24/96

الجمهـــوريـــة الجـــزائـــريـــة الـــديمـــقـــراطيـــة الشعبيـــة
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التـــربيـــة الـــوطنـــيـــة
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT Genie Electrique
FILIERE Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Identification et commande non linéaire de la machine asynchrone

Proposé par :
M H. CHEKIREB
M D. BOUKHETALA

Etudié par :
B. KARADJI
S. MAHNOUF

Dirigé par :
M H. CHEKIREB
M D. BOUKHETALA

PROMOTION JUIN 1996

E. N. P 10, Avenue Hassen Badi - EL-HARRACH - ALGER

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT : Genie Electrique
FILIERE : Automatique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Identification et commande non linéaire de la machine asynchrone

Proposé par :	Etudié par :	Dirigé par :
M H. CHEKIREB	B. KARADJI	M H. CHEKIREB
M D. BOUKHETALA	S. MAHNOUF	M D. BOUKHETALA

PROMOTION JUIN 1996

E. N. P 10, Avenue Hassen Badi - EL-HARRACH - ALGER

DEDICACES

Je dedie ce modèste travail à

Ma chère mère ,
Mon chèr père ,
Mes frères et mes soeurs,
Tous mes amis.

B. KARADJI

DEDICACES

Je dedie ce modeste travail à

Ma chère mère,
Mon chèr père,
Mes frères (Hamza, Mohamed)
Ma soeur, Mounira
Toute ma famille
Tous mes amis

S.MAHNOUF

REMERCIEMENT

Nous remercions Dieu de nous avoir donné le courage et la force pour accomplir ce travail.

Nous remercions nos promoteurs Ms. H. CHEKIREB et D. BOUKHETALA, enseignants à l'école nationale polytechnique, pour leur aide, leurs encouragements, et la patience avec la quelle ils ont bien voulu travaller avec nous.

Nous remercions les respectables membres du jury pour avoir accépté d'évaluer notre travail.

Nous remercions enfin tous ceux qui ont contribué de prés où de loin à l'accommplissement de ce modeste travail.

Liste des principaux symboles

LISTES DES PRINCIPAUX SYNBOLES

C_{em} :Couple éléctromagnétique

C_r :Couple résistant

sr :Relativement au stator ,au rotor.

dq :relativement au axe directe ,en quadrature.

I_a, I_b, I_c :Courants instantanéesdes phases de la machine.

I_{ds}, I_{qs} :courant statoriqued'axe directe,enquadrature;

I_{dr}, I_{qs} :courant rotorique d'axe directe ,en quadrature

ω_m :Vitesse angulaire du rotor(rd/s);

ω_g :Vitesse angulaire du référentiel(rd/s)

ω_s :Pulsation statorique(rd/s);

ω_r :Pulsation rotorique(rd/s);

R_r, R_s :Résistances d'une phase statorique ,rotorique;

L_s, L_s :Iductances d'une phase directe ,en quadrature;

U_a, U_b, U_c :Tensions istantaneés des phases de la machine ;

U_{ds}, U_{qs} :Tension statorique d'axe directe ,en quadrature;

σ :Coéfficient de dispersion de la machine ;

L_m :Inductance mutuelle stator ,rotor;

L_{ms} :Inductance mutuelle entre phases statoriques;

L_{mr} :Inductance mutuelle entre phases rotoriques;

j :Moment d'inertie;

p :Nombre de paires de pôles;

Φ_s, Φ_r :Flux statorique, rotorique;

Φ_{ds}, Φ_{qs} :Flux statorique d'axe directe en quadrature;

Φ_{dr}, Φ_{qr} :Flux rotorique d'axe directe en quadrature;

k_f	:coefficient de frottement;
f	:Frequence;
$A_s(\theta)$	:Matrice de transformation de PARK;
$\frac{d}{dt}$	:Opérateur dérivée;
X	:Vecteur d'état;
u	:Vecteur de commande;
z	:Vecteur d'état dans l'espace de BRENOWSKY;
$h(x)$	:Fonction de sortie du système;
$f(x), g(x)$	:Champs de vecteur;
y	:Sortie du système;
Φ	:Fonction de transformation;
$L_g\, h(x)$	:Dérivée de LIE de f(x) selon le champ de vecteur
k_i	:Facteur d'intégral
$\hat{x}$	:Vecteur d'état estimés;
$\underline{e_x}$	:Erreur d'observation;
e	:Ecart d'observation;
$p_i \pm j\, \sigma_i$	:Pôles de l'observateur;
$p'_i + j\, \sigma'_i$	:Pôles de la machine;
$\hat{R}_r, \hat{R}_s$	:Valeur estimée de la résistance rotorique, statorique;
K^T	:Vecteur des gains de vecteur d'état;
G	:Matrice du bouclage de l'observateur;
a_{ij}	:Coefficient de la matrice de transfert d'état;
λ_1, λ_2	:Gains d'ataptation.

ملخص

في عملنا الحاضر وضعنا تقنية لتعيين وسطاء المحرك اللاتزامني والمغذى بتوتر المتمثلة في مقاومات العنصر الدوار والعنصر الساكن للمحرك وهذا في حالة تشغيل دارة مفتوحة وفي حالة تحكما خطي متجزء للمحرك بالاعتماد على قياس تيار العنصر الساكن وملاحظة تدفق العنصر الدوار.

ABSTRACT

In the present work we deal with the elaboration of an open loop iditification technique of the rotor and stator resistances of an induction motor. Also for closed loop control by using the feedback linearization technique based on the measurment of the stator current and the observation of the flux.

RESUME

Dans le présent travail nous avons élaboré une technique d'identification des paramètres Rr et Rs de la machine asynchrone alimentée en tension dans le fonctionnement en boucle ouverte ainsi que pour une commande linéarisante partielle, en se basant sur la mésure du courant statorique et l'observation du flux rotorique.

MOTS CLEFS
M.A.S, observateur adaptatif, commande linéarisante, commande par retour d'état, identification, découplage.

Table Des Matières

TABLE DES MATIERES

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Dans le monde industriel, les moteurs asynchrones aussi bien que les moteurs à courant continu ,sont largement utilisés, mais ont également des inconvénients qui limitent leurs utilisations.

L'avantage de la machine asynchrone c'est qu'elle est a la fois robuste,de construction simple ,utilisable dans les ambiances difficiles comme le désert ,les régions glaciales et surtout dans les mines ou les étincelles ,et nécessité peu d'entretien.

La plupart des techniques de synthèse de commandes de la machine asynchrone sont basées sur la connaissance du modèle paramétrique de la machine a commander ,or les phénomènes mis en cause dans ce processus sont très complexes pour que l'on puisse établir rigoureusement un modèle mathématique de leurs comportements.

Dans la pratique,on est amené toujours à approcher la dynamique de ce processus par un modèle paramétrique stationnaire ,et linéaire de façon a réaliser un compromis entre l'erreur de la modélisation et la simplicité du modèle.

Mais,pour une machine en fonctionnement dans le temps,les résistances rotorique et statorique varient largement a cause de l'effet de l'échauffement du moteur et de l'effet péliculaire .

Parmi les techniques de commande de la machine asynchrone, le réglage par retour d'état pose de nombreux problèmes dûs à la non linéarité du modèle dynamique de la machine ainsi qu'à la non accessibilité du flux rotorique.

Actuellement, l'approche de "la linéarisation par retour d'état "est aujourd'hui confirmée par un grand nombre d'applications dans divers domaines comme celui de la robotique,et présente une efficacité pour l'analyse et la commande des systèmes fortement nonlinéaires.

Cependant, le dimentionnement robuste de cette approche nécessité la mis en oeuvre d'un algorithme d'adaptation paramétrique permettant d'ajuster les paramètres du régulateur en temps réel et les paramètres de l'observateur du flux rotorique .

La mise en oeuvre de la commande linéarisante adaptative avec observateur adaptatif dépend de plusieurs facteurs ,qui sont le choix du vecteur des grandeurs d'états d'E/S, les facteurs de l'observateur et de l'identificateur ,et dépend aussi du choix de placement des pôles .

L'objectif de ce travail se situe en trois partie:

1^{ere} *partie*:

.Modélisation de la machine asynchrone et l'onduleur, et la mise sous forme d'état.

2^{ieme} *partie*:

. L'observateur adaptatif du flux rotorique de la machine commandée en boucle ouverte avec une variation de la fréquence de l'alimentation .

3^{ieme} *partie* :

L'application de la commande linéarisante partielle par retour d'état statique et dynamique des zéros sans et avec observateur adaptatif, pour le dimentionnement robuste de cette commande.

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION

La modélisation est la description mathématique d'un processus technique d'un système,il s'agit d'une étape très importante de l'étude préliminaire.

La machine asynchrone n'est pas un système simple car,les phénomènesel ectromagnétiques mis en cause. sont généralement très complexes et leur formulation mathématique est difficile.

Cependant pour des raisons de simplification du modèle de la machine, on est amené à négliger dans certaines conditions l'effet de ces phénomène et cela nous permet d'avoir un modèle simple et qui décrit le comportement dominant la machine.

En comparaison avec la machine à courant continu,le comportement dynamique de la machine asynchrone est plus complexe,le modèle dynamique est non linéaire,le flux rotorique est non accessible et les valeurs de résistances varient considérablement par l'échauffement de la machine.

La transformation de **PARK** est très utilisée pour la facilité et la souplesse du modèle de **PARK** de la machine,en effet ce modèle éliminera l'effet de la dépendance des paramètres magnétiques avec l'angle rotorique.

Dans cette partie,on présente le modèle dynamique de la machine asynchrone triphasée avec certaines hypothèses simplificatrices. Pour cela on doit établir les équations générales de la machine asynchrone.

Dans le référentiel **d-q** le modèle de **PARK** peut être exprimé dans le repère stationnaire,qui est le stator.

I.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES.

La machine asynchrone, à cause des phénomènes électromagnétiques thermiques et mecaniquesmis en jeu est trés complexe pour se prêter à une représentation pour un modèle exact.

Pour des raisons de simplification on adopte les hypothèques simplificatrices suivantes:

- la machine est symétrique a entrefer constant;
- le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté;
- l'effet des courants de foucault et la saturation sont négligeables;
- l'effet pelliculaire est négligeable;

I.2 CONVENTIONS.

La machine asynchrone est représentée schématiquement à la figure(I-1) et dont les axes des phases stotoriques sont repérées par a_s , b_s et c_s et les axes des phases rotoriques sont repérées par a_r , b_r et c_r . .

Les axes magnétiques des phases correspondantes du stator et du rotor sont décalées d'un angle θ_r qui mesure la position angulaire du rotor.

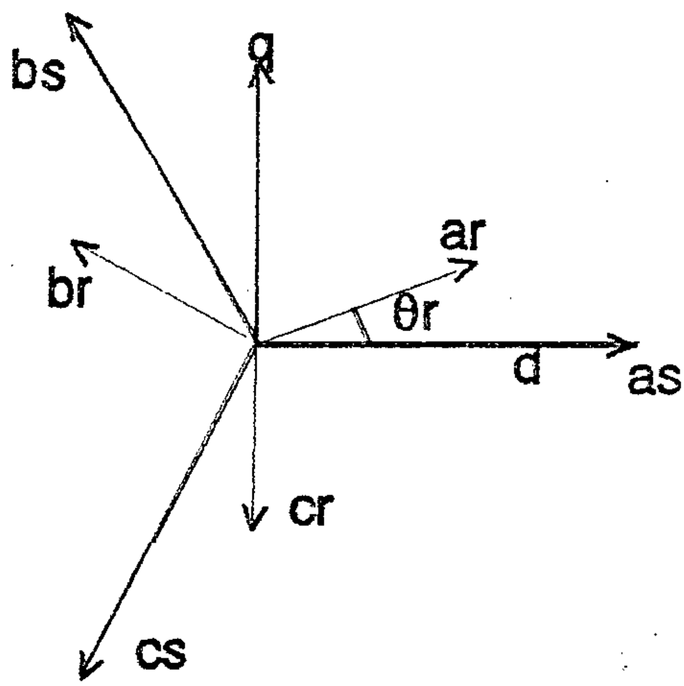


Fig (I-1) Représentation schématique de la machine asynchrone

On adopte les conventions suivantes:

- Chaque phase est représentée par un axe magnétique.
- L'axe magnétique **as** est considéré comme origine des phases du stator.
- L'axe magnétique **ar** est considéré comme origine des phases du rotor.
- L'axe magnétique **Od** est un repère lié au référentiel **(d,q)**.

On propose la notation suivante:

θ :angle électrique stator/rotor;

θ_m :angle mécanique stator/rotor;

ω : vitesse électrique du rotor;

Ω : vitesse mécanique du rotor;

$$\Omega = \frac{d\,\theta_m}{d\,t} \quad ; \quad \theta_m = \frac{\theta}{p} \quad ; \quad \omega_r = \frac{d\,\theta}{d\,t}$$

I.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE.

Le modèle de la machine asynchrone est obtenu par l'établissement de trois types d'équations qui sont l'équation électrique, l'équation magnétique et l'équation mécanique. On définit les vecteurs tension, courant, flux statoriques et rotoriques par:

$$[\, v_s \,] = [\, v_{as}\; v_{bs}\; v_{cs} \,]^T \;;$$

$$[\, v_r \,] = [\, v_{ar}\; v_{br}\; v_{cr} \,]^T \;;$$

$$[\, i_s \,] = [\, i_{as}\; i_{bs}\; i_{cs} \,]^T \;;$$

$$[\, i_r \,] = [\, i_{ar}\; i_{br}\; i_{cr} \,]^T \;;$$

$$[\, \phi_r \,] = [\, \phi_{ar}\; \phi_{br}\; \phi_{cr} \,]^T \;;$$

$$[\, \phi_s \,] = [\, \phi_{as}\; \phi_{bs}\; \phi_{cs} \,]^T \,.$$

Pour une machine asynchrone triphasée équilibrée, les équations citées plus haut s'écrivent sous la forme matricielle suivante:

Equations électriques:

$$\begin{aligned}[v_s] &= R_s\,[i_s] + \frac{d[\Phi_s]}{dt}. \\ [v_r] &= R_r\,[i_r] + \frac{d[\Phi_r]}{dt}. \end{aligned} \qquad (I.1)$$

Equations magnétiques:

$$\begin{aligned}[\Phi_s] &= [L_s]\,[i_s] + [L_{s_r}]\,[i_r] \\ [\Phi_r] &= [L_r]\,[i_r] + [L_{s_r}]\,[i_s]. \end{aligned} \qquad (I.2)$$

Equation mécanique:

$$j\,\frac{d\,\Omega}{d\,t} = C_e - C_r - k_f\,\Omega. \qquad (I.3)$$

Le couple électromagnétique est exprimé sous la forme suivante:

$$C_e = p\,[i_s]^T\,\frac{d[L_{sr}]\,[i_r]}{d\theta} \qquad (I.4)$$

Les matrices d'inductances $[L_s]$ $[L_r]$ *et* $[L_{sr}]$ étant définies par:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad ; [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix};$$

$$[L_{sr}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

Notation:

R_r , R_s :les résistances par phase du stator, du rotor:

$[L_s]$; $[L_r]$:les matrices d'inductances statoriques, rotoriques;

$[L_{sr}]$: la matrices d'inductances mutuelles entre le stator et rotor:

l_s ; l_r :inductance d'une phase statorique, rotorique;

Ms ; M_r :inductance mutuelle entre deux phases statoriques rotoriques;

M_{sr} :inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique;

L_s ; L_r :inductances propres cycliques statoriques et rotoriques;

j :moment d'inertie;

k_f :coefficient de frottement visqueux;

C_r :couple résistant.

Du fait des termes trigonométriques obtenus dans la matrice des inductances mutuelles, les paramètres du modèle de la machine sont dépendantes de la position angulaire du rotor, donc du temps.

Le modèle obtenu de la machine asynchrone est le suivant:

$$\begin{aligned}
[V_s] &= R_s\,[i_s] + [L_s]\,\frac{d[i_s]}{dt} + \frac{d([L_{sr}]\,[i_s])}{dt}. \\
[0] &= R_r\,[i_r] + [L_r]\,\frac{d[i_r]}{dt} + \frac{d([L_{sr}]\,[i_r])}{dt}.
\end{aligned} \qquad (I.6)$$

I.4 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE PAR LE MODELE DE PARK:

la transformation de **PARK** est une technique consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques triphasés équilibrés en enroulement orthogonaux équivalents en produisant le même champs tournant qu'avec des enroulements triphasées, et la même puissance[1][2].

On défini la matrice de transformation de **PARK** par

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

La matrice de transformation de PARK inverse est définie par:

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

Les grandeurs statoriques et rotoriques vue dans référentiel **(d,q)** sont exprimées par:

$$[V_{dqs}] = A_s\,[V_s]\ ;$$
$$[i_{dqs}] = A_s\,[i_s]\ ;$$
$$[i_{dqr}] = A_s\,[i_r]\ ;$$
$$[\phi_{dqs}] = A_s\,[\phi_s]\ ;$$
$$[\phi_{dqr}] = A_s\,[\phi_r]\ .$$

Pour un repère lie au référentiel**(d,q)**tournant à une vitesse arbitraire ω_g ,la machine triphasée et vue comme une machine biphasée,et dans ce réfétiel**(d,q)** les équations precédentes sont transcrites sous la forme suivante:

Equations électriques:

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s\, i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_g\, \phi q\, s; \\ V_{qs} &= R_s\, i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_g\, \phi_{ds}\ ; \\ 0 &= R_r\, i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_g - \omega)\ ; \\ 0 &= R_r\, i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_g - \omega)\ . \end{aligned} \qquad (I.7)$$

Equations magnétiques:

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s\, i_{ds} + M\, i_{dr} \;; \\ \phi_{qs} &= L_s\, i_{qs} + M\, i_{qr} \;; \\ \phi_{dr} &= L_r\, i_{dr} + M\, i_{ds} \;; \\ \phi_{qr} &= L_r\, i_{qr} + M\, i_{qs} \;. \end{aligned} \qquad \text{(I.8)}$$

L'expression du couple électromagnétique est donné par:

$$\begin{aligned} C_{em} &= \frac{3}{2}\, p\, \frac{M}{L_s}\, (\phi_{qs}\, i_{dr} - \phi_{ds}\, i_{qr}) \;; \\ C_{em} &= \frac{3}{2}\, p\, \frac{M}{L_r}\, (\phi_{dr}\, i_{qs} - \phi_{qr}\, i_{ds}) \;. \end{aligned} \qquad \text{(I.9)}$$

I.5 DEFINITION DES DIFFERENTS REFERENTIELS.

En pratique, pour le référentiel **(d,q)** trois types de référentiels sont à distinguer, selon la vitesse ω_g du référentiel **(d,q)**, à savoir:

- référentiel lie au stator: ($\omega_g = 0$)
- référentiel lie au rotor: ($\omega_g = \omega$)
- référentiel lie au champs tournant: $\omega_g = \omega_s$

I.5.1 REFERENTIEL LIE AU STATOR:

Ce référentiel est choisi dans le cas ou on veut étudier les grandeurs instantanées de la machine asynchrone .

