machine, il peut être également exprimé fonction des composantes du flux de rotor et des composantes du flux du stator, ces résultats indiquent que la vitesse du moteur aussi bien que la pulsation peuvent être obtenues à partir d'un estimateur de flux de rotor basé sur la première équation de (III-13) . Cette approche est basée sur un modèle de référence de la machine, ne dépendant pas de la vitesse rotorique, et sur un modèle adaptif dépendant directement de la vitesse, l'erreur entre ces deux modèle injectée dans un mécanisme adaptation donne une estimation de la vitesse présenté par le schéma fonctionnel suivant. :

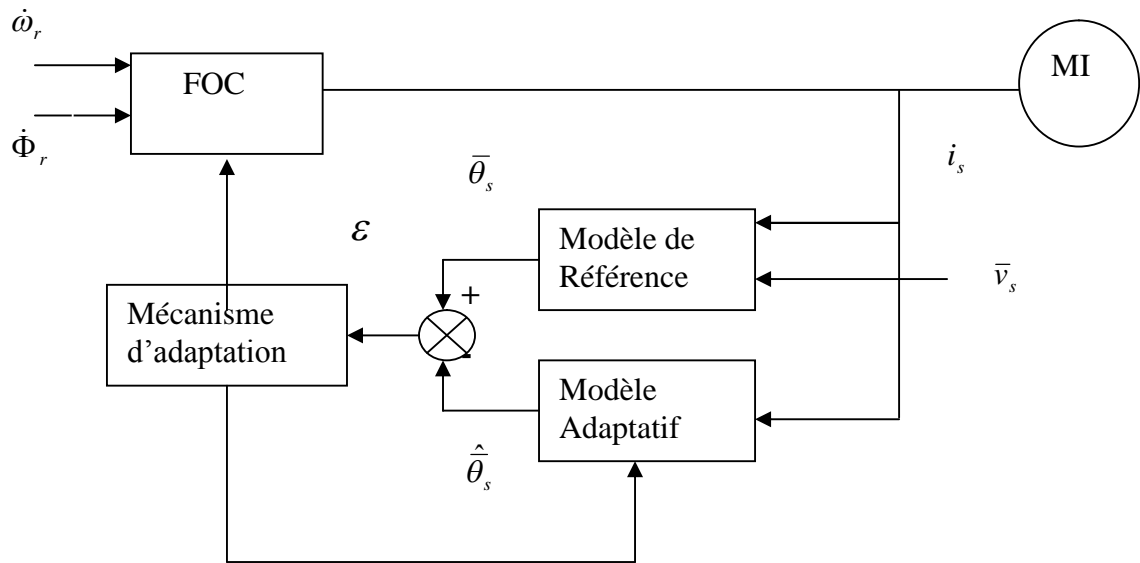


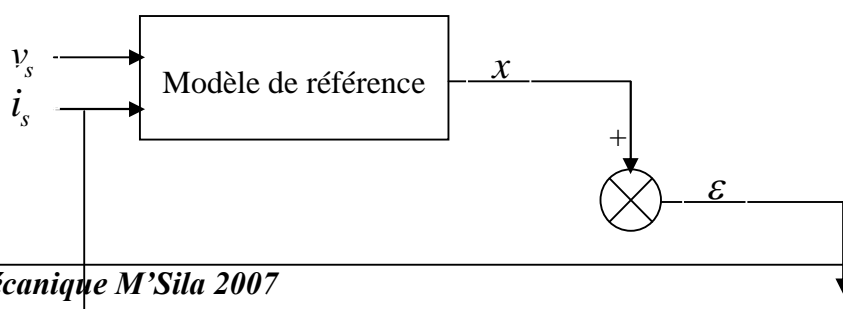
Fig.(III-05) Structure MRAS pour l'estimateur de la vitesse

III-4-5 Estimation de la constante de temps par MRAS

La technique adaptative basée sur le modèle de référence MRAS a été utilisée pour l'estimation de la constante de temps rotorique en se basant sur l'estimation du flux rotorique ou l'estimation de la puissance réactive et en utilisant uniquement les mesures de la tension et du courant statorique.

III-4-5-1 Estimation de la constante de temps rotorique basée sur le flux rotorique

Cette méthode 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.