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s\, i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ V_{qs} &= R_s\, i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ 0 &= R_r\, i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega\, \phi_{qr} \\ 0 &= R_r\, i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega\, \phi_{dr} \end{aligned} \qquad \text{(I.10)}$$

I.5.2 REFERENTIEL LIE AU ROTOR:

Dans le cas ou on veut étudier le régime transitoire ou bien si la vitesse du rotor est constante.on exploite généralement le référentiel lié au rotor. Les équations électriques se simplifient en:

$$
\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s\, i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega\, \phi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s\, i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega\, \phi_{ds} \\
0 &= R_r\, i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} \\
0 &= R_r\, i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt}
\end{aligned}
\qquad (I.11)
$$

I.5.3 REFERENTIEL LIE AU CHAMPS TOURNANT:

Les équations électriques sont données par:

$$
\begin{aligned}
V_{ds} &= R_s\, i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s\, \phi_{qs} \\
V_{qs} &= R_s\, i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s\, \phi_{ds} \\
0 &= R_r\, i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega)\, \phi_{qr} \\
0 &= R_r\, i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega)\, \phi_{dr}.
\end{aligned}
\qquad (I.12)
$$

I.7 REPRESENTATION D'ETAT DE LA MACHINE ASYNCHRONE:

L'objectif de notre travail consiste a identifier les paramètres de la machine asynchrone par des méthodes d'identification basées sur la mesure des courants statoriques.et de construire un observateur du flux rotorique.

Une fois établi le système d'équations du modèle en tension de la machine asynchrone avec la variation de la vitesse a partir de la fréquence d'alimentation.on doit choisir le vecteur des variables d'état de la machine

Par conséquent.pour notre objectif.le référentiel lié au stator est le repère le plus approprié.

Parmi les vecteurs d'état que l'on pourrait choisir, nous citons:

(1) $[\ \Omega\ \phi_{ds}\ \phi_{qs}\ i_{ds}\ i_{qs}]$;

(2) $[\ \Omega\ \phi_{ds}\ \phi_{qs}\ \phi_{dr}\ \phi_{qr}]$;

(3) $[\ \Omega\ \phi_{dr}\ \phi_{qr}\ \phi_{ds}\ \phi_{qs}]$;

(4) $[\ \Omega\ \phi_{dr}\ \phi_{qr}\ i_{ds}\ i_{qs}]$.

Nous choisissons le vecteur d'état(**4**) il nous permet d'avoir les courants statorique en sortie.et contient le flux rotorique qu'on veut observer.

Ainsi le modèle d'état de la MAS dans le repère du stator est:

$$\dot{X} = f(x) + g_1(x)\ u_1 + g_2(x)\ u_2 \qquad \text{(I.13)}$$

avec:

$$f_1(x) = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right) x_1\ \frac{(i-\sigma)}{\sigma M T_r}\ x_3 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M}\ x_4\ x_5$$

$$f_2(x) = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right) x_2 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma M T_r}\ x_4 - \frac{(1-\sigma)}{\sigma M}\ x_3\ x_5$$

$$f_3(x) = \frac{M}{T_r}\ x_1 - \frac{x_3}{T_r} - x_4\ x_5$$

$$f_4(x) = \frac{M}{T_r}\ x_2 - \frac{x_4}{T_r} + x_3\ x_5$$

$$f_5(x) = \frac{p^2 M}{j L_r}\ (x_2\ x_3 - x_1\ x_4) - \frac{k_f}{j}\ x_5 - \frac{p}{j}\ c_r(t)$$

$$g_1(x) = \left[\ \frac{1}{\sigma L_s}, 0, 0, 0, 0\ \right]^t$$

$$g_2(x) = \left[\ 0, \frac{1}{\sigma L_s}, 0, 0, 0\ \right].$$

$$[\ x\ ]^T = [i_{ds}\ i_{qs}\ \phi_{dr}\ \phi_{qr}\ \omega_r]$$

$$f(x)^t = [f_1, f_2, f_3, f_4, f_5\ ]$$

L'équation mécanique:

$$J\,\frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f\,\Omega \qquad (I.14)$$

Avec:

$$\omega_r = p\,\Omega$$

Et:

$$C_{em} = p\,\frac{M}{L_r}\,(\Phi_{dr}\,i_{qs} - \Phi_{qr}\,i_{ds}) \qquad (I.15)$$

Notation:

T_r :la constante du temps rotorique.

T_s :la constante du temps statorique.

σ :coefficient de dispersion de BLONDEL.

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad , T_s = \frac{L_s}{R_s} \quad , et \;\; \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s\,L_r}\;.$$

I.7. MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION COMMANDE EN M.L.I.

Dans cette section ,nous présentons l'association du moteur asynchrone à un onduleur triphasé commandé par M.L.I stratégie (triangulo-sinusuidale).

I.7.1 MODELISATION DE LA LARGEUR D'IMPULSION (M.L.I)[20]

La commande en M.L.I de largeur de tension permet de former de plusieurs créneaux chaque alternance de la tension de sortie. Pour aboutir à cela,on adopte une certaine technique de commande des interrupteurs de l'onduleur.

La **M.L.I** est caractérisée par deux paramètres :

* l'indice de modulation **m** : représente le rapport de la fréquence de l'onde de la porteuse **fp** à celle de la référence f.

$$m = \frac{f_p}{f}$$

* le coefficient de réglage en tension **r** : représente le rapport de l'amplitude de l'onde de référence à la valeur de Crête de la porteuse.

$$r_c = \frac{A_{V_{ref}}}{\frac{V}{2}}$$

Les instants de commutation sont obtenus par comparaison de trois signaux de référence correspondants aux tensions de sorties désirées de fréquence **f** à un signal triangulaire de fréquence **fp** nettement supérieure à f.

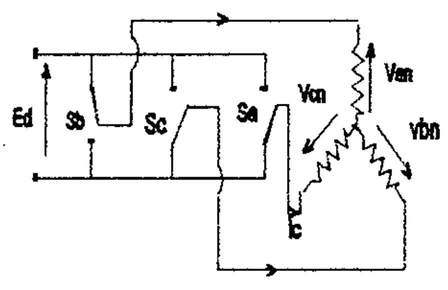
I.7.2 MODELISATION DE L'ONDULEUR M.L.I[12][19].

Tout d' abord,il est important de noter que la commutation des interrupteurs (composants électroniques : thyristors; transistors ,....schuntés en antiparallèle par des diodes)est supposée instantanée. Chaque bras de l'onduleur triphasé est considéré comme un inverseur auquel on associe une fonction logique.

$$S_i\,(t) = 1 \quad si \quad T_i \quad fermé, \quad T'_i \quad ouvert$$

$$S_i\,(t) = 0 \quad si \quad T'_i \quad fermé, \quad T_i \quad ouvert$$

La schématisation de l'association onduleur-M.A.S est représentée par la figure suivante :



Fig(I.2) représentation schématique de l'onduleur.

- Les tensions composées sont données par :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = E_d \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} \qquad (I.15)$$

Les tensions simples sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E_d}{3} \begin{bmatrix} 2S_a - S_b - S_c \\ 2S_b - S_a - S_c \\ 2S_c - S_a - S_b \end{bmatrix} \qquad (I.16)$$

Les tensions biphasées(**Vds,Vqs**) dans le repère de **PARK** sont données par:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, E_d \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \qquad (I.17)$$

CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons présenté le modèle dynamique de la machine asynchrone, déduit à partir des équations électriques,magnétique et mécaniques. Nous avons utilisé la transformée de **PARK** afin de rendre le modèle simple, car cette technique a permis d'éliminer l'effet du couplage entre les phases statorique et les phases rotoriques.

Nous avons montré que selon un choix de référentiel et un choix de vecteur d'état le modèle de la machine asynchrone n'est pas unique.

En fonction de notre objectif, nous avons choisi le modèle de la machine asynchrone dans le repère du stator. Le modèle d'état est représenté par les grandeurs (courant statorique, le flux rotorique et la vitesse de rotation).
En vue de l'étude de l'éffet d'une alimentation par onduleur à **MLI**, nous avons présenté la modélisation de ce dernier.

chapitre II

OBSERVATION ADAPTATIVE DU FLUX ROTORIQUE

INTRODUCTION .

Comme il à été déjà mentionné le flux rotorique de la machine asynchrone est une grandeur d'état non mesurable cause de la grande sensibilité du capteur .

L'observateur d'état est une technique qui nous permet de construire la grandeur d'état non mesurable a partir des grandeurs d'état mesurables et de grandeur de commande dans les conditions du fonctionnement du système, et pour un choix de vecteur d'état.

L'observateur d'état est influencé par la perturbation et par la variation des paramètres du système.ainsi l'observateur peut être adapté à cette variation des paramètres en temps réel par l'incorporation des algorithmes d'identification paramétrique.

La machine asynchrone présente une résistance statorique et une résistance rotorique variable par rapport au temps.a cause de l'influence de la température pendant le fonctionnement de la machine .

Dans ce chapitre nous allons aborder l'application de l'observateur d'état au modèle de la machine asynchrone exprimé dans le référentiel lié au stator, en un point de la vitesse rotorique et pour un choix du vecteur d'état .

Par la suite nous étudierons la sensibilité de l'observateur vis a vis des variations de la résistance statorique et la résistance rotorique dans le cas d'une commande en tension en boucle ouverte.

On utilise un algorithme d'identification paramétrique et on étudiera la convergence des paramètres estimes aux paramètres réels de la machine ,par supposition d'une courbe de référence de variation pour les paramètres de la machine .

Pour le test de cet algorithme ,une charge nominale est appliquée et on alimente la machine par un onduleur **M.L.I** .

II.1 LE MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE.

Le modèle de la machine asynchrone est tire du premier chapitre, exprime dans le référentiel lie au stator. ce modèle présente deux entrées, la grandeur directe est la grandeur quadratique de la tension statorique et deux sorties mesurable, la grandeur directe et la grandeur quadratique du courant statorique.

En négligeant l'équation mécanique, les équations d'état de la machine asynchrone peuvent être exprimées sous la forme suivante [8][23][24]:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} V_s \qquad (II.1)$$

avec:

$i_s = [i_{ds} \quad i_{qs}]$:le courant statorique ;

$\Phi_r = [\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}]$:le flux rotorique ;

$V_s = [V_{ds} \quad V_{qs}]$:la tension statorique.

et

$$A_{11} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma T_r}\right) I = a_{11} I ;$$

$$A_{12} = \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left(\frac{1}{T_r} I - \omega_r J\right) = a_{12} I + b_{12} J ;$$

$$A_{21} = \frac{M}{T_r} I = a_{21} I ;$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r} I + \omega_r J = a_{22} I + b_{22} J ;$$

$$B = \frac{1}{\sigma L_s} I = b I.$$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad ; \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

II.2 LES EQUATIONS D'ETAT DE L'OBSERVATEUR:

L'observateur du flux rotorique est un modèle de la machine qui présente un courant statorique a la sortie.cette grandeur d'état est comparée avec la grandeur de sortie mesurée de la machine.cette différence intervient par une contre réaction interne a l' observateur.

Les équations d'état de l'observateur peuvent être écrite sous la forme matricielle suivante[24]:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_s \\ \dot{\hat{\Phi}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} V_s - \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} (i_s - \hat{i}_s) \quad \text{(II.2)}$$

avec:

$$E_1 = \begin{bmatrix} e_1 & -e_2 \\ e_2 & e_1 \end{bmatrix} \quad et \quad E_2 = \begin{bmatrix} e_3 & -e_4 \\ e_4 & e_3 \end{bmatrix}$$

On note:

$E = [E_1 \ E_2]^T$:matrice de bouclage.

On peut représenter les équations d'état de l'observateur sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{i}}_s \\ \dot{\hat{\Phi}}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11}-E_1 & A_{12} \\ A_{21}-E_2 & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_s \\ \hat{\Phi}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} V_s - \begin{bmatrix} E_1 \\ E_2 \end{bmatrix} i_s \quad \text{(II.3)}$$

$\hat{i}_s$:courant statorique estime.

$\hat{\Phi}_r$:flux rotorique.

II.3 STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR.

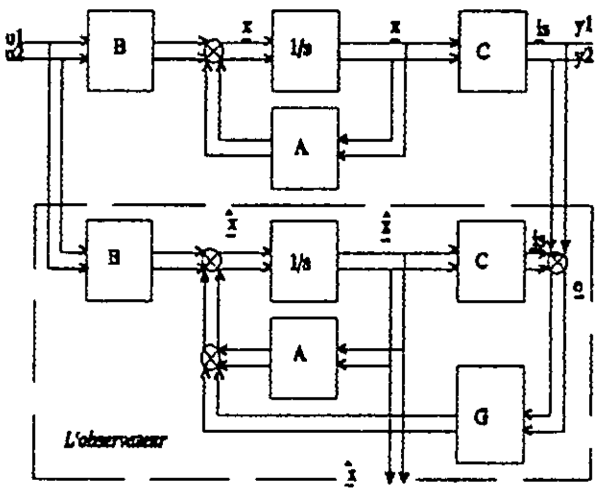


Fig (II.1) La structure de l'observateur

L'écart de l'observation est mis en contre réaction par l'intermédiaire d'une matrice de bouclage G et ainsi assure une correction du vecteur d'état observé[4]

II.4 L'ERREUR D'OBSERVATION:

L'erreur de l'observation du vecteur d'état est exprimé sous la forme d'une équation aux différences suivante:

$$\dot{e}_x = \begin{bmatrix} A_{11}-E_1 & A_{121} \\ A_{21}-E_2 & A_{22} \end{bmatrix} e_x \qquad (II.4)$$

$e_x = x - \hat{x}$:erreur d'observation.

L'erreur d'observation n'est pas commandable [4], la relation (II.4) correspond à un système à vecteur d'état nul dans le régime permanent si ce système est stable.

II.4 DETERMINATION DES COEFFICIENT DE LA MATRICE DE BOUCLAGE.

Pour déterminer les coefficients de la matrice de bouclage, on impose un comportement dynamique de l'observateur plus rapide que celui de la machine ,ce choix garantit une erreur d'observation nulle dans un temps court.

Cependant, on choisit les pôles de l'observateur plus grands ou proportionnels aux pôles de la machine par un nombre **k**.
La matrice d'état est sous la forme suivante:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & a_{21} & -b_{21} \\ 0 & a_{11} & b_{21} & a_{21} \\ a_{12} & 0 & a_{22} & -b_{22} \\ 0 & a_{12} & b_{22} & a_{22} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.5)}$$

Donc l'équation caractéristique est donnée par la forme suivante (voir annexe[5]):

$$s^4 + \gamma_3(a_{ij},b_{ij})\ s^3 + \gamma_2(a_{ij},b_{ij})\ s^2 + \gamma_1(a_{ij},b_{ij})\ s + \gamma_0(a_{ij},b_{ij}) = 0 \qquad \text{(II.6)}$$

La matrice d'état de l'observateur est sous la forme suivante:

$$A' = \begin{bmatrix} a'_{11} & -b'_{11} & a'_{21} & -b'_{21} \\ b'_{11} & a'_{11} & b'_{21} & a'_{21} \\ a'_{12} & -b'_{12} & a'_{22} & -b'_{22} \\ b'_{12} & a'_{12} & b'_{22} & a'_{22} \end{bmatrix} \qquad \text{(II.7)}$$

donc l'équation caractéristique est donnée par la forme suivante(annexe[5]:

$$s^4 + \delta_3(a'_{ij},b'_{ij})\ s^3 + \delta_2(a'_{ij},b'_{ij})\ s^2 + \delta_1(a'_{ij},b'_{ij})\ s + \delta_0(a'_{ij},b'_{ij}) \qquad \text{(II.8)}$$

avec:

$a'_{ij} = a_{ij}$; $\qquad j=2$ et $i=1,2$
$b'_{ij} = b_{ij}$;

$a'_{11} = a_{11} - e_1$;
$a'_{21} = a_{21} - e_3$;

$b'_{11} = e_2$;
$b'_{21} = e_4$.

Puisque la machine et l'observateur présente chaqu'un d'eux un modèle dynamique a deux grandeurs d'état,et chaque grandeur possède deux grandeurs quadratiques à deux pôles conjugues.

L'équation caractéristique du système analogique s'écrit sous la forme suivante:

$$((s+p_1)+j\,\sigma_1)((s+p_1)\;-j\,\sigma_1)\;((s+p)_2+j\,\sigma_2)((s+p_2)\;-j\,\sigma_2)\;=0 \tag{II.9}$$

$$((\,s+p_1\,)^2+\sigma_1^{\,2}\,)\;\;((\,s+p_2\,)^2+\sigma_2^{\,2}\,)\;=0 \tag{II.10}$$

$$s^4+2(p_1+p_2)\;s^3+((p_1+p_2)^2+\sigma^2{}_1+\sigma^2{}_2)\;s^2$$
$$+\,2p_1(p^2{}_1+p^2{}_1+\sigma^2{}_2+\sigma^2{}_1)\;s+(\sigma^2{}_1+p^2{}_1)\;(\sigma^2{}_2+(P^2{}_2)=0 \tag{II.11}$$

L'équation caractéristique de l'observateur est donnée par:

$$s^4+2(p'_1+p'_2)\;s^3+((p'_1+p'_2)\;+\sigma'^2{}_1+\sigma'^2{}_2)\;s^2$$
$$2P'_1(p'^2{}_1+p'^2{}_2+\sigma'^2{}_1+\sigma'^2{}_2)\;s+(\sigma'^2{}_1+p'^2{}_1)\;(\sigma'^2{}_2+p'^2{}_2) \tag{II.12}$$

On pose que les pôles de l'observateur sont **k** fois plus grand que celle de la machine.

$$\begin{array}{ccc} p'_1=k\,p_1 & et & p'_2=k\,p_2 \\ \sigma'_1=k\,\sigma_1 & et & \sigma'_2=k\sigma_2 \end{array} \tag{II.13}$$

Par l'identification des deux équations **(II.6)**et**(II.11)**, et des deux équations **(II.8)** et **(II.12)**, avec la prise en considération de l'équation **(II.13)** on obtient :

$$\begin{aligned} \delta_3\;(\,a_{ij},b_{ij},g_k\,)&=k\,\gamma_3\;(\,a_{ij},b_{ij}\,)\\ \delta_2\;(\,a_{ij},b_{ij},g_k\,)&=k^2\,\gamma_2\;(\,a_{ij},b_{ij}\,)\\ \delta_1\;(\,a_{ij},b_{ij},g_k\,)&=k^3\,\gamma_1\;(\,a_{ij},b_{ij}\,)\\ \delta_0\;(\,a_{ij},b_{ij},g_k\,)&=k^4\,\gamma_0\;(\,a_{ij},b_{ij}\,) \end{aligned} \tag{II.14}$$

On obtient ainsi les coefficients de la matrice du bouclage g_k de l'équation(II-11) comme suit:

$$e_1 = -(k-1)\ (a_{11} + a_{22})$$
$$e_2 = -(k-1)\ (b_{22})$$
$$e_3 = (k^2 - 1)\ [-(\frac{\sigma L_s L_r}{M})\ a_{11} - a_{22}] + (\frac{\sigma L_s L_r}{M})\ (k-1)\ a_{22}$$
$$e_4 = (\frac{\sigma L_s L_r}{M})\ (k-1)\ b_{22}.$$

(II.15)

Avec un choix approprié de la valeur de **k**, on peut obtenir un effet de filtrage plus au moins prononcé. Dans cette section,on va étudier l'influence du choix de **k** sur la dynamique de la sortie estimée par rapport à la sortie réelle de la machine.

II.5 INFLUENCE DES PARAMETRES SUR LE FLUX ESTIME

Pour une grande variation de la résistance rotorique et statorique le flux rotorique à la sortie de l'observateur est éloigné du flux rotorique de la machine,car on a approché le modèle de l'observateur par un modèle paramétrique stationnaire.

II.6 ALGORITHME D'ADAPTATION PARAMETRIQUE

II.6.1 DESCRIPTION DE L'ALGORITHME D'IDENTIFICATION.

En se basant sur l'estimation du courant statorique à la sortie de l'observateur pour un rapport (k=1) ,et en minimisant l'erreur quadratique entre la grandeur mesurée et celle estimée du courant statorique ,on obtient un ajustement des paramètres des résistances rotorique et statorique suivant un critère qu'on doit minimiser[7] [10].

Du fait que le modèle de la machine est linéaire seulement par rapport à ces deux paramètres,et qu'on ne peut pas trouver la fonction de transfert en z analytiquement,on est ramener a approcher l'algorithme d'identification par la méthode décrite ci-dessous.

Afin d'ajuster les paramètres de l'observateur du flux rotorique, on propose un algorithme développé ci-dessous.En se basant sur le vecteur d'erreur d'observation du flux rotorique[24].

Le critère à minimiser est le suivant:

$$\theta(e_{ds}^2 + e_{qs}^2) \rightarrow \min$$

$$et \qquad \text{(II.16)}$$

$$\hat{\Phi}_r = \Phi_r$$

avec:

$$e_{ds} = i_{ds} - \hat{i}_{ds} \ ;$$

$$e_{qs} = i_{qs} - \hat{i}_{qs} \ ;$$

$$\Phi_r^T = [\Phi_{dr} \quad \Phi_{qr}] \ ; \qquad \text{(II.17)}$$

$$\hat{\Phi}_r^T = [\hat{\Phi}_{dr} \quad \hat{\Phi}_{qr}] \ .$$

Pour une variation des paramètres $\Delta(\theta)$, l'équation d'état de la machine s'écrit sous la forme suivante[24]:

$$\dot{x} = A(\theta + \Delta\theta)\ x + B\,u \qquad \text{(II.18)}$$

L'équation d'état du modèle paramétrique stationnaire s'écrit sous la forme suivante[24]:

$$\dot{\hat{x}} = A(\theta)\hat{x} + B\,u \qquad \text{(II.19)}$$

avec:

$$x^T = (\ i_{ds} \ \ i_{qs} \ \ \Phi_{dr} \ \ \Phi_{qr}\ )$$

$$\hat{x}^T = (\ \hat{i}_{ds} \ \ \hat{i}_{qs} \ \ \hat{\Phi}_{dr} \ \ \hat{\Phi}_{qr}\ )$$

La soustraction de (II.19) de (II.18) donne l'équation suivante:

$$\Delta e = \dot{x} - \dot{\hat{x}} = (A(\theta+\Delta\theta) - A(\theta))\ x \qquad \text{(II.20)}$$

En utilisant le critère de minimisation pour l'équation (II.20), pour la variation des résistances Rr et Rs du modèle de la machine, on obtient le système d'équation suivant:

$$\Delta \underline{e}_s = -\frac{\Delta R_r}{L_r}\,\underline{\phi}_r + \frac{M}{L_r}\Delta R_r\,\underline{i}_s + \frac{M}{L_r}\,R_r\,\underline{e}_s$$

$$\Delta \underline{e}_s = -\frac{1}{M}\,\Delta R_s\,\underline{i}_s - \frac{M}{L_r}\,R_r\,\underline{e}_s - M\left(\frac{R_s\,L_r + (1-\sigma)\,R_r\,L_s}{L_r}\right)\underline{e}_s$$

$$\Delta e_r = 0$$

(II.12)

avec:

$\underline{e}_s{}^T = [e_{ds} \quad e_{qs}]$

$\Delta\ R_s = R_s - \hat{R}_s$:variation de R_s pour une unité de temps Δt

$\Delta\ R_r = R_r - \hat{R}_r$:variation de R_r pour une unité de temps Δt

De l'équation (II.12), si on dérive la variation de l'erreur par rapport à la variation des paramètres, on aura finalement l'ajustement des paramètres de l'observateur sous la forme suivante:

$$\Delta\ R_s = -\lambda_1 [\ e_{ds}\ i_{ds} + e_{qs}\ i_{qs}\ ]$$
$$\Delta\ R_r = +\lambda_2\ [\ e_{ds}\ (\phi_{dr} - M\ i_{ds}) + e_{qs}(\phi_{qr} - M\ i_{qs})] \quad \text{(II.13)}$$

$\lambda_1\ ,\lambda_2$:sont deux gains positifs choisis arbitrairement.

L'algorithme d'adaptation est sous la forme de gradient avec un pas variable ,qui suit fidèlement la variation des paramètres de la machine en fonction des grandeurs d'état et la valeur de l'erreur d'estimation du courant statorique .

II.6.2 STRUCTURE DE L"OBSERVATEUR ADAPTATIF.

L'observateur du flux rotorique est un modèle de la machine qui présente un courant statorique à la sortie. cette grandeur d'état est comparée avec la grandeur de sortie mesurée de la machine, cette différence intervient par la matrice du bouclage à l'observateur.Les paramètes de l'observateur sont ajustés par un algorithme d'adaptation.

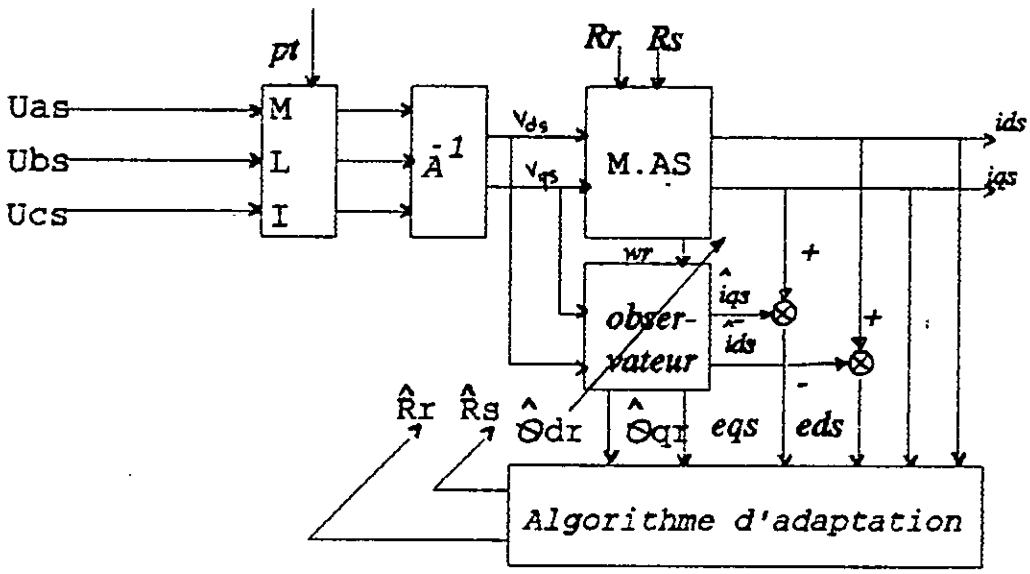


Figure (II.1) Structure de l'observateur adaptatif du flux rotorique

II.7.RESULTATS DE SIMULATION ET COMMENTAIRES.

Dans ce chapitre la simulation est effectuée sur le modèle de la machine exprimé dans le repère lié au stator avec une variation de la fréquence au démarrage de telle facon à limiter la pointe du courant statoriques.

- La figure (II.1) illustre l'évolution des grandeurs de la machine pour des paramètres de la machine imposés stationnaires.

-Une évolution progréssive de la fréquence d'alimentation, les pics des courants restent importantes.
Les grandeurs éstimées par l'observateur présentent une dynamique de variation sur une petite marge pendant le demarrage ,le courant statorique présente une erreur statique de 1 % et le flux estimé reste egale au flux rotorique mesuré aprés le demarrage.

-les figures (II.3) ,(II.4),...,(II.8) ullistrent l'influence de la variation des paramètres de la machine sur les grandeurs de la machine et sur les grandeurs estimées par l'observateur.
- Une variation des paramètres de la machine donne une erreur statique sur la dynamique du système.

- La figure (II.9) et (II.10) présentent l'évolution des grandeurs de la machine avec l'adaptation des paramètres de l'observateur pour un choix des coefficients de l'algorithme d'adaptation de 0.12 et 0.017.
L'ajustement des paramètres de l'observateur a permis de minimiser l'erreur d'estimation du flux rotorique et identifier les paramètres de la machine avec une erreur acceptable sur Rr

-La figure (II.9) et(II.10) illustrent l'évolution des grandeurs de la machine et celles de l'observateur pour une alimentation par un onduleur (m=18) avec identification des paramètres de la machine et ajustement des paramètres de l'observateur.
Malgrés l'alimentation par l'onduleur MLI ,l'algorithme reste souple et robuste,et le courant ainsi que le couple présentent des pics mais la vitesse reste lisse.

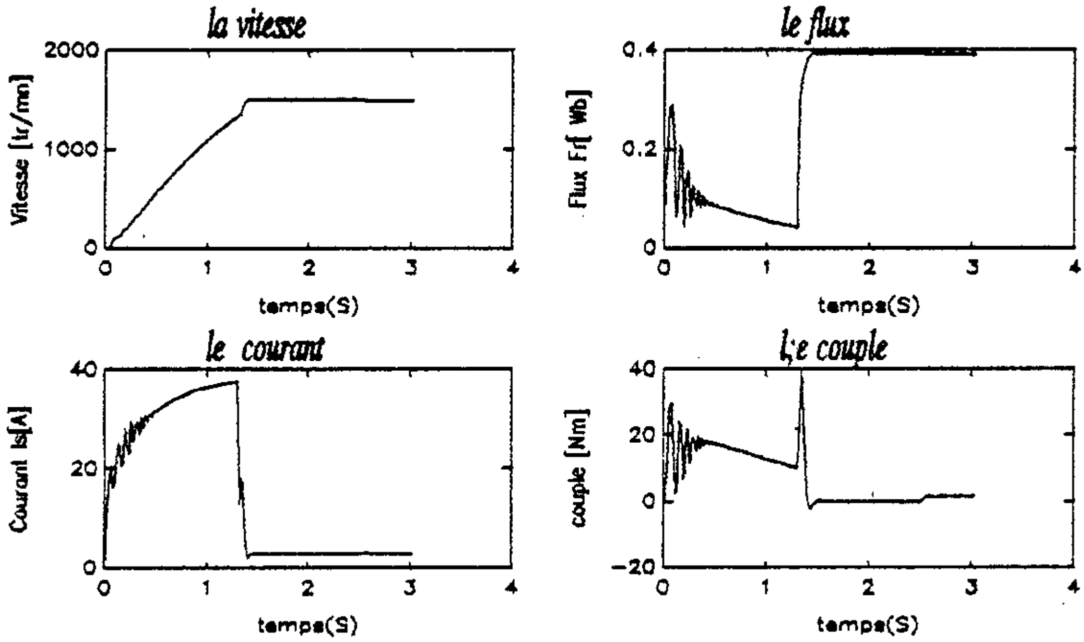


Figure (II.1) Evolution des grandeurs de la machine pour des paramètres statinnaires

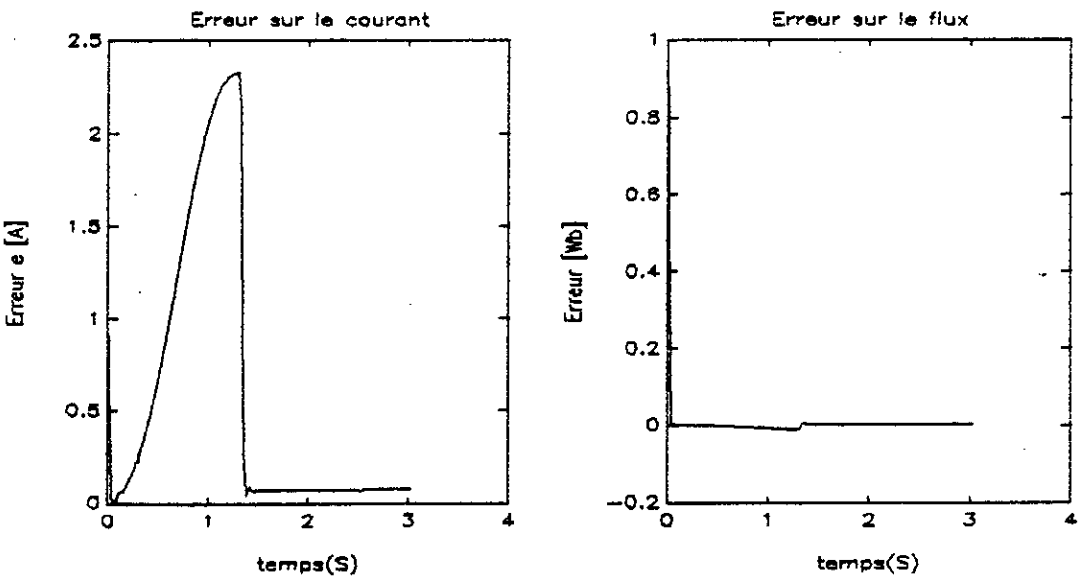


Figure (II.2) Erreur d'estimation du flux rotorique et du courant statorique pour des paramètres de la machine stastionnaires

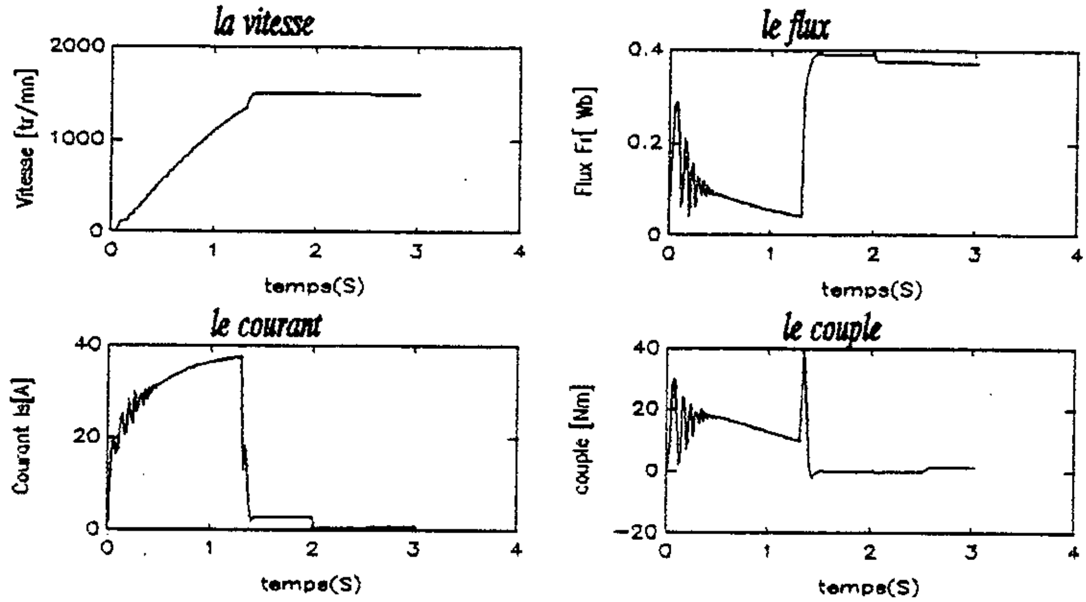
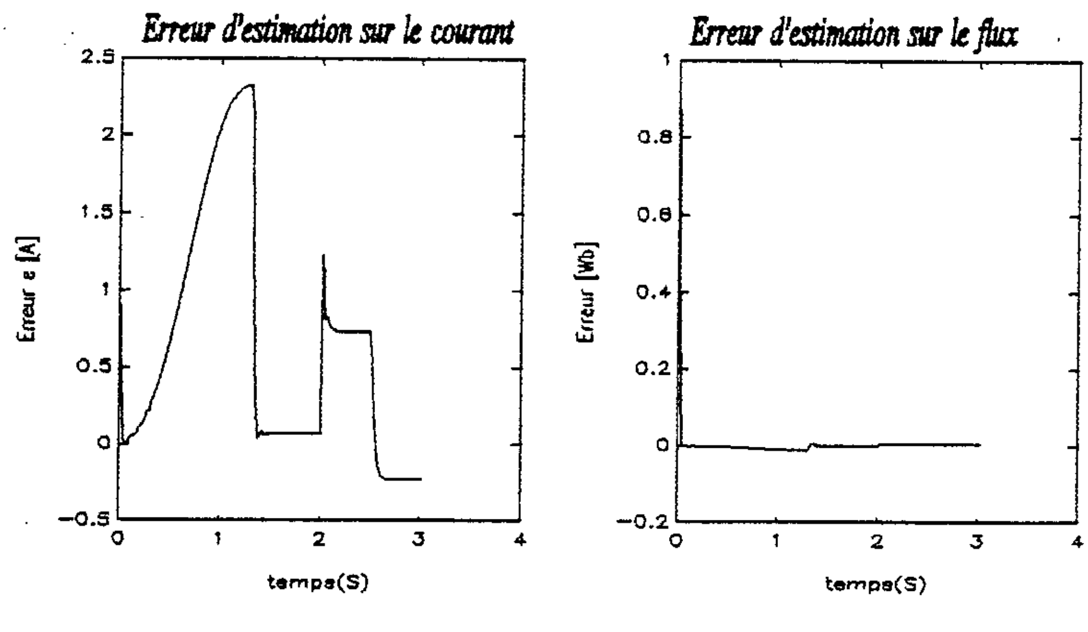


Figure (II : 3) Evolution des grandeurs de la machine pour une variation de la resistance Rr de 50% à l'instant 2s.



Figure(II .4) Erreur d'estimation sur l'estimation du courant et du flux pour une variation de 50% de Rr.