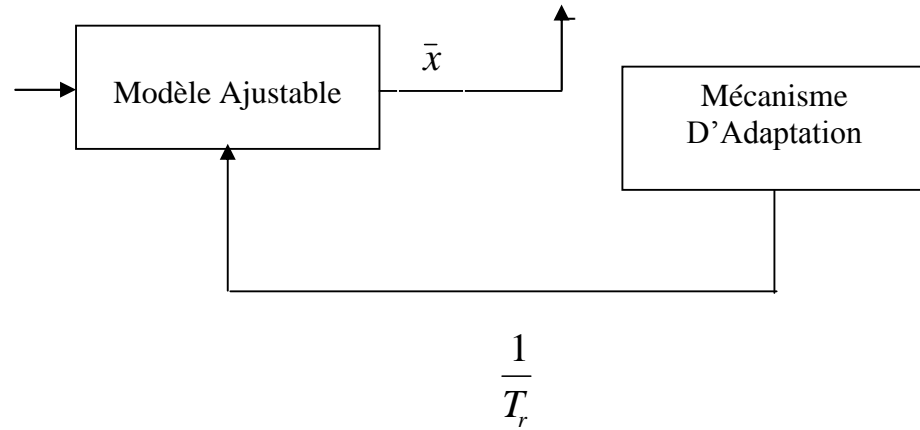


Fig. (III-06) Structure de MRAS pour estimer 1/Tr

Le modèle de la machine dans le repère (α, β) lié au stator pour un vecteur d'état $[x] = [i_{s\alpha} \ i_{s\beta} \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta}]^T$ et de tension de commande $[U] = [U_{s\alpha} \ U_{s\beta}]^T$ en tenant compte que le rotor de la machine à induction est un court circuit est exprimé par

$$\begin{cases} V_s = (R_s - \sigma L_s p) i_s + \frac{M}{L_r} p \Phi_r \\ 0 = -\frac{M}{T_r} i_s + \left(\frac{1}{T_r} + p - j\omega \right) \Phi_r \end{cases} \quad (III-16)$$

Avec :

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

Le flux rotorique provenant de la première équation du système (III-15) ne dépend pas de la constante de temps rotorique et produit la valeur de référence du flux rotorique, elle peut être considérée comme modèle de référence tandis que la deuxième équation qui dépend de la constante de temps rotorique produit la valeur estimée du flux rotorique peut être considérée comme modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles injectée dans un mécanisme d'adaptation, donne la constante de temps rotorique.

La stabilité globale de cet algorithme est démontrée par le critère d'hyper stabilité de POPOV.

Soient $\bar{\Phi}_r$ et $\frac{1}{T_r}$ les quantités estimées de $\bar{\Phi}_r$ et $\frac{1}{T_r}$ respectivement. A partir de la deuxième

équation de (III-06) on pourra définir un simple estimateur de flux par:

$$\bar{\Phi}_r = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\Phi}_r + \frac{M}{T_r} \tag{III-17}$$

On peut définir alors une erreur vectorielle $\bar{\varepsilon} = \bar{\Phi}_r - \hat{\bar{\Phi}}_r$ donnée par:

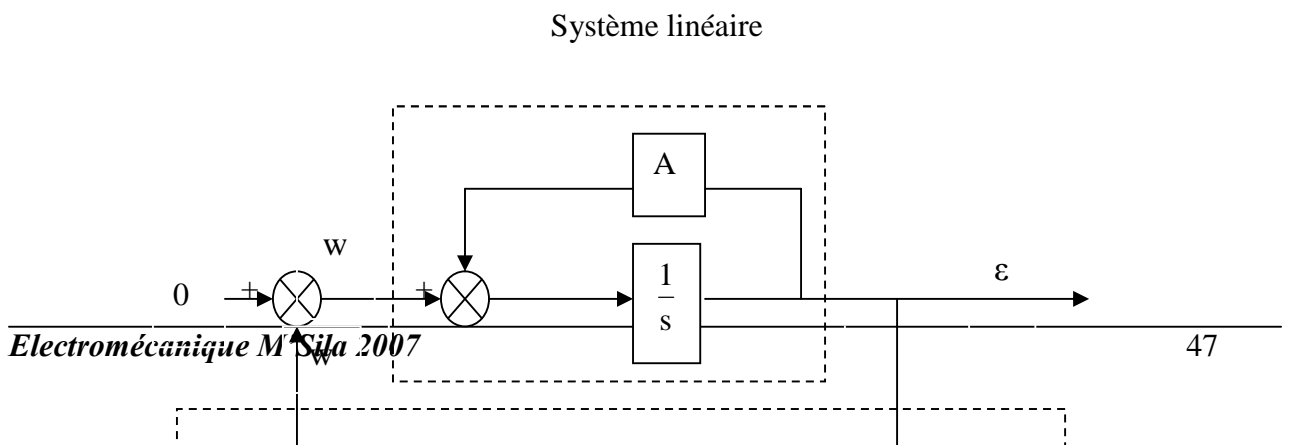
$$\bar{\varepsilon} = \left(-\frac{1}{T_r} + j\omega \right) \bar{\varepsilon} + \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (M\bar{i}_s - \bar{\Phi}_r) \tag{III-18}$$