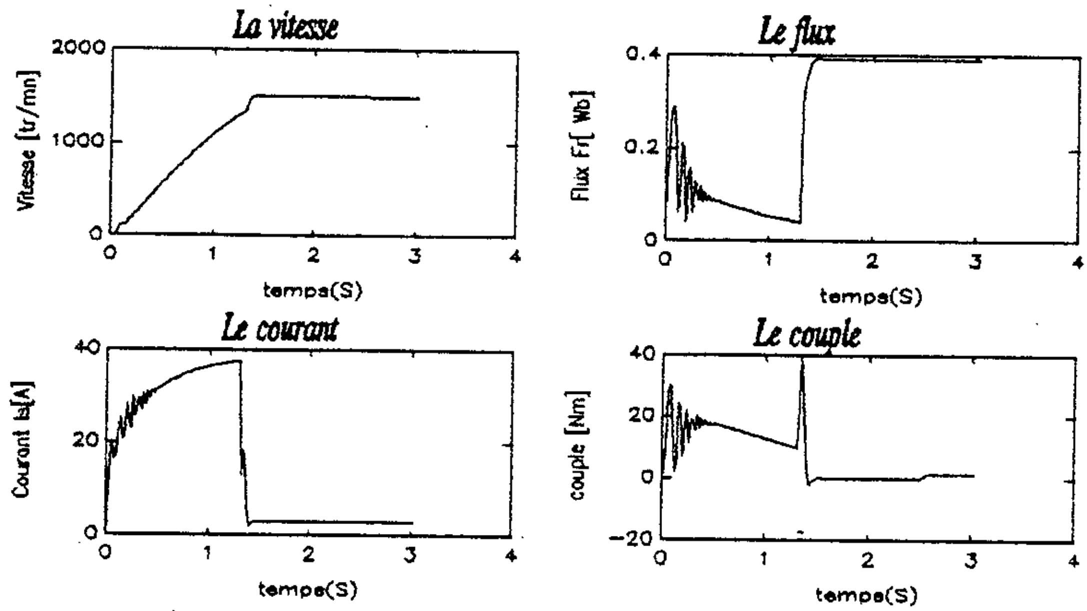


Figure (II .5) Evolution des grandeurs de l;a machine pour une variation de 20% de Rs.

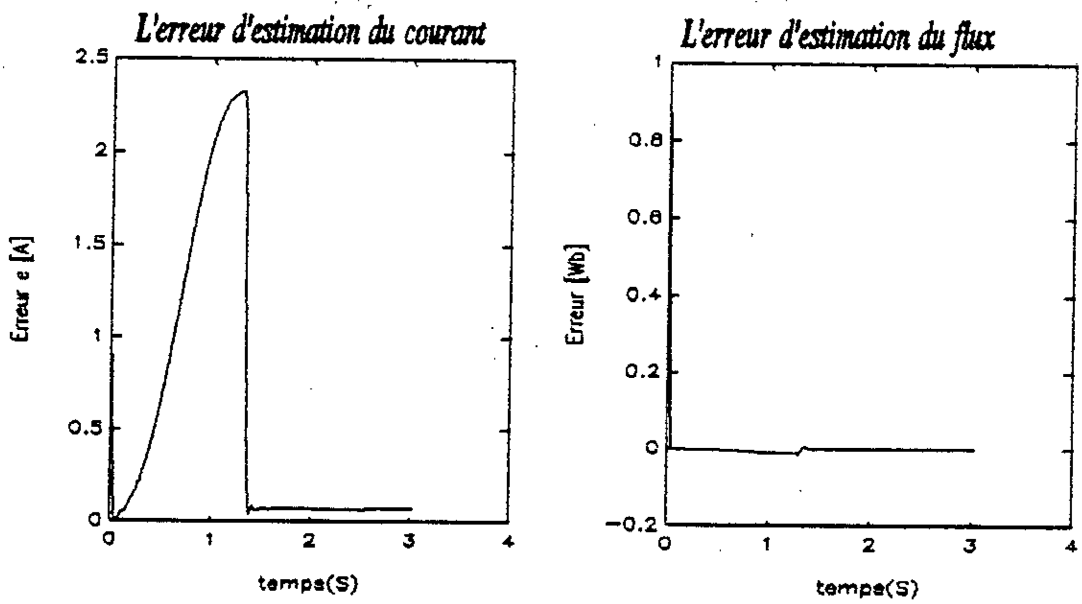


Figure (II . 6) Erreur d'estimation du courant et du flux pour une variation de 20% Rs.

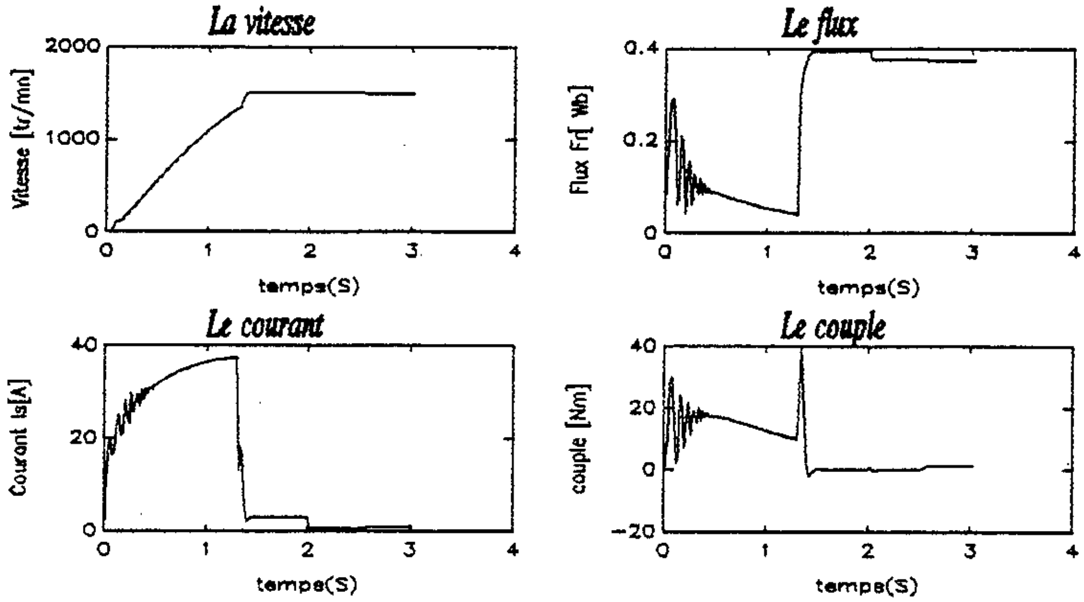


Figure (II . 7) Evolution des grandeurs de la machine pour une variation de 50 % de Rr et 20% de Rs.

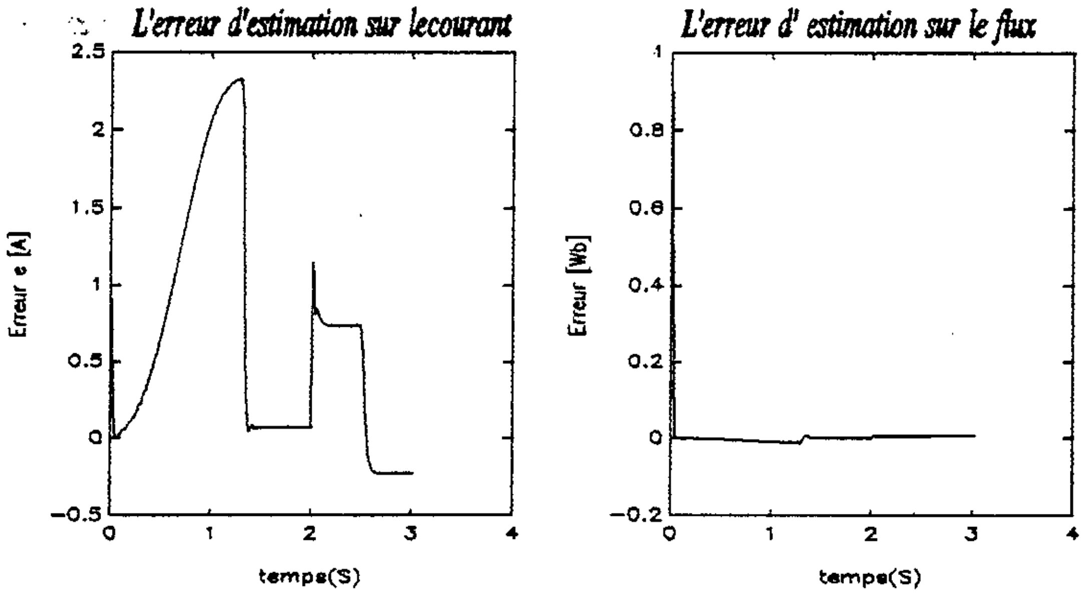


Figure (II .8) L' erreur d'estimation du courant et du flux pour une variation de 50% de Rr et 20% de Rs.

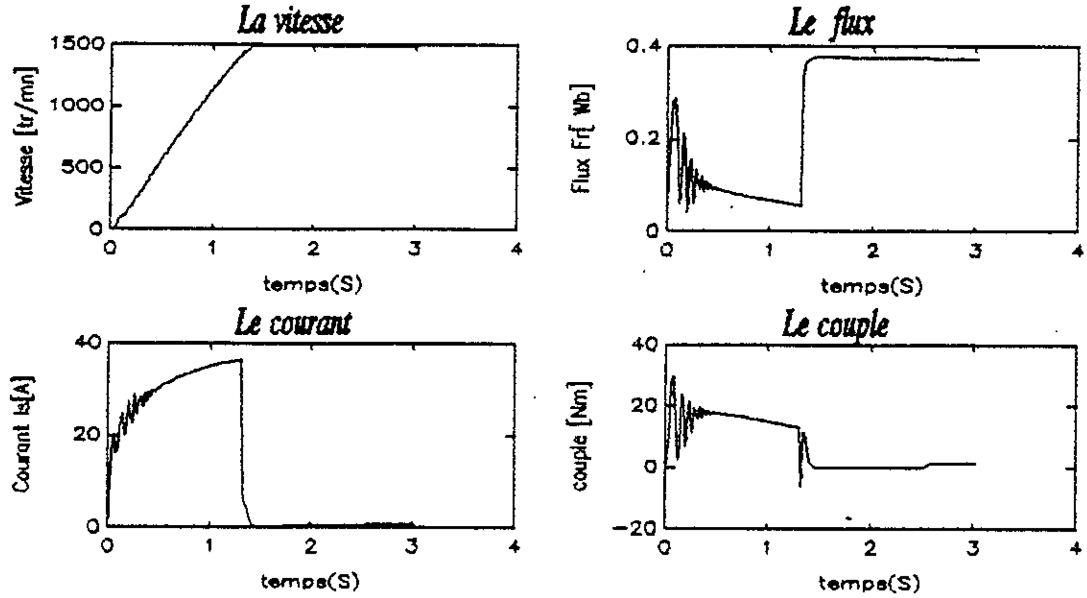


Figure (II . 9) Evolution des grandeurs de la machine pour une variation de reference de Rr et Rs.

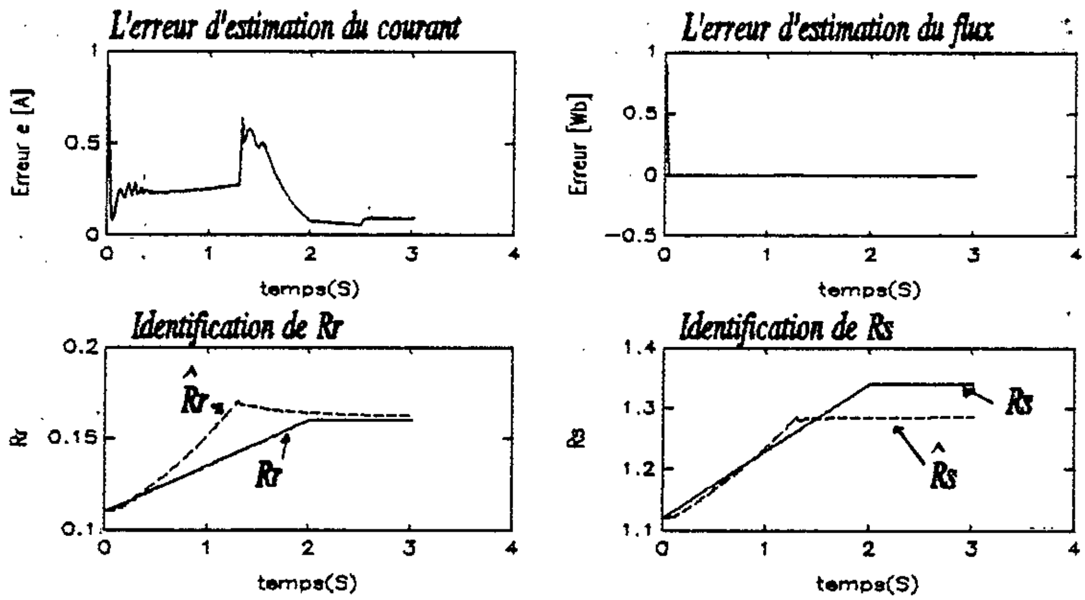


Figure (II . 10) Ajustement des paramètres de l'observateur et erreur d'estimation du flux et du courant.

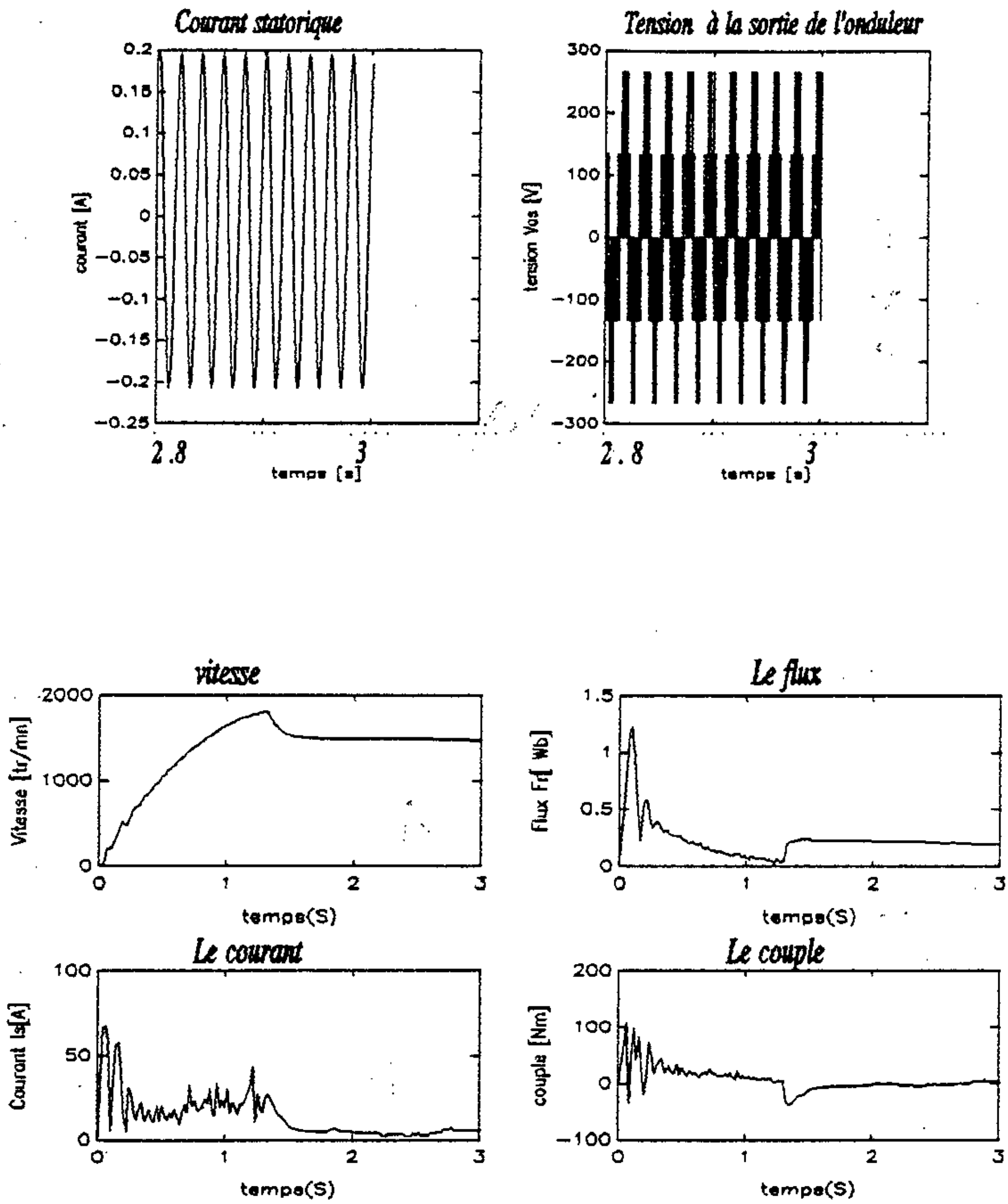


Figure (II . !!) Evolution des grandeurs de la machine alimentée par un onduleur MLI avec une variation des paramètres Rr et Rs.

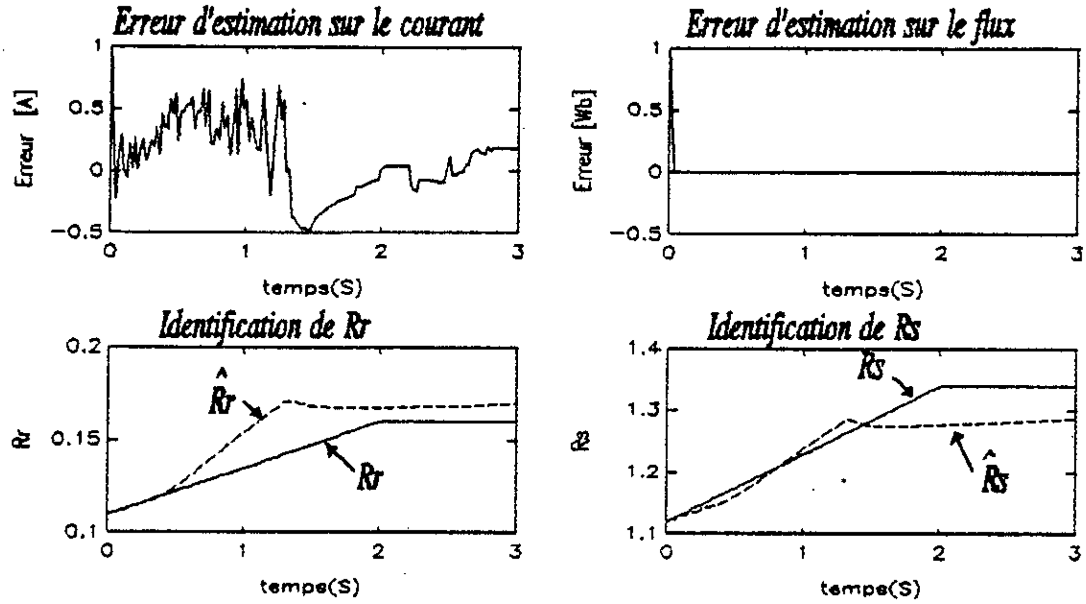


Figure (II . 12) Ajustement des paramètres de l'observateur pour une variation de reference de Rr et Rs.

CONCLUSION.

Dans ce chapitre ,nous avons présenté une structure d'un observateur adaptatif pour reconstruire les grandeurs d'état non mesurables du flux rotorique à partir du modèle de la machine tiré du chapitre procédent ,exprimé dans le référentiel lié au stator ,avec l'incorporation d'un algorithme d'adaptation paramétrique qui ajuste les paramètres du l'observateur selon critère de minimisation de l'erreur d'estimation de la sortie.

L'algorithme d'adaptation est choisi de telle façon a suivre une courbe de variation de référence imposée a la machine.

Pour le test de cet algorithme on applique a la machine une charge et on alimente la machine par un onduleur M.L.I.

La commande linéarisante appliquée à la MAS

INTRODUCTION:

Nous présentons dans ce chapitre, la linéarisation partielle et le découplage d'un moteur asynchrone basé sur les concepts developpé dans l'**annexe(1)**.

Dans le but de synthétiser la commande qui linéarise partiellement et découple le systeme, ce dernier est mis sous la forme normale laquelle présente une dynamique inobservable. par la suite, nous appliquons au système ainsi découplé partiellement une commande par retour d'état.

Dans le but d'un dimensionnement robuste de la commande, on insert un observateur adaptatif du flux rotorique , cet observateur est équipé d'un identificateur générant la valeur estimée de la resistance rotorique et statorique en temps réel.

III.1. OBJECTIF DE LA COMMANDE .

Considerons le modèle du moteur asynchrone(I.13), qui présente le courant statorique , le fux rotorique et la vitesse du rotor comme grandeurs d'état, et les tensions **Uds,Uqs** images des tensions statoriques comme grandeurs de commandes.

La linéarisation exacte du système est considérée impossible, notre but est alors de chercher la commande qui linéarise et découple le système partiellement, en se basant sur un choix des sorties.

Puis, on teste la sensibilité de cette commande à une variation des valeurs des résistances rotorique et statorique . Ainsi, on intègre l'observateur adaptatif du flux rotorique avec adaptation des paramètres du bloc de découplage par l'algorithme développé dans le deuxième chapitre.

III.2 LINEARISATION PARTIELLE ET DECOUPLAGE E/S:

III.2.1 MODELE DU MOTEUR:

Considerons le modèle dynamique du moteur asynchrone(I.13) introduit au premier chapitre, exprimé dans le référentiel lié au stator:

Si on pose :

$$x^t = (i_{ds},\ i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m) = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5)$$

$$\omega_r = p\ \omega_m \quad ; \quad \omega_m = \frac{\omega_r}{p}$$

pour les raisons de simplification, nous posons:

$$\begin{aligned}
f_1\ (x) &= -\left(\frac{1}{\sigma\ T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma\ T_r}\right) x_1 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma\ M\ T_r} x_3 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma\ M} x_4\ x_5 \\
f_2\ (x) &= -\left(\frac{1}{\sigma\ T_s} + \frac{(1-\sigma)}{\sigma\ T_r}\right) x_2 + \frac{(1-\sigma)}{\sigma\ MT_r} x_4 - \frac{(1-\sigma)}{\sigma\ M} x_3\ x_5 \\
f_3(x) &= \frac{M}{T_r} x_1 - \frac{x_3}{T_r} - x_4\ x_5 \\
f_4(x) &= \frac{M}{T_r} x_2 - \frac{x_4}{T_r} + x_3\ x_5 \\
f_5(x) &= \frac{p^2}{j}\frac{M}{L_r}(x_2\ x_3 - x_1\ x_4) - \frac{K_f}{j} x_5 - \frac{p}{j} C_r(t) \\
g_1(x) &= \left[\ \frac{1}{\sigma L_s}, 0, 0, 0, 0\right]^T \\
g_2(x) &= \left[\ 0, \frac{1}{\sigma L_s}, 0, 0, 0\right]^T
\end{aligned} \qquad (III.1)$$

Le modèle s'écrit sous la forme générale:

$$\dot{x} = f(x) + g_1\ (x)\ v_{ds} + g_2\ (x)\ v_{qs} \qquad (III.2)$$

avec

$$f\ (x) = [\ f_1(x), f_2(x), \ldots, f_5(x)\ ]^T$$

III 2.2 **DEGRE RELATIF VECTORIEL:**

En relation avec l'objectif de la commande, considerons les deux sorties: $h_1(x) = \sqrt{x_3^2 + x_4^2}$ *et* $h_2(x) = x_5$.

Nons déterminons alors le degré relatif correspendant à chaque sortie.

$1^{ère}$ sortie: $h_1(x) = \sqrt{x^2_3+x^2_4}$

$$\frac{dh_1(x)}{dt} = \frac{2}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}(x_3\ f_3(x)+x_4\ f_4(x))$$

$$\frac{d^2h1(x)}{dt^2} = \frac{2}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}[f^2_3(x) + f^2_4(x) + \frac{1}{T_r}(M\ f_1(x)-f_3(x))\ x_3$$

$$+\frac{1}{T_r}(M\ f_3(x)-f_4(x))\ x_4-f_4(x)\ x_3\ x_5+f_3(x)\ x_4\ x_5$$

$$-\frac{(x_3\ f_3(x)+x_4 f_4(x))}{(x^2_3+x^2_4)}] + \frac{2\ M}{T_r\ \sigma\ L_s}\frac{1}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}(x_3\ v_{ds} + x_4 v_{qs}) \tag{III.3}$$

Ainsi le degré relatif de la première sortie est égale à 2 (r1=2)

2^{eme} sortie: $h_2(x) = x_5$

$$\frac{d\ h_2(x)}{dt} = \dot{x}_5 = f_5(x)$$

$$\frac{d^2h_2(x)}{d\ t^2} = \frac{p^2\ M}{j\ L_r}[f_2(x)\ x)_3+f_3(x)\ x_2-f_1(x)\ x_5-f_4(x)\ x_1]$$

$$-\frac{K_f}{j}\ f_5(x)-\frac{p^2\ M}{j\ L_r}[X_4\ v_{ds}-x_3\ v_{qs}]$$

Ainsi le degré relatif de la deuxième sortie est égale à 2. (r2=2)

On pose:

$$f_6(x) = \frac{2}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}} \left[f^2_3(x)+f^2_4(x)+\frac{x_3}{T_r}(M\, f_1(x)-f_3(x))+\frac{x_4}{T_r}(M\, f_2(x)-f_4(x\right.$$

$$-x_5(x_4\ f_3(x)-x_3\ f_4(x)) - \frac{(x_3\ f_3(x)+x_4\ f_4(x))^2}{x^2_3+x^2_4}$$

$$F_7(X) = \frac{P^2\ M}{j\ L_r}\ (f_2(x)\ x_3 + f_3(x)\ x_2 - f_1(x)\ x_4 - f_4(x)\ x_1) - \frac{k_f}{j} f_5(x)$$

En conséquence, comme (r1+r2=4 < 5) le système n'est pas linéairisable éxactement par bouclage statique,pour pouvoir le commander,il nous faut liéairiser en partie et vérifier que la dynamique des zeros associe est stable[3] [15].

III.2.3 FORME NORMALE.

Dans le but de mettre le système sous terme normale,considerons la transformation de coordonées non linéaire suivante:

$$\begin{aligned}
z_1 &= h_1(x) = \sqrt{x^2_3 + x^2_4} \\
z_2 &= L_f\ h_1(x) = \frac{2}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}(x_3\ f_3(x) + x_4\ f_4(x)) \\
z_3 &= h_2(x) = x_5 \\
z_4 &= L_f\ h(x) = f_5(x) \\
z_5 &= \arctan(\frac{x_4}{x_3})
\end{aligned} \qquad (III.3)$$

ou z5 est choisi de facon à completer le difféomorphisme,avec $L_g(z_5) = 0$ [11].

Finalement, La forme normale du système (III.2) est donnée par le système d'équation différentielles suivant:

$$
\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 \\
\dot{z}_2 &= f_6(x) + \frac{2M}{T_r \sigma L_s} \frac{1}{\sqrt{x^2_3 + x^2_4}} (x_3\ v_{ds} + x_4\ v_{qs}) \\
\dot{z}_3 &= z_4 \\
\dot{z}_4 &= f_7(x) - \frac{p^2\ M}{j\ L_r} \frac{1}{\sigma L_s} (x_4\ v_{ds} - x_3\ v_{qs}) \\
\dot{z}_5 &= \frac{x_3\ f_4(x) - x_4\ f_3(x)}{x^2_3 + x^2_4}
\end{aligned}
\qquad (III.7)
$$

III.2.4 LA COMMANDE LINEARISANTE.

Avant de calculer la commande qui linéairise partièllement et découple le système, il nous faut calculer la matrice de découplage du système, nous obtenons:

$$
A(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1}\ L_f\ h_1(x) & L_{g_2}\ L_f\ h_1(x) \\ L_{g_2}\ L_f\ h_2(x) & L_{g_2} L_f\ h_2(x) \end{bmatrix}
$$

$$
= \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \frac{2M}{T_r} \frac{x_3}{\sqrt{x^2_3 + x^2_4}} & \frac{2M}{T_r} \frac{x_4}{\sqrt{x^2_3 + x^2_4}} \\ -\frac{p^2\ M}{j\ LR} x_4 & \frac{p^2 M}{j L_r} x_3 \end{bmatrix} \qquad (III.8)
$$

$$
Det\ [\ A(x)\ ] = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{2M}{T_r} \frac{p^2}{j\ L_r} \sqrt{x^2_3 + x^2_4}
$$

Donc **A(x)**est non singulière pour $\sqrt{x^2_3 + x^2_4} \neq 0$ valeur qui est toujours vérifiée dés que le moteur est sous tension.

Par ailleur, l'inverse de cette matrice est égale à:

$$A^{-1}(x) = \frac{\sigma \; L_s L_r j T_r}{2M^2 p^2 \sqrt{x_3^2 + x_4^2}} \begin{bmatrix} -x_3 \dfrac{p^2}{j}\dfrac{M}{L_r} & 2\dfrac{M}{T_r}\dfrac{x_4}{\sqrt{x_3^2+x_4^2}} \\ -x_4 \dfrac{p^2}{j}\dfrac{M}{L_r} & -2\dfrac{M}{T_r}\dfrac{x_3}{\sqrt{x_3^2+x_4^2}} \end{bmatrix} \quad \text{(III.9)}$$

Donc, la commande qui linéairise partiellement et découple le système(III.2) donné sous la forme normale (III.7)est[3] [11] :

$$u = -A^{-1}(x)\begin{bmatrix} L^2{}_f \, h_1(x) \\ L^2{}_f \, h_2(x) \end{bmatrix} + A^{-1}(x) \;\; V \qquad \text{(III.10)}$$

avec:

$$L^2{}_f \, h_1(x) = f_6(x)$$

$$L^2{}_f \, h_2(x) = f_7(x)$$

$$V = [\; v_1 \;\; v_2 \;]$$

Donc les commandes v_{ds}, v_{qs} sontdonnées par:

$$v_{ds} = \frac{\sigma L_s}{2M} T_r \frac{x_3}{\sqrt{x_3^2+x_4^2}}(v_1(t) - s(x)) - \frac{\sigma L_r L_s j}{p^2 M}\frac{x_4}{\sqrt{x_3^2+x_4^2}}(v_2(t) - R(x))$$

$$v_{qs} = \frac{\sigma L s L_r j}{p^2 M}\frac{x_3}{\sqrt{x_3^2+x_4^2}}(v_2(t) - S(x)) + \frac{\sigma L_s T_r}{2M}\frac{x_4}{\sqrt{x_3^2+x_4^2}}(v_1(t) - S(x))$$

(III.11)

avec:

$$S(x) = s_1(x) f_1(x) + s_2(x) f_2(x) + s_3(x) f_3(x) + s_4(x) f_4(x)$$

$$R(x) = \frac{p^2 M}{j L_r}[-x_4 f_1(x) + x_3 f_2(x) + x_2 f_3(x) - x_1 f_4(x)] - \frac{k_f}{j} f_5(x)$$

et

$$s_1(x) = 2\frac{M}{T_r}\frac{x_3}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}$$

$$s_2(x) = 2\frac{M}{T_r}\frac{x_4}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}$$

$$s_3(x) = \frac{2}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}[-\frac{x_3}{T_r}+f_3(x)(1-2\frac{x^2_3}{(x^2_3+x^2_4)})+x_4x_5-2\frac{x_3x_4}{(x^2_3+x^2_4)}f_4(x)]$$

$$s_4(x) = \frac{2}{\sqrt{x^2_3+x^2_4}}[-x_3x_5-2\frac{x_3x_4}{(x^2_3+x^2_4)}f_3(x)-\frac{x_4}{T_r}+f_4(x)(1-2\frac{x^2_4}{(x^2_3+x^2_4)})]$$

Par conséquent, le système obtenu est constitué de deux sous-systémes linéaires et découplés, la seconde partie du système est non linéaire et inobservable.

III.3 COMMANDE PAR RETOUR D"ETAT.

La téchnique de la commande par retour d'état consiste à imposer une dynamique par placement de pôles[5].Le système en boucle fermée est représenté sous la forme d'équation d'état suivante:

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -k_3 & k_4 \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ kw_1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & kw_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ \\ \\ v_2 \end{bmatrix} \qquad \text{(III.12)}$$

Les pôles imposés pour la dynamique du flux sont $p_{1,2}$ et les pôles imposés pour la vitesse sont $p_{3,4}$ telque:

$$p_{1,2} = -\frac{1}{2}k_2 \pm j(k_1-\frac{1}{4}k_2^2)$$

$$p_{3,4} = -\frac{1}{2}k_4 \pm j(k_3-\frac{1}{4}k_4^2)$$

$$kw_1 = k_1 \quad et \quad kw_2 = k_3$$

III.4 COMMANDE LINEARISANTE ADAPTATIVE PAR RETOUR D"ETAT.

Pour transformer le système sous la forme normale, il faut que toutes les grandeurs soient accessibles, en effet le flux rotorique n'est plus. Pour cette raison, on ajoute un observateur d'état reconstruisant la grandeur du flux rotorique tiré du deuxième chapitre.

III.4 COMMANDE LINEARISANTE ADAPTATIVE PAR RETOUR D'ETAT.

Pour transformer le système sous la forme normale, il faut que toutes les grandeurs soient accessibles, en effet le flux rotorique n'est plus. Pour cette raison, on ajoute un observateur

d'état reconstruisant la grandeur du flux rotorique tiré du deuxième chapitre.

Ainsi, comme on l'à dèja montionné les paramètres de la machine sont variables dans le temps, donc on doit identifier les paramètres avec l'algorithme d'adaptation paramétrique permetant d'ajuster les paramètres du bloc de découplage, de l'observateur et du bloc de difféomorphisme.
Pour le dimentionnement robuste de cette commande vis à vis de la variation des resistances, on doit choisir les gains du graduent
de sorte que l'identificateur repond rapidement et avec une souplesse.

III.4.1 STRUCTURE DE LA COMMANDE.

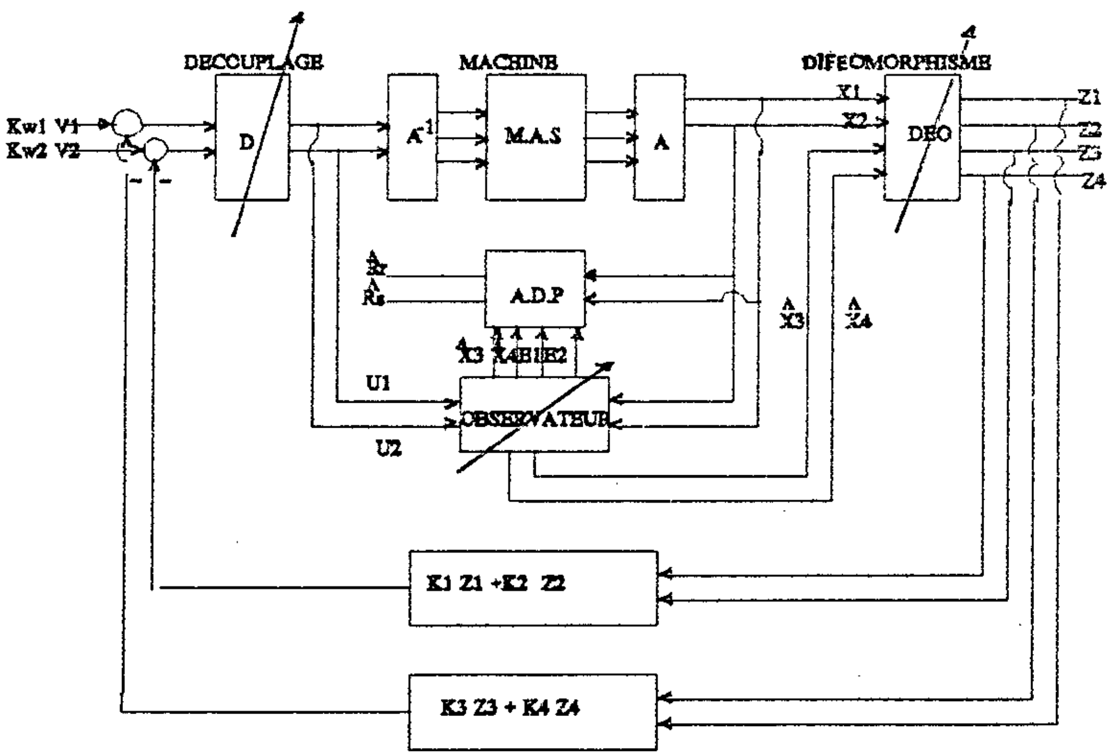


Figure (III.2) Structure de la commande linéarisante adaptative avec observateur adaptatif du flux rotorique

III.5 RESULTATS DE SIMULATION ET COMMENTAIRES.

Dans ce chapitre , la simulation va être éffectuée sur le modèle de la machine lié au stator avec un retour d'état comme technique de commande.

Pour les consignes de réglage suivantes:

-Un échelon de **1500(tr/mn)** pour la vitesse.
-Un échelon de **0.328(wb)** pour le flux.

Pour une référence de variation des paramètres **Rr** de **50%** et de **Rs** de **50%** ainsi que pour une charge nominale de **28Nm**, nous avons obtenu les résultats suivants:

-La figure(III.1) illustre l'évolution des grandeurs de la machine pour un placement des pôles de **(-100±j)** pour le flux et de **(-20±j)** pour la vitesse pour un fonctionnement à vide.

-La figure (III.3) présente l'évolution des grandeurs de la machine pour le même placement des pôles avec une charge nominale de **28 Nm**.

-La figure (III.4) illustre l'erreur d'éstimation du flux et du courant pour les mêmes considérations.

L'application d'une charge nominale à l'instant **2.2s** donne une augmentation pour le courant et de la tension, nous avons remarqué que le controleur a rejeté rapidement cette perturbation sur la vitesse. une petite variation sur le flux est aussi rejeté.

-Les figures (III.5)(III.7)(III.9) illustrent l'influence de la variation des parèmetres sur l'évolution des grandeurs d'état de la machine.