La stabilité de (III-18) exige naturellement la convergence de l'erreur $\bar{\varepsilon}$ et la différence $\left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right)$ tendre vers zéro. Or la dérivée de l'erreur est composée de deux termes, dont le premier est relié directement à l'erreur du flux et peut être défini comme un système linéaire, le second terme est relié à l'erreur de l'inverse de la constante de temps et qui est un système non linéaire, cela est illustré dans la fig. (III-06). L'équation correspondante est donné par:

$$\bar{\varepsilon} = [A]\bar{\varepsilon} - [w] \tag{III-19}$$

Avec:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad [w] = \left(\frac{1}{T_r} - \frac{1}{\hat{T}_r} \right) (\bar{\Phi}_r - M\bar{i}_s)$$



En substituant la tension v_s donnée par le système (III-20) dans l'équation (III-21) la puissance réactive Φ_r devient :

$$Q = \text{Im} \left[\left(R_s \bar{i}_s + \sigma L_s \bar{i}_s + \frac{M}{L_r} s \Phi_r \right) \bar{i}_s^* \right] \quad \text{(III-22)}$$

La puissance réactive estimée peut être estimée en remplaçant le flux rotorique par le flux estimé représentée par la figure (II-07), après simplification, l'expression (III-20) devient :

$$\hat{Q} = \text{Im} \left[\left(\sigma L_s s i_s + \frac{M}{L_r} s \hat{\Phi}_r \right) i_s^* \right] \quad \text{(III-23)}$$

L'équation (III-23) peut être considérée comme modèle ajustable. L'erreur $\Delta Q = Q - \hat{Q}$ est utilisée pour ajuster $\frac{1}{T_r}$ dans le flux estimé.

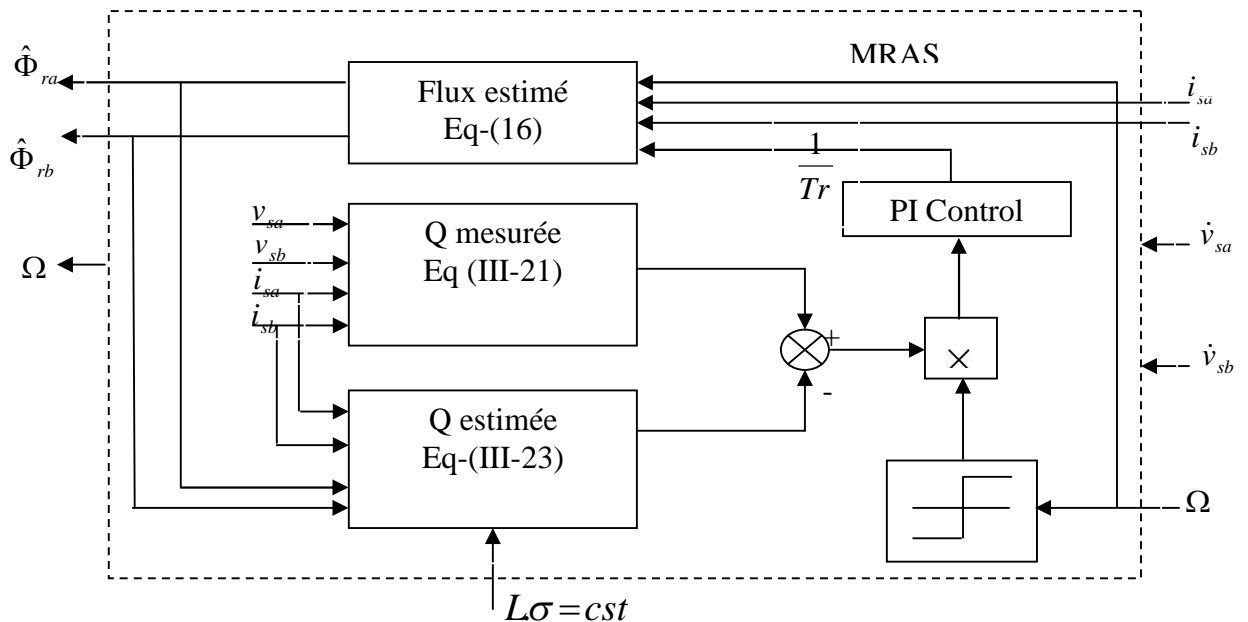
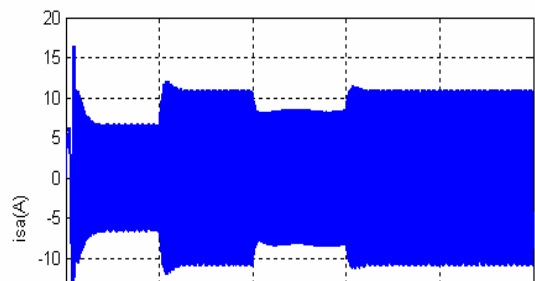
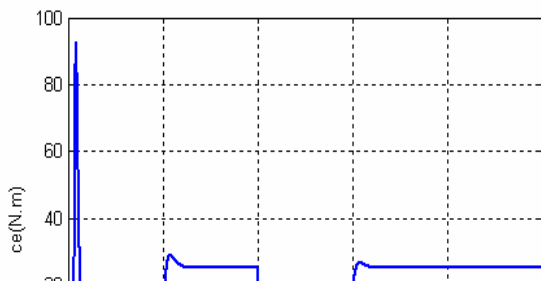


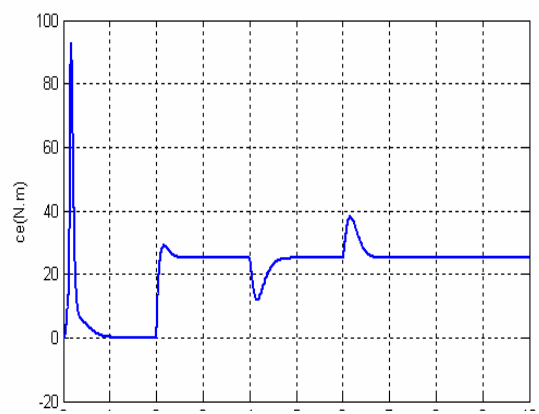
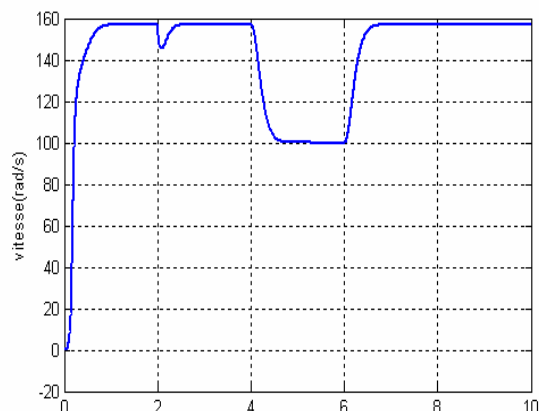
Fig. (III-08) MRAS basée sur la puissance réactive

L'implantation de la constante de temps rotorique $\frac{1}{T_r}$ dans la commande vectorielle de la

MAS donne les résultats suivants :