- Les Figures (III.6) (III.8)(III.10) illustrent l'erreur d'éstimation sur le flux rotorique et le courant statorique

Une variation des paramètres Rr et Rs introduit une erreur statique sur la dynamique de la vitesse et sur la dynamique du flux, ainsi elle introduit une erreur d'observation sur le flux et le courant.

Remarque: la même variation des deux resistances Rs et Rr donne une influence de Rs plus grande que celle de Rr

-La figure(III.11) donne l'évolution des grandeurs dus de l'adaptation des paramètres de l'observateur ainsi que ceux du découplage et du difféomorphisme, de la commande linéarisante.

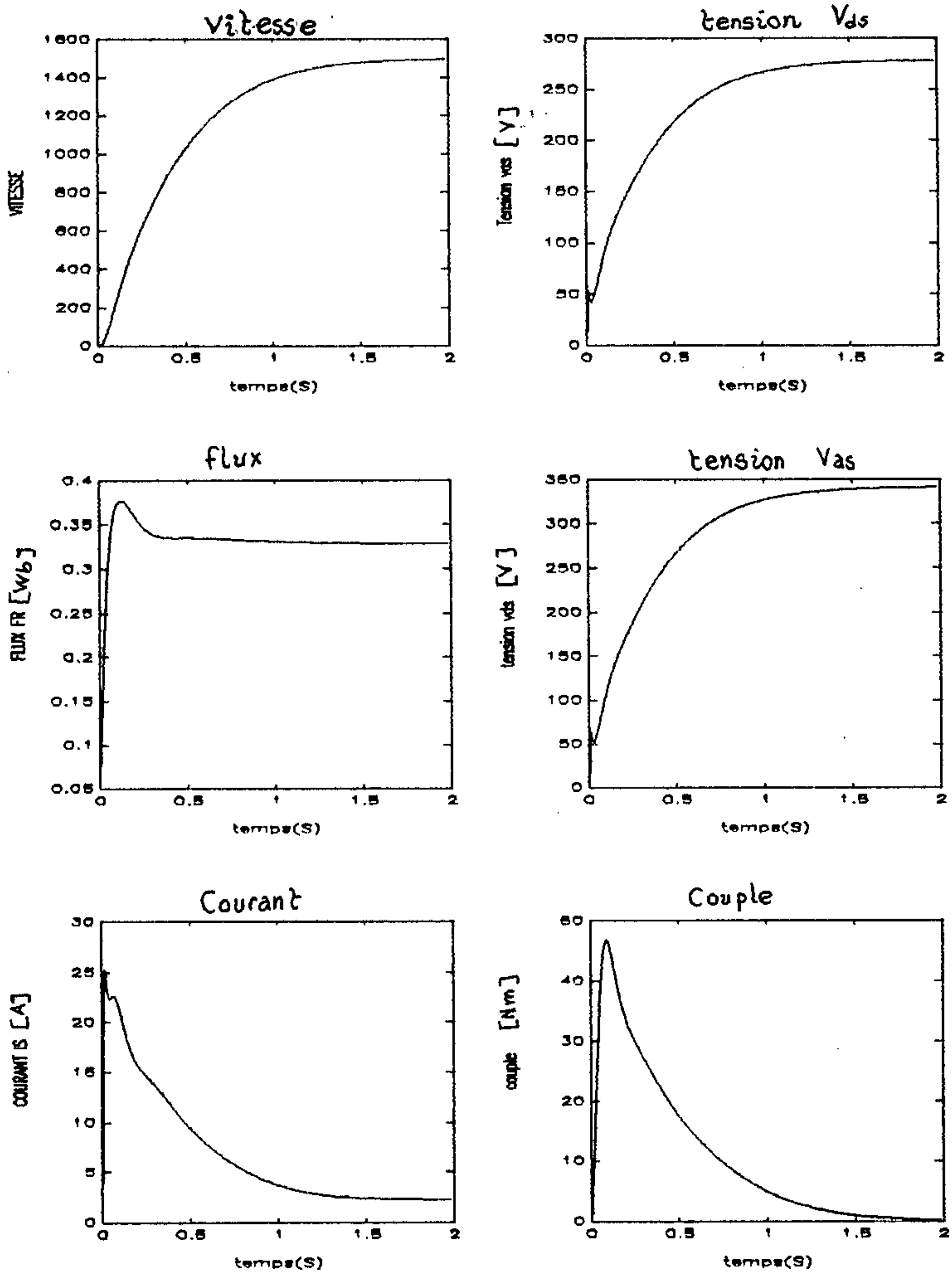
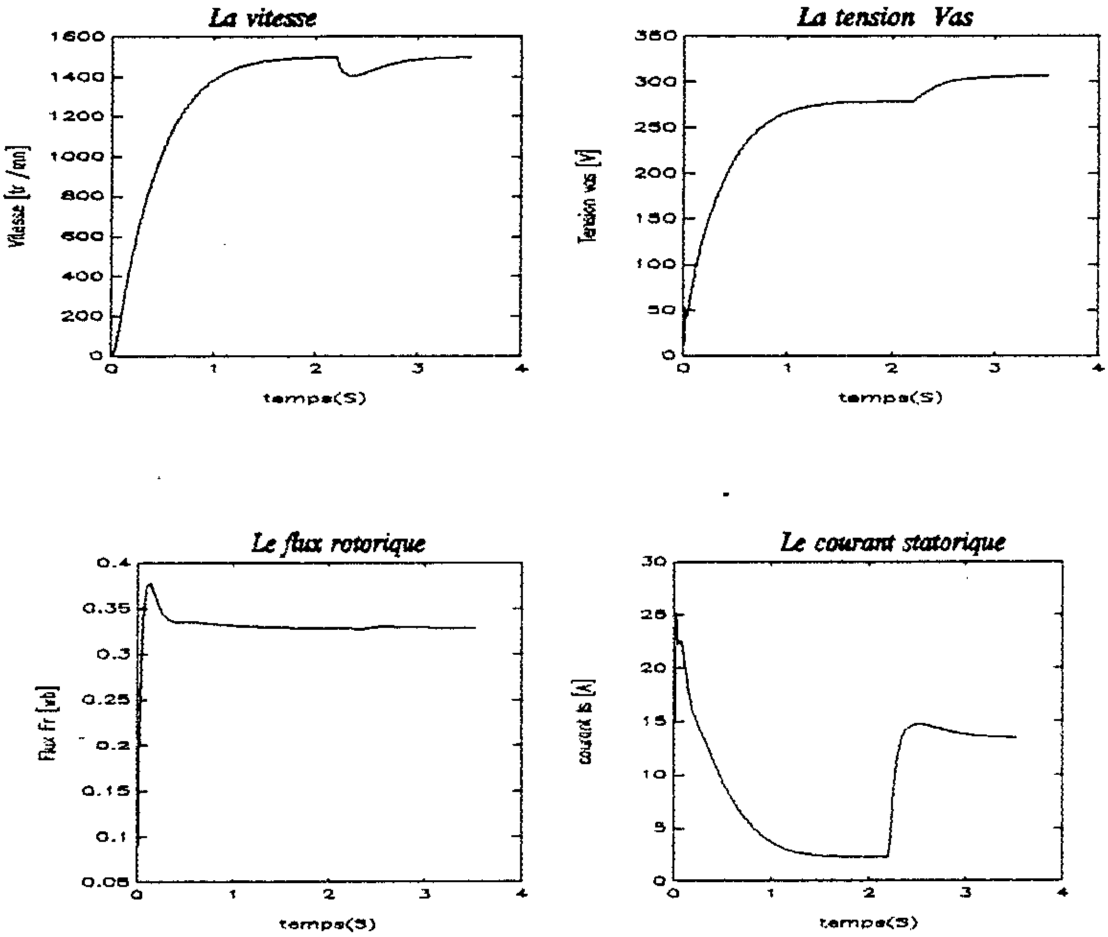


Figure (III-1) Evolution des grandeurs de la machine pour un choix des pôles pour la vitesse de (-20±j) et de (-100±j) pour le flux.



Fiure (III.3) Evolution des grandeurs de la machine pour un choix de placement de poles de (-100+j) pour le flux et de (-20+j) pour la vitesse, avec une application d'une charge nominale de 28 Nm à l'instant 2.2s.

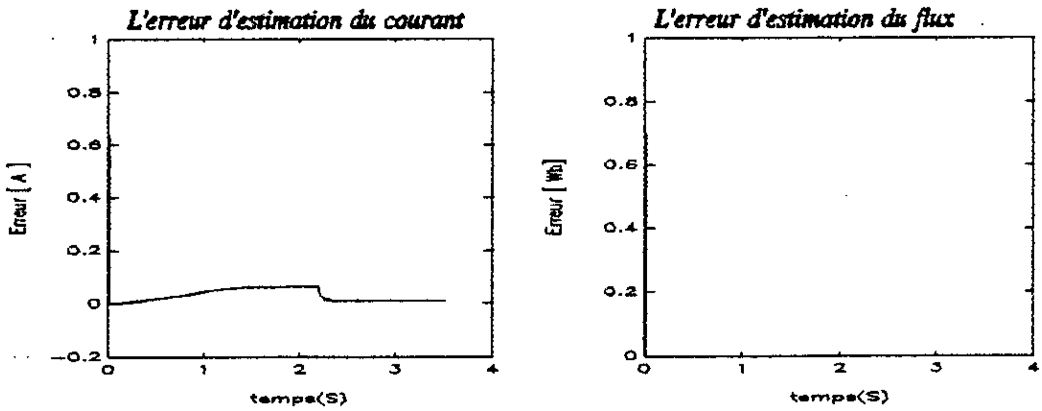


Figure (III . 4) L'erreur d'estimation du courant et du flux les meme considérations

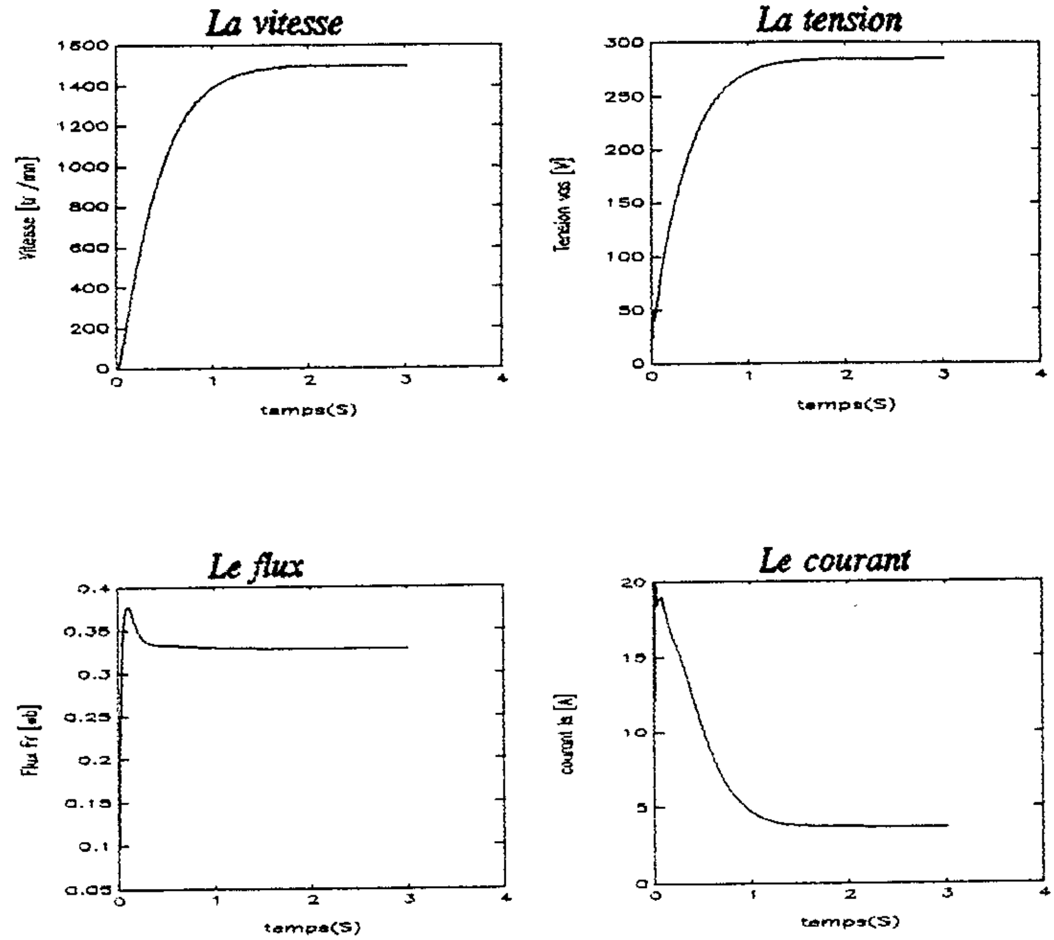


Figure (III.5) Evolution des grandeurs de la machine pour une variation de 50% de Rr.

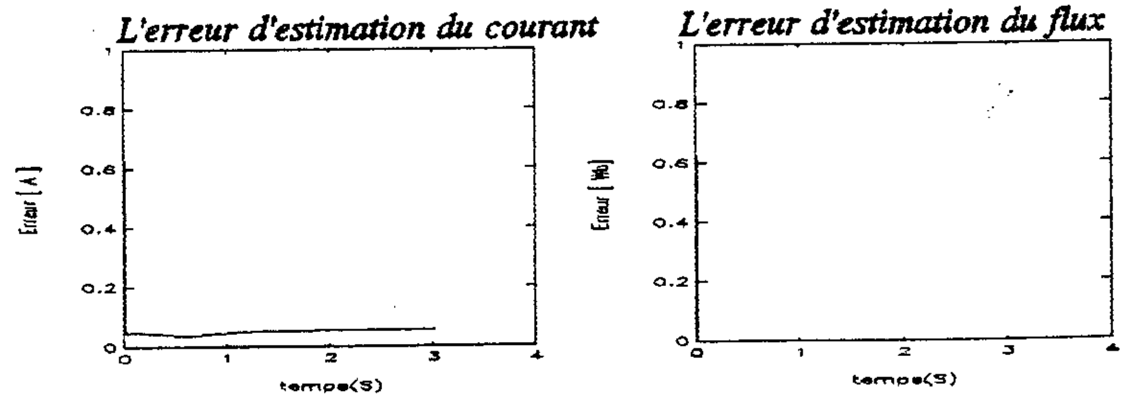


Figure (III.6) L'erreur d'estimation du flux et du courant pour une variation de 50% de Rr.

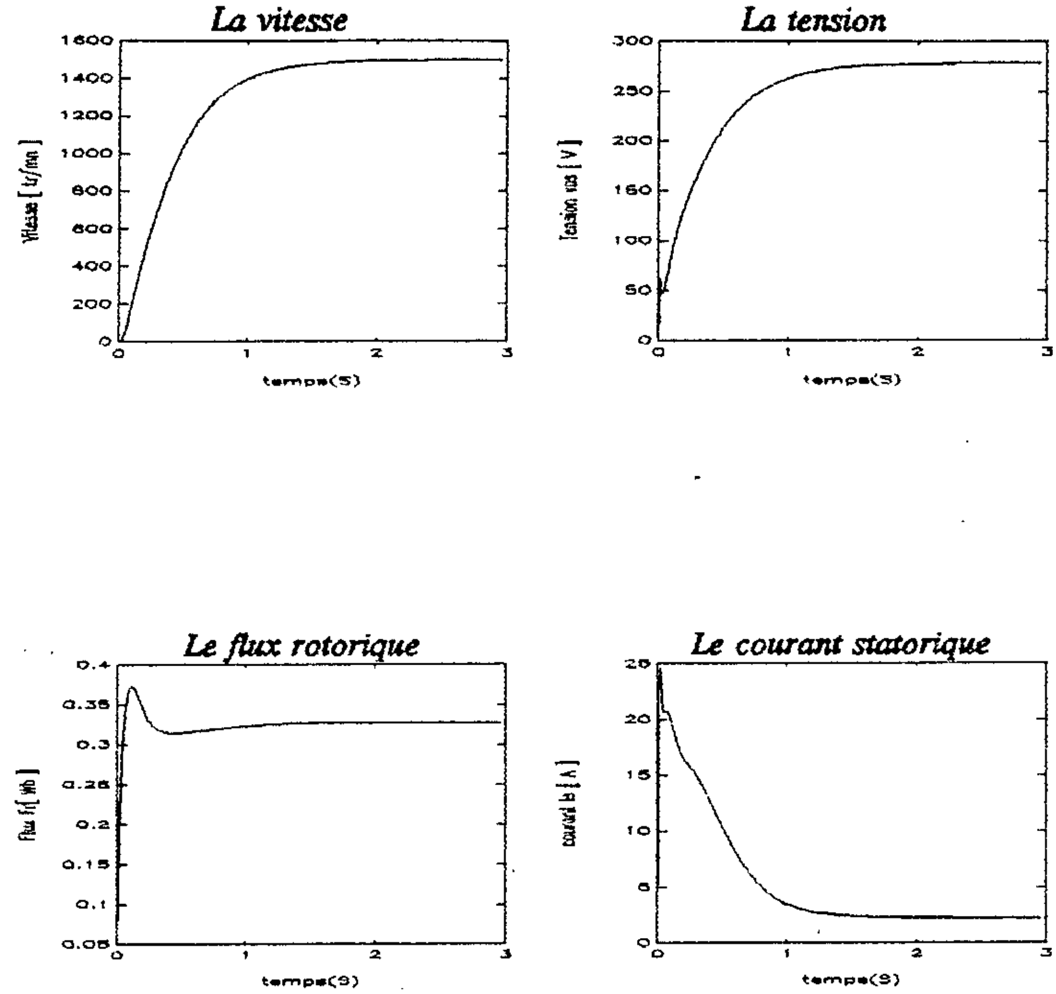


Figure (III.7) Evolution des grandeurs de la machine pour une variation de la résistance Rs de 50%.

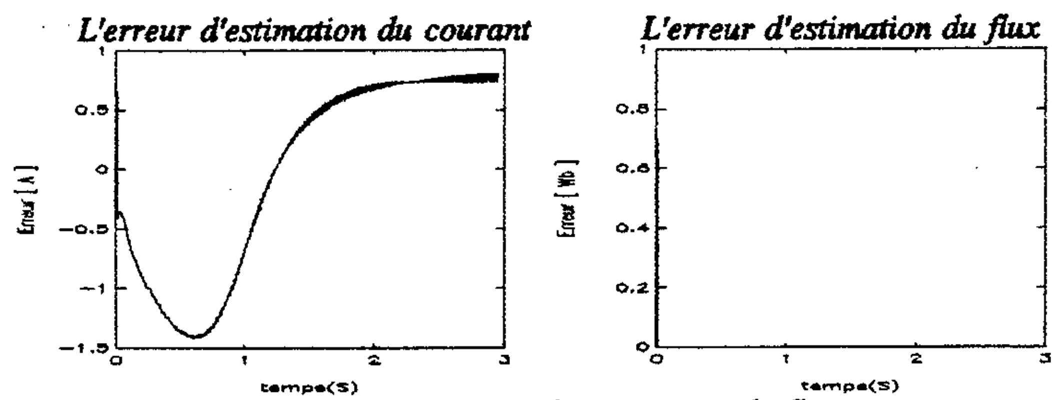


Figure (III.8) Erreur d'estimation du courant et du flux pour une variation de la résistance Rs de 50%.

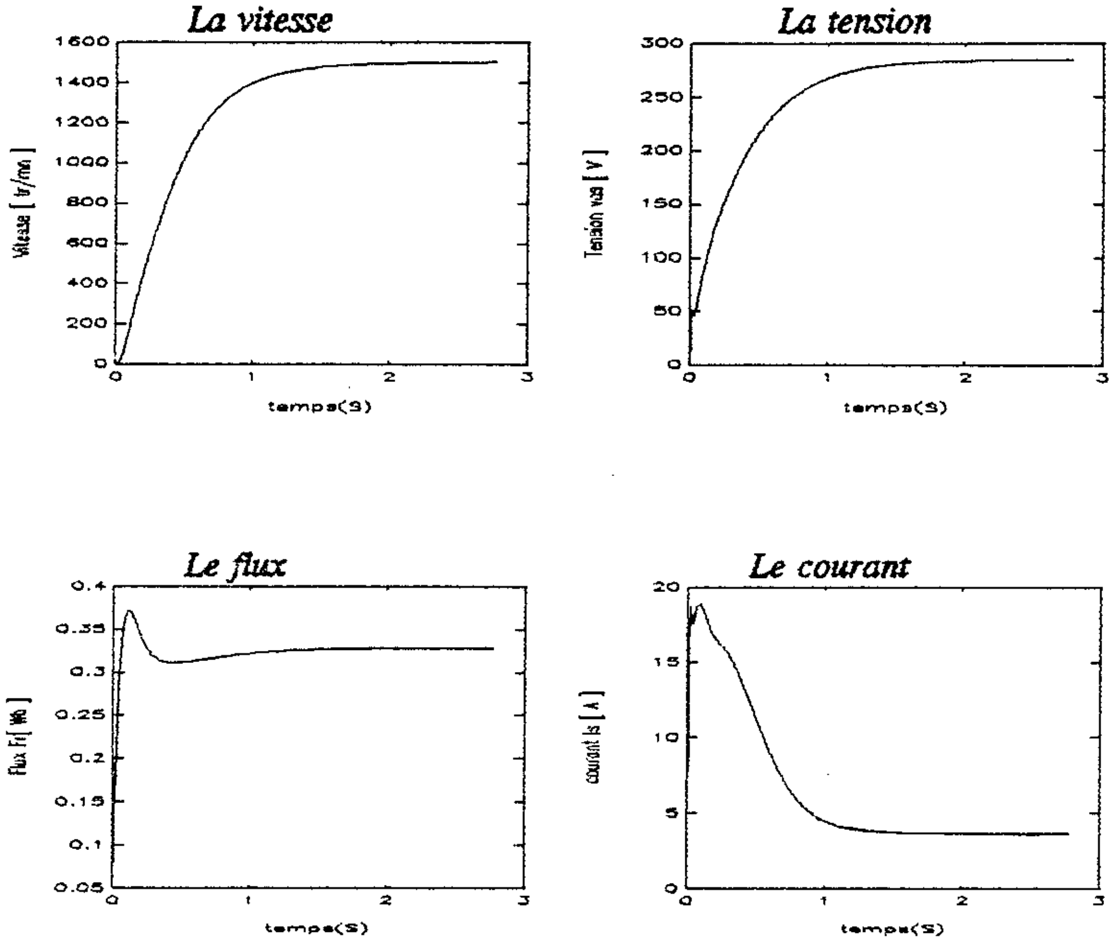


Figure (III.9) Evolution des grandeurs de la machine pour une variation de Rr de 50% et de 50% de Rs

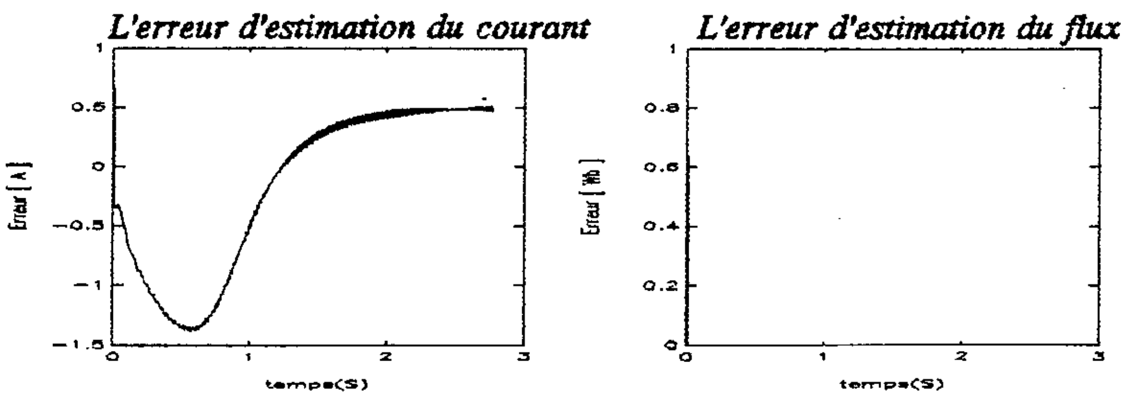


Figure (III.10) L'erreur d'estmation du flux et du courant pour une variation de 50% de Rr et de 50% de Rs.

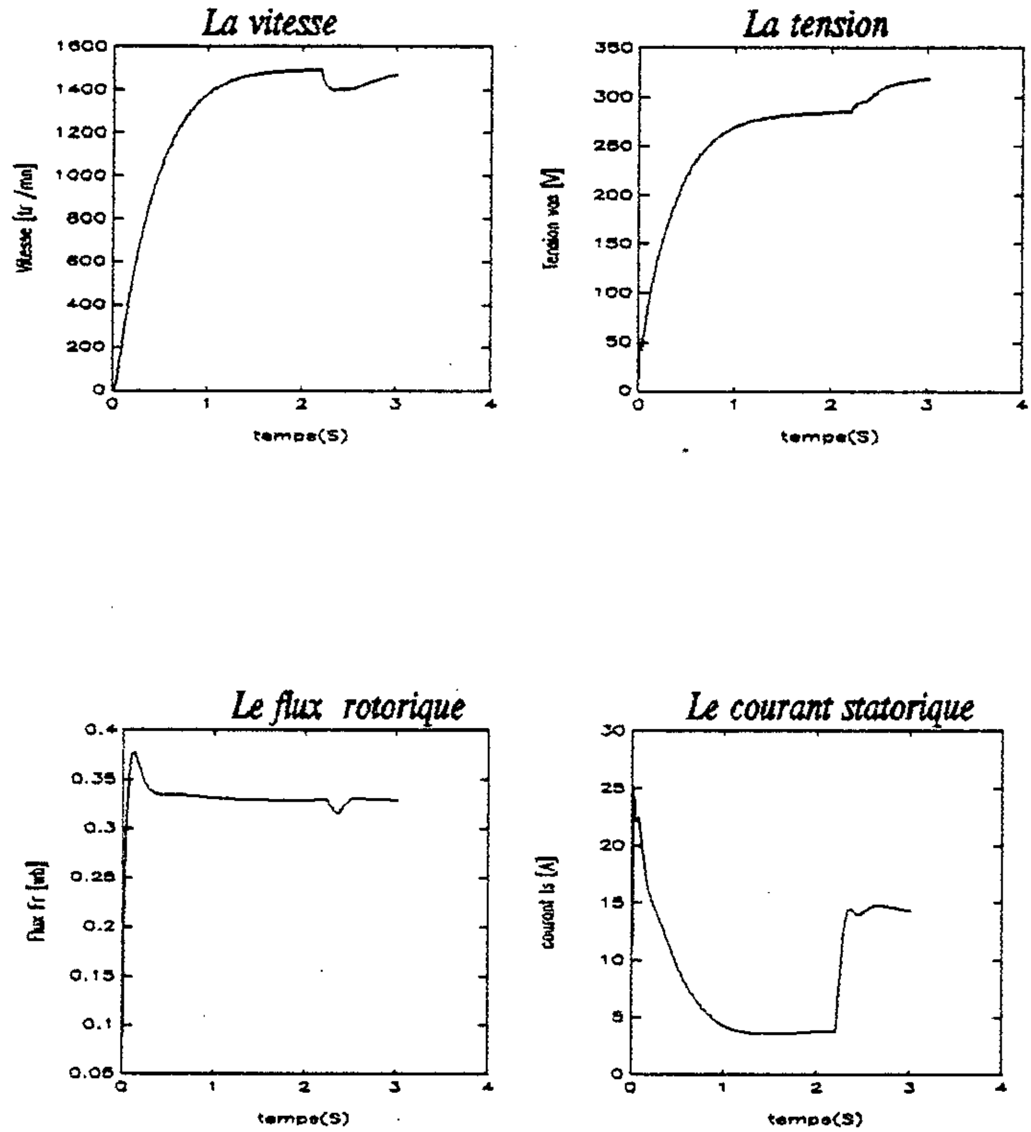


Figure (III.11) Evolution des grandeurs de la machine avec adaptation des paramètres du bloc de découplage ,difféomorphisme et celles de l'observateur pour une charge nominale.

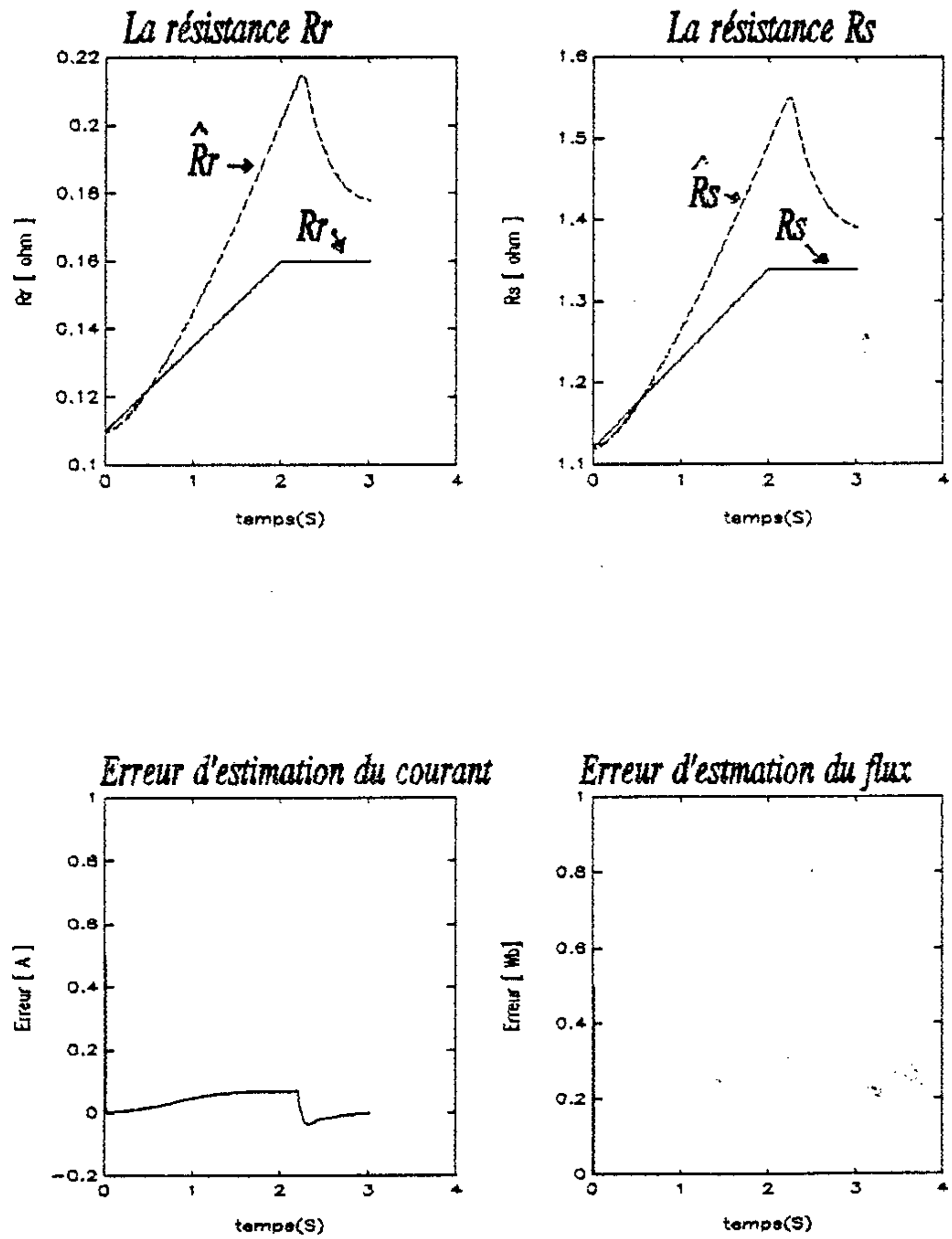


Figure (III.12) Identification paramétrique ($\lambda_1 = 2$ et $\lambda_2 = 10$)
et erreurs d'estimation du courant et du flux

CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons appliqué au modèle du moteur exprimé dans le repère lié au stator la technique de linéarisation partielle par retour d'état dynamique et difféomorphisme qui ne donne pas de bonne performances dans le cas d'une variation en temps réel des paramètres de la machine.

D'après les résultats de simulation, les pôles choisis pour la commande de la vitesse et le flux rotorique permettent d'avoir des réponses avec des pics de courant au démarrage qui reste acceptables.

Ainsi, une identification des paramètres de la machine et ajustement des paramètres du bloc de découplage par utilisation d'un observateur permet d'avoir un dimentionnemt robuste de la commande , tout en rejettant une perturbation introduise en régime établi.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Nous avons dans ces travaux,étudier l'application de trois types de techniques connus en automatique qui sont l'identification,l'observation et la commande non linéaire.

Au premier chapitre,après avoir effectuer en premier la transformation du PARK des grandeurs de la machine,nous avons un modèle d'etat de la MAS dans le repère du stator.

Au deuxième chapitre,nous avons étudié l'influence de la variation des paramètres sur la grandeur estimée du flux rotorique à la sortie d'un observateur d'état pour une variation de la fréquence à fin de limiter les pics du courant statorique au démarrage. Cependant, pour une observation robuste, on a incorporer un idendificateur permettant d'ajuster les paramètres de l'observateur et minimisant l'erreur d'estimation du flux rotorique basé sur la mesure du courant statorique. Un observateur adaptative du flux rotorique est insensible à la perturbation ou à l'alimentation avec un onduleur MLI.

Dans le troisième chapitre, nous avons effectué la linéarisation partielle et le découplage E/S du modèle de la machine exprimé dans un référentiel lié au stator avec la technique de la commande par retour d'état. Le choix des pôles s'est fait par compromis sur les pics du courant statorique qui peut supporter le moteur. Malheureusement, une variation de la résistance rotorique et statorique a introduit une erreur statique de réglage sur la vitesse et l'observation à la sortie de l'observateur nous a obligé à ajuster les paramètres du bloc du découplage et de l'observateur à fin de corriger la linéarisation et le découplage.

Le modèle linéarisé présente une dynamique des zéros stable, illustrée par les résultats de simulation. Pour le dimensionnement robuste de cette commande, on a testé l'algorithme d'adaptation paramétrique dans le cas d'une charge nominale et dans le cas d'une alimentation par un onduleur MLI.

Perspectives

A la fin de la réalisation de ce travail, nous avons constaté que ce mémoire ouvre différentes voies de recherches; entre outre :

Application de la commande linéarisante avec la technique de commande par mode de glissement et observateur glissant adaptative

ANNEXES

ANNEXE I
L'APPROCHE DE LA LINEARISRTION PAR BOUCLAGE

1.1 Le cas des systèmes mono-entrées /mono-sortie.

On considère la classe de systemes de finis par les équations dynamiques de la forme suivante:

$$\dot{x} = f\ (\ x\ ) + g\ (\ x\ )\ u \qquad (1.1)$$
$$y = h\ (\ X\ )$$

Ou **f,g et h** sont des fonctions vectorielles de dimensions appropriées

1.1.1 Le degré relatif.

Definition: Le système (1.1) a un degré relatif **r**,en **x=xo** ssi

. $L_g\, L^x{}_f\, h(\ x\ )$ =0 pour tout les **k** < **r**-1 et

. $L_g\, L^{n-1}{}_f\, h\ (x) \neq 0 \quad pour \quad x = x_0$.

Le degré relatif d'un système représenté de facon générale,le nombre de fois qu'il faut dériver l:a sortie afin de faire apparaitre l'entrée.
En effet ,dérivant la sortie du système ,on obtient:

$$\dot{y} = L_f\, h + \upsilon\, L_g\, h \qquad (1.2)$$

$si \quad L_g\, h_{|\, x = x_0} \neq 0 \quad alors \quad r = 1$,si non on dérive encore une fois.

$$\ddot{y} = L^2{}_g\, h + \upsilon\, L_g\, L_f\, h \qquad (1.3)$$

$si \quad L_g\, L_f\, h_{\,|\, x = x_0} \neq 0 \quad alors \quad r = 2$,si non on continue jusqu'à:

$$y^{(r)} = L^r{}_f\, h + \upsilon\, L_g\, L^{r-1}{}_f\, h \qquad (1.4)$$

avec $L_g\, L^{r-1}{}_f\, h_{|x = x_0} = 0$.

REMARQUE: Le degre relatif d'un systeme linéaire correspond à l'excès des p[oles sur les zéros de la fonction de transfert .

En effet ,supposons que la fonction de transfert associée à un systeme linéaire de la forme

$$\dot{x} = A\,x + b\,u$$
$$y = c\,x$$

sont donnée par:

$$H\,(\,X\,) = \frac{a_m\,s^m + a_{m-1}\,s^{m-1} + \ldots\ldots + a_1\,s + a_0}{s^n + b_{n-1}\,s^{n-1} + \ldots\ldots + b_1\,s + b_0} \qquad (1.5)$$

D'atre part ,en developpant la forme générale

$$H\,(\,s\,) = c\,(\,s\,I_d - A)^{-1}\,b \qquad (1.6)$$

et en prenant en compte la definition du degré relatif r ,c.a.d en posant

$$c\,b = c\,A\,b = \ldots\ldots\ldots = c\,A^{r-1}\,b = 0 \qquad (1.7)$$

On vérifie que le premier terme non nul est égal à $c\,A^r\,b\,s^{-r}$.
En comparant ce terme à celui de la relation (1.5),on en déduit que r= n-m.