III-5 Résultats de simulation





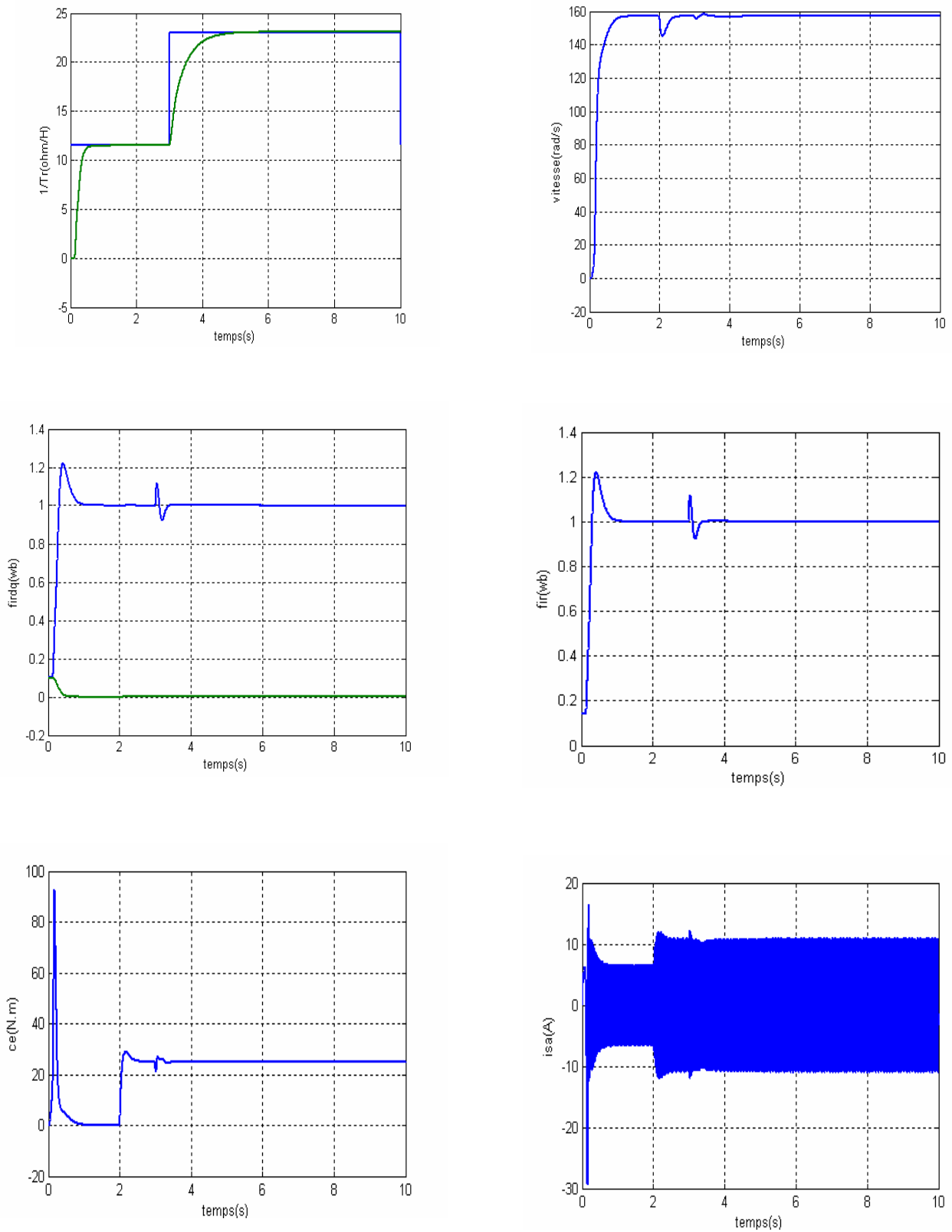


Fig. (III-11) Essai avec variation de T_r estimée

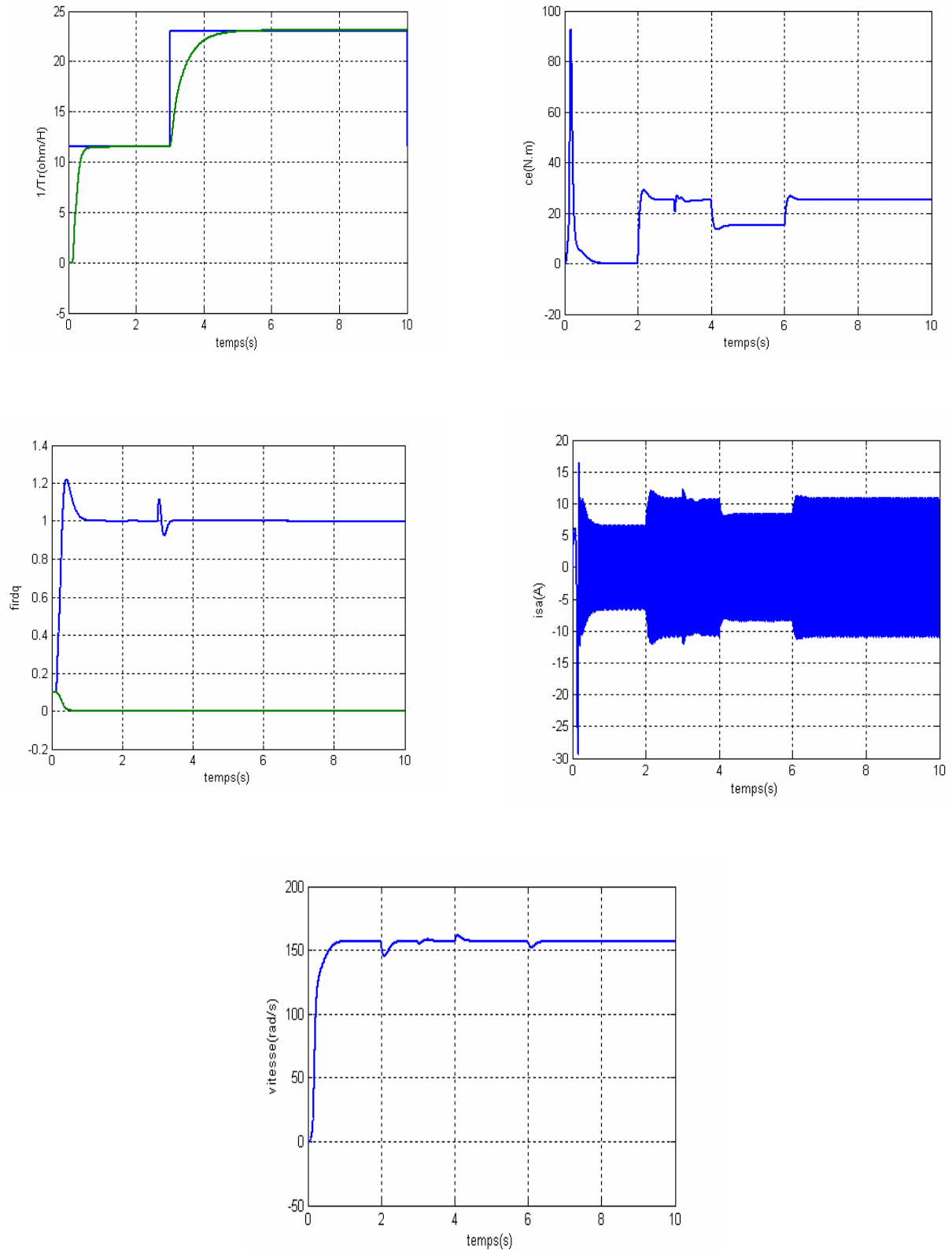


Fig. (III-12) Essai avec variation de T_r et variation de la charge

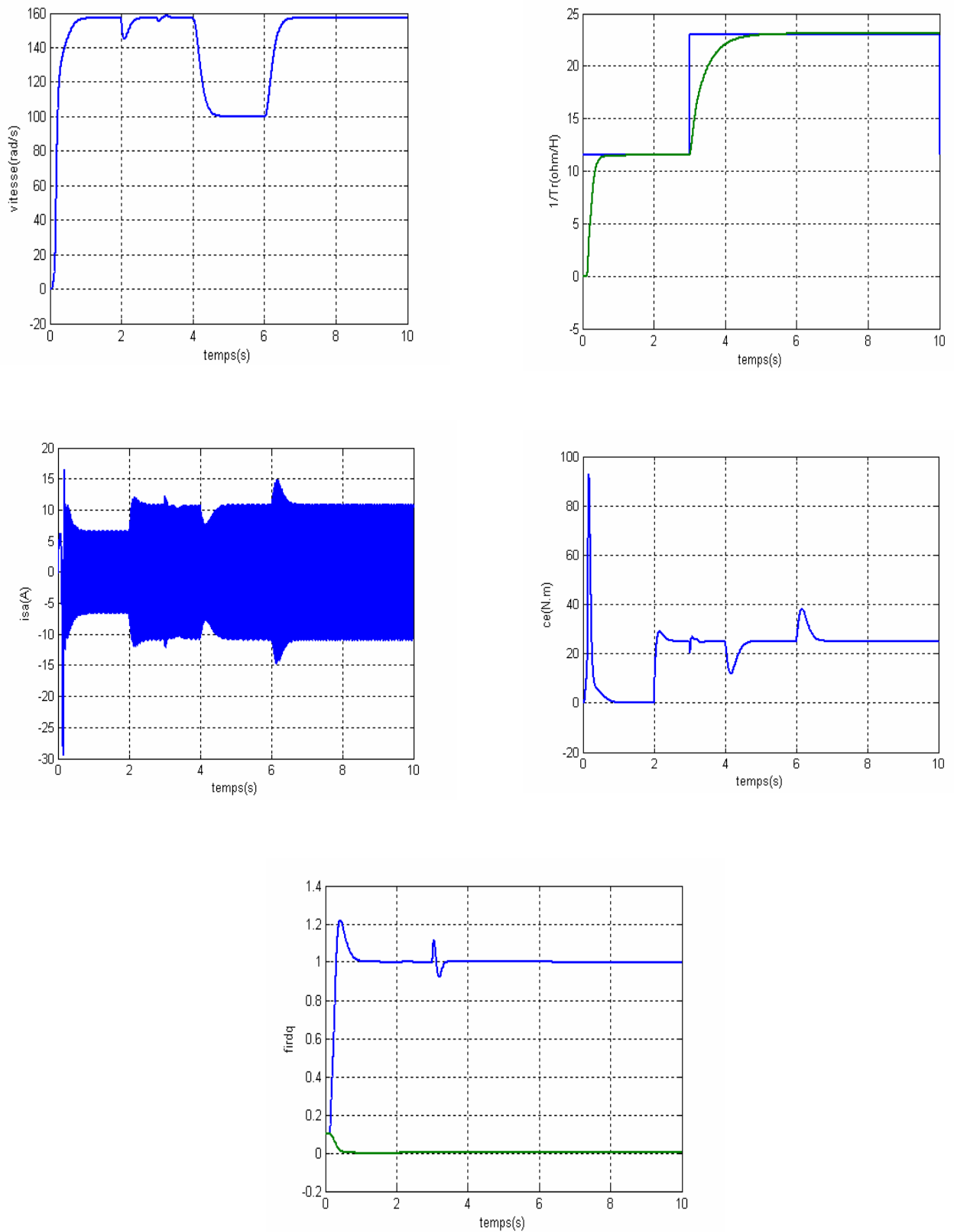


Fig. (III-13) Essai avec variation de Tr et variation de la vitesse

III-6 Interprétation des résultats de simulation

La simulation sous Matlab de la machine asynchrone commandée vectoriellement avec estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique par la technique MRAS montre bien l'efficacité de cette méthode pour obtenir une commande robuste et performante.

Les figures (III-09-10) pressentent les caractéristiques de la machine en charge avec estimation de $1/T_r$. On remarque que la vitesse et le flux suivent leurs références sans erreur statique, et que les réponses du courant et couple sont maîtrisés.

Les résultats représentés par les figures (III-11-12-13) montrent qu'avec l'estimation proposée le découplage est maintenue et que le flux rotorique suit exactement sa référence avec une bonne orientation sur l'axe (d), on peut dire que les résultats sont robustes. On a effectué des variations de vitesse afin de tester cet estimateur à basse vitesse, les réponses de la vitesse, du flux, de couple et de courants obtenues sont satisfaisantes.

III-7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une méthodologie théorique de quelques techniques d'estimation par MRAS de la vitesse, de flux et de la constante de temps rotorique .

Nous avons utilisée la technique MRAS basée sur la puissance réactive pour estimer l'inverse de la constante de temps rotorique $1/T_r$.

Les résultats obtenus sont robustes et nous permettent de conclure que l'utilisation de l'estimation est importante et apporte une amélioration à la commande vectorielle influencée par les variations paramétriques.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande vectorielle directe de la machine asynchrone triphasé commandé en tension, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase.

Le but de ce travail est de réaliser une commande vectorielle plus performante et moins sensible aux variations paramétriques en utilisant la technique du système adaptatif de modèle de référence MRAS pour estimer la constant de temps rotorique

- Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone pour montrer que ce modèle est compliqué, comprend des non linéarités et un fort taux de couplage . Afin de réduire cette complexité, on a utilisé la transformation de PARK . A cet effet nous avons traité le cas de la commande en tension.

- Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle directe , méthode répandue dans les publications internationales qui l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone a une structure similaire à celle d'une machine a courant continu à excitation séparée. Nous avons présenté la méthode directe dans le cas de l'orientation du flux rotorique avec un simple estimateur de flux. La méthode montre sa sensibilité vers les variations paramétrique

- Dans le troisième chapitre nous présentons théoriquement la "Technique MRAS", et les estimateurs de flux et la constante de temps rotorique $1/T_r$ utilisés. Les résultats des simulation de la commande vectorielle directe avec l'estimateur de la constant de temps rotorique proposé montrent que l'utilisation de ce dernier améliore la commande vis-à-vis la variation paramétrique car l'orientation du flux rotorique est maintenue et le découplage est toujours vérifié.

Ce pendant, on suggère d'apporter des amélioration à notre travail en utilisant une commande sans capteur de vitesse .

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande vectorielle directe de la machine asynchrone triphasé commandé en tension, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase.

Le but de ce travail est de réaliser une commande vectorielle plus performante et moins sensible aux variations paramétriques en utilisant la technique du système adaptatif de modèle de référence MRAS pour estimer la constant de temps rotorique

- Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone pour montrer que ce modèle est compliqué, comprend des non linéarités et un fort taux de couplage . Afin de réduire cette complexité, on a utilisé la transformation de PARK . A cet effet nous avons traité le cas de la commande en tension.

- Dans le deuxième chapitre, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle directe , méthode répandue dans les publications internationales qui l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de ramener la structure de la machine asynchrone a une structure similaire à celle d'une machine a courant continu à excitation séparée. Nous avons présenté la méthode directe dans le cas de l'orientation du flux rotorique avec un simple estimateur de flux. La méthode montre sa sensibilité vers les variations paramétrique

- Dans le troisième chapitre nous présentons théoriquement la "Technique MRAS", et les estimateurs de flux et la constante de temps rotorique $1/T_r$ utilisés. Les résultats des simulation de la commande vectorielle directe avec l'estimateur de la constant de temps rotorique proposé montrent que l'utilisation de ce dernier améliore la commande vis-à-vis la variation paramétrique car l'orientation du flux rotorique est maintenue et le découplage est toujours vérifié.

Ce pendant, on suggère d'apporter des amélioration à notre travail en utilisant une commande sans capteur de vitesse .

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écurueil standard, ses caractéristiques principales sont les suivantes :

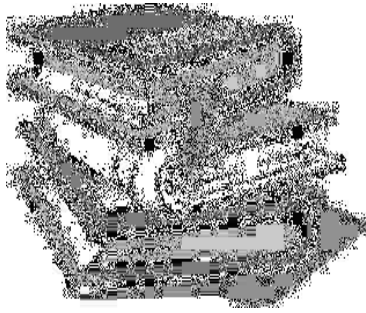
Puissance nominale	4 KW
Tension nominale	220/380V
Courant nominale	15 A
Nombre de pole	4
$\cos\varphi$	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

Paramètres électriques

Résistance statorique	1.2 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique du stator	0.1556 H
Inductance cyclique du rotor	0.1558 H
Inductance mutuelle	0.15 H

Paramètres mécaniques

Moment d'inertie du rotor	0.07 kg.m ²
Coefficient du frottement visqueux	0.00 SI



Bibliographie

- [1] : J.Pierre, J-Paul,Hautier J-Faucher, « Modélisation et Commande de la Machine asynchrone» Edition Technib, Paris, Octobre.1995.
- [2] : J.Chatelin, « Machine électrique tome 1», Edition Dunod.1987.
- [3] : D.R.Chouiter , « Conception et réalisation d'une commande robuste de la machine asynchrone», Thèse de doctorat, Ecole doctorale électrotechnique- électronique- automatique de Lion, Janvier.1997.
- [4] : C.Canudas ,« Commande des moteurs asynchrones : Modélisation contrôle vectoriel et DTC » .VOL1, Hevmés science publications, Paris,2000.
- [5] : Laieb.Fadila, Gerrouche. Hakima , « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone », Mémoire d'ingénieur, université de M'sila [2004].
- [6] : F.Zidani, « Etude comparative de la commande par simulation numérique d'une pilotage vectorielle et scolaire d'une machine à induction alimentée par un onduleur à modulation. de largeur d'impulsion », université de Batna .2004.
- [7] : Grelet .G, Glerc .G,« Actionneurs électrique, principes modèles commande ».Edition eyrolles- 2000.
- [8] : S. Chaouch, « Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique d'une machine à induction par la technique MRAS », conférence .IEE, Batna.2002.
- [9] : S. Chaouch, «Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse », Thèse de doctorat, Université de Batna .2005.
- [10]: M.S.Nait Said , «Induction Motors Direct Field Oriented Control With Robust On-Pine Tuning of Rotor Resistance »,IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol.14,No.4, Decembre.1999.