1.1.2 La forme normale.

on pose:

$$\begin{aligned} z_1 &= \phi_1(\,x\,) = h\,(\,x\,) \\ z_2 &= \phi_2(\,x\,) = l_f\,h\,(\,x\,) \\ &\;\vdots \\ z_r &= \phi_r(\,x\,) = L_f^{r-1}\,h\,(\,x\,) \end{aligned} \qquad (1.8)$$

En choisissant (n-r) fonctions . $\phi_{r+1},\ldots,\phi_n$ telles que l'application $\phi(x) = (\phi_1,\phi_2,\ldots,\phi_n)$ soit difféomorphisme.on peut reécrire le système (1.1) dans les nouvelles coordonnées et on obtient :

$$\dot{z}_1 = L_f\, h(x) = z_2$$

$$\dot{z}_2 = l^2{}_f\, h(x) = z_3$$

$$\dot{z}_r = L^r{}_f\, h(x) + L_g\, L^{r-1}{}_f\, h(x)\; u(t)$$

$$\dot{z}_{r+1} = L_f\, \phi_{r+1}(x) + L_g\, \phi_{r+1}(x)\; u(t) = q_{r+1}(z) + p_{r+1}(z)\; u$$

$$\dot{z}_n = q_n(z) + p_n(z)\; u$$

Remarque: Dans le cas mono-entree /mono-sortie.on peut toujours choisir les (n-r) fonctions $\phi_{r+1},\ldots,\phi_n$ de telle faĉon que

$$L_g\,\phi_i = 0 \qquad pour \quad r+1 \le i \le n \qquad (1.9)$$

dans ce cas.le systeme prend la forme suivante:

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2\\
\dot{z}_2 &= z_3\\
&\;\vdots\\
\dot{z}_r &= L^r{}_f\, h(x) + L_g\, L^{r-1}{}_f\, h(x)\; u(t)\\
\dot{z}_{r+1} &= q_{r+1}(z)\\
&\;\vdots\\
\dot{z}_n &= q_n(z)
\end{aligned}$$

cette forme est appellee forme normale.

Remarque: Dans le cas ou r=n.on parle de linearisation entree / etat exacte.

1.1.3 LA DYNAMIQUE DES ZEROS.

En posant

$$\zeta = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ . \\ . \\ . \\ z_r \end{pmatrix} \qquad \eta = \begin{pmatrix} z_{r+1} \\ z_{r+2} \\ . \\ . \\ . \\ z_n \end{pmatrix} \tag{1.10}$$

Le systeme (1.1),dans sa forme normale ,peut s'écrire:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= b(\zeta, \eta) + a(\zeta, \eta)\, u \\ \dot{\eta} &= q(\zeta, \eta) \end{aligned}$$

uo $a(\zeta, \eta) = L_g L^{r-1}{}_f\, h(x)_{|x=x_0} = \phi^{-1}(z)$ et $b(\zeta, \eta) = L^r{}_f\, h(x)_{|x=\phi^{-1}(z)}$

Soit u la commande qui porte la sortie à zero et l'y maintient. On verifie facilement que:

$$y(t) = 0 \quad \textit{implique} \quad \zeta(t) = 0 \ \textit{pour tout}\ t \tag{1.11}$$

Donc ,u(t) sera la solution unique de l'équation

$$u = b(0, \zeta) + a(0, \eta)\, u(t) \tag{1.12}$$

à savoir,

$$u(t) = -a^{-1}(0, \zeta)\, b(0, \eta) \tag{1.13}$$

On voit que *si* $\zeta(t) \neq 0$ *et* $\eta(t) = 0$ *alors* $\eta(t)$ sera la solution de l'équation différentielle:

Cette dynamique, qui représente la dynamique interne du système lorsque l'entrée et les conditions initiales sont choisies de telle manière que la sortie soit égale à zéro,s'appelle **dynamique des zeros.**

Remarque: Dans le cas linéaire, il s'agit de la dynamique des zéros de transmision qui est linéaire.
Si la dynamique des zéros est asymptotiquement stable alors on dit que le système est à minimum de phase.

1.1.4 STABILISATION PAR RETOUR D'ETAT.

Supposons que la dynamique des zéros soit asymptotiquement stable.
Alors, le retour d'etat

$$u\ (t) = a_{-1}(\ 0,\ \zeta)\ [\ -\ b(0,\zeta)-k_0\ h(x)\ -\ldots-\ k_{r-1}\ L^{r-1}{}_f\ h(x)\ +\ v\ ] \tag{1.15}$$

ou les coéfficients $k_0 \ldots k_{r-1}$, sont fixes de telle sorte que le polynome

$$K\ (\ s\ )\ =\ s^r\ +\ k_{r-1}\ s^{r_1}\ +\ldots+\ k_1\ s\ +\ k_0 \tag{1.16}$$

Soit de HURWITZ, stabilise asymptotiquement le systeme. En effet , la r-ieme derivée de la sortie est égale à:

$$y^{(r)}\ =\ L^r{}_f\ h(x)\ +\ u\ L_g\ L^{r-1}{}_f\ h(x) \tag{1.17}$$

substituant (1.15) dans (1.17), on obtient:

$$y^{(r)}\ +\ k_{r-1}\ y^{(r-1)}\ +\ldots+\ k_1\ y\ +\ k_0 \tag{1.18}$$

qui, d'apres (1.16), éxprime une dynamique asymptotiquement stable.

1.2 LE CAS MULTIVARIABLE.

Dans ce paragraphe, on applique les resultats obtenus dans le cas précédent aux systemes carrés (ayants même nombre de sorties que d'entrées) et on introduit la notion du découplage entre les sorties et les nouvelles entrées du systême.
On considère les systèmes de la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(\ x\ ) \\ y_1 &= h_1(\ x\ ) \\ y_2 &= h_2(\ x\ ) \\ &\ \ \vdots \\ y_m &= h_m(\ x\ ) \end{aligned} \tag{1.19}$$

1.2.1 LE DEGRE RELATIF VECTORIEL.

Definition: Le systeme (1.19) a un degre relatif vectoriel $(r_1,\ldots,r_m)$ au point **x0** ssi:

$$L_{g_j} L^k{}_f\, h_i\, (x) = 0 \quad 1 \le j \le m \quad 1 \le i \le m \ \ et \ \ k \le r_i \qquad (1.20)$$

.la matrice carre.est appellee matrice de decouplage:

$$\Gamma\,(\,x\,) = (\,L_g\, L^r{}_f\, h_j\,(\,x\,)\,)\ (i,j) \qquad (3.21)$$

est non singuliere au point **x=xo**.

Remarque: Si $r_1 + r_2 + \ldots + r_m = n$ .alors le systeme est linearisable exactement. ce qui signefie qu'apres diffeomorphieme et bouclage le systeme boucle ne sera compose que de m sous-systemes lineaires decoubles.

1.2.3 CALCUL DE LA COMMANDE.

En prenant en compte que. $y_1 = h_1\,(x) = z_1, y_2 = h_2\,(x) = z_{r+1}$ on trouve que:

$$y_j{}^{(r_1)} = L^{r_1}{}_f\, h_j(x) + \Sigma\ L_g\, L^{r_1-1}\, h_j(x)\ u_i \quad i = 1,m \qquad (1.22)$$

En regrepant les équations (1.22) .on obtient la forme compacte:

$$\begin{pmatrix} y_1{}^{(r_1)} \\ y_2{}^{(r_2)} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m{}^{(r_m)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L^{r_1}{}_f\, h_1\ (x) \\ L^{r_2}{}_f\, h_2\ (x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L^{r_m}{}_f\, h_m\ (x) \end{pmatrix} + \Gamma\ (\chi) \begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ u_m \end{pmatrix} \qquad (1.23)$$

On voit facilement que si on choisit le retour d'état

$$u = -\Omega^{-1}(x) \begin{bmatrix} L^{r_1}{}_f\, h_1(x) \\ L^{r_2}{}_f\, h_2(x) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ L^{r_m}{}_f\, h_m(x) \end{bmatrix} + \Omega^{-1}(x)\ \dot{\mathbf{v}}$$

Alors le système bouclé s'écrit:

$$\begin{bmatrix} y^{r_1}{}_1 \\ y^{r_2}{}_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ y^{r_m}{}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \mathbf{v}_m \end{bmatrix}$$

Cette dynamique est composée de **m** dynamyques linéaires découplées.à savoir la sortie y_i ne dépend que de la nouvelle entrée $\mathbf{v}_i$ corespondante.de la même manière que dans le cas de système multivariables. on peut imposer à chaque sous système un comportement **E/S** désiré. en choisissant convenablement les nouvelles entrées $\mathbf{v}_i$ ou les coéfficients k_i sont définies comme en (1.16)

ANNEXE 2

NOTIONS ELEMENTAIRES SUR LA GEOMETRIE DIFFERENTIELLE.

Soit le système:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)\,u \qquad (2.1)$$

Les champs de vecteurs f et g associes ace système sont données par:

$$f(x) = \sum_{i=1}^{n} f_i \frac{\partial}{\partial x_i}$$
$$g(x) = \sum_{i=1}^{n} g_i \frac{\partial}{\partial x_i} \qquad (2.2)$$

Avec:

$$f(x) = [f_1\ f_2\ \ldots\ f_n]^T ,g(x) = [g_1\ g_2\ \ldots\ g_n]^T \ et\ x = [x_1\ x_2\ \ldots\ x_n]$$

Dérivée de LIE:

Considérons une fonction T(x) et le champ de vecteur f,nous appellerons Dérivée de **LIE** de **T(x)** suivant le champ de vecteur f l'expression suivante:

$$L_f\, T(x) = \sum_{i=1}^{n} \frac{\partial T(x)}{\partial x_i}\, f_i(x) \qquad (3.3)$$

La dérivation de cette dernière expression suivant le champ de vecteur g donne:

$$L_g\, L_f\, T(x) = \frac{\partial (L_f\, T(x))}{\partial x}\, f(x) \qquad (2.4)$$

Ainsi,si **T(x)** est différencié **k** fois suivant le champs de vecteur f,par récurrence:

$$L_f^k\, T(x) = \frac{\partial (L_f^{k-1}\, T(x))}{\partial x}\, f(x) \qquad (2.5)$$

avec: $L_f^0\, T(x) = T(x)$.

Difféomorphisme:

Par analogie aux systèmes linéaires ,nous pouvons transformer un système non linéaire au moyen d'un changement de coordonnées non linéaire de la forme:

$$z = \phi\ (x) \tag{2.6}$$

ou $\phi(x)$ est une fonction vectorielle donnée par:

$$\phi(x) = \begin{bmatrix} \phi_1(x_1, \ldots, x_n) \\ \phi(x_1, \ldots, x_n) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \phi(x_1, \ldots x_n) \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

qui possède les propriétés suivantes :

* $\phi(x)$: est une application bijective.
* $\phi(x)$ *et* $\phi^{-1}(x)$:sont des applications différentiables.

Si ces deux propriétés sont vérifiées pour tout $x \epsilon R^n$ ***alors*** $\phi(x)$ est un difféomorphisme global sur R_n .Par contre ,si le Jacobien de $\phi(x)$,évoluée au point $x=x_0$ est non nul alors $\phi(x)$ est un difféomorphisme local.

Annexe 3

PRINCIPE DE L'OBSERVATEUR

1.1 PRINCIPE DE L OBSERVATEUR.

L'observateur est un modèle du système ou la sortie du modèle est comparé avec celle du système .et cette différence intervient par une contre réaction a l'observateur.

On veut reconstruire les grandeurs d'état d'un système .dont l'équation d'état est la suivante:

$$\dot{x} = A\,x + B\,u + b_v\,V \qquad y = C^T x \tag{3.1}$$

Les équations d'état de l'observateur s'expriment par:

$$\dot{\hat{x}} = A\,\hat{x} + B\,u + b_v\,V + G\,(\,y - \hat{y}) \qquad \hat{y} = C^T \hat{x} \tag{3.2}$$

ou

G :est la matrice de bouclage ;

$\hat{y}$:est la sortie de l'observateur.

On peut écrire l'équation d'état de l'observateur sous la forme suivante:

$$\dot{\hat{x}} = (A - G\,C^T)\,\hat{x} + B\,u + b_v\,V + G\,y \tag{3.3}$$

Normalement.on impose a l'observateur un comportement dynamique plus rapide de celui du système.le dimensionnement de la matrice de bouclage se fait par l'imposition des pôles de l'observateur.

L'équation caractéristique du système s'écrit par:

$$Det\,(\,s\,I - A\,) = 0 \tag{3.4}$$

L'équation caractéristique de l'observateur s'écrit par:

$$Det\,(\,s\,I - A + G\,C^T) = 0 \tag{3.5}$$

Annexe 3

PRINCIPE DE L'OBSERVATEUR

1.1 PRINCIPE DE L OBSERVATEUR.

L'observateur est un modèle du système ou la sortie du modèle est comparé avec celle du système ,et cette différence intervient par une contre réaction a l'observateur.

On veut reconstruire les grandeurs d'état d'un système ,dont l'équation d'état est la suivante:

$$\dot{x} = A\,x + B\,\underline{u} + b_v\,V \qquad y = C^T x \qquad (3.1)$$

Les équations d'état de l'observateur s'expriment par:

$$\dot{\hat{x}} = A\,\hat{x} + B\,\underline{u} + b_v\,V + G\,(\,y - \hat{y}) \qquad \hat{y} = C^T \hat{x} \qquad (3.2)$$

ou

G :est la matrice de bouclage ;

$\hat{y}$:est la sortie de l'observateur.

On peut écrire l'équation d'état de l'observateur sous la forme suivante:

$$\dot{\hat{x}} = (A - G\,C^T)\,\hat{x} + B\,\underline{u} + b_v\,V + G\,y \qquad (3.3)$$

Normalement,on impose a l'observateur un comportement dynamique plus rapide de celui du système,le dimensionnement de la matrice de bouclage se fait par l'imposition des pôles de l'observateur.

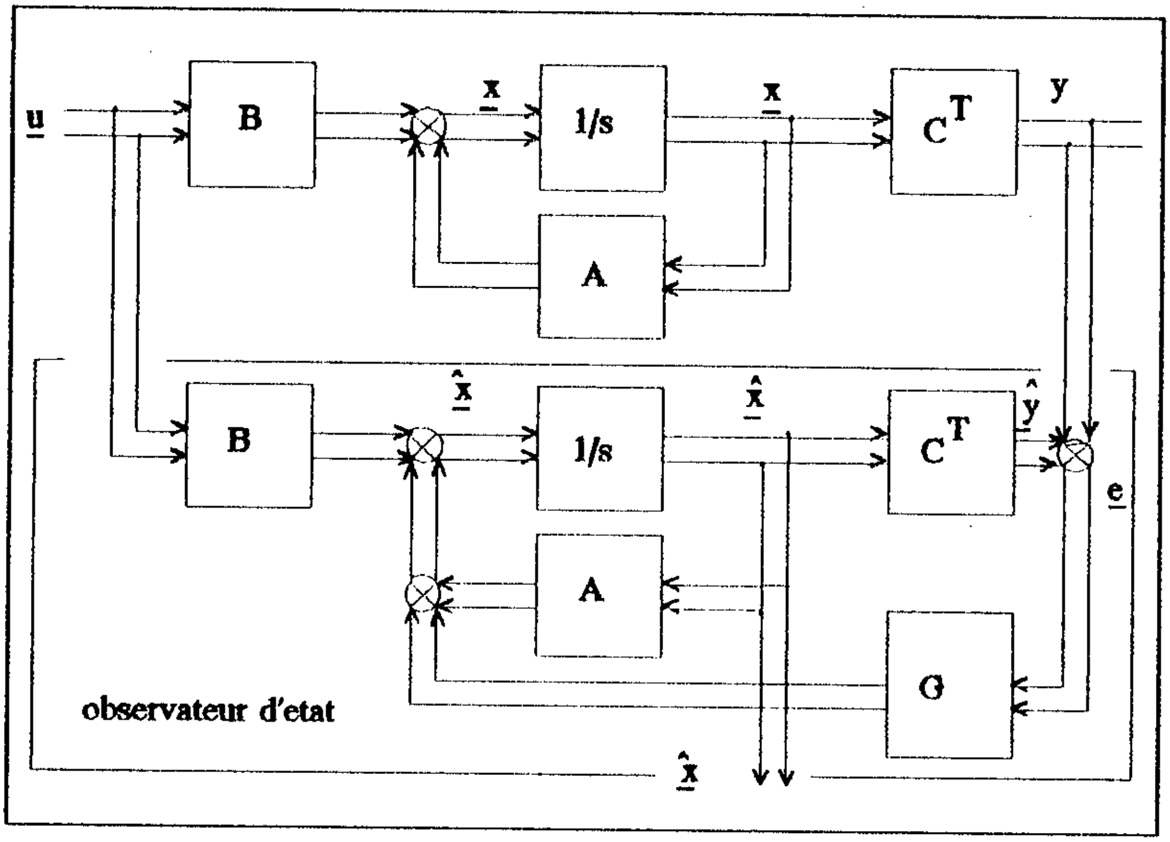
L'équation caractéristique du système s'écrit par:

$$Det\,(\,s\,I - A\,) = 0 \qquad (3.4)$$

L'équation caractéristique de l'observateur s'écrit par:

$$Det\,(\,s\,I - A + G\,C^T) = 0 \qquad (3.5)$$

1.2 STRUCTURE DE L'OBSERVATEUR D'ETAT.



Fig(3.1) Structure de l'observateur

1.3 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA MATRICE DE BOUCLAGE.

Selon l'équation caractéristique du système et celle de l'observateur et avec l'imposition des pôles de l'observateur, on peut déterminer les coefficients de la matrice de bouclage .

On peut écrire l'équation caractéristique du système sous la forme suivante:

$$\prod (s - p_i) = 0 \qquad (3.6)$$

Et l'équation caractéristique de l'observateur sous la forme suivante:

$$\prod (s - p_{oi}) \quad (3.7)$$

p_i , p_{oi} :sont les pôles du système et de l'observateur.

Ainsi par identification ,on peut tirer les coefficients de la matrice de bouclage de l'observateur en fonction des pôles du système et les pôles imposes a l'observateur.

Annexe 4

CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE.

La machine asynchrone utilisée dans cette thèse possède la plaque signalitique suivante:

p=2 (nombre de paires de pôles)

Vn=220/380 v

N= 1500 tr/mn

f=50hz

Paramètres éléctriques

Rs=1.12 Ω

Rr=0.11 Ω

Lr=0.015 H

Ls=0.17 H

M =0.048 H

Paramètres mécaniques

J=0.135 Kg m²

Kf=0.0000148 Nms

Cr=28 Nm

ANNEXE [5]
L'EQUATION CARACTERISTIQUE

Soit le système d'état suivant:

$$\dot{x} = A\,x + b\,u$$

la matrice d'état est de la forme suivante:

$$A = \begin{bmatrix} a_{11} & -b_{11} & a_{21} & -b_{21} \\ b_{11} & a_{11} & b_{21} & a_{21} \\ a_{12} & -b_{12} & a_{22} & -b_{22} \\ b_{12} & a_{12} & b_{22} & a_{22} \end{bmatrix}$$

L'équation caractéristique est donnée sous la forme suivante:

$$s^4+f_3(a_{ij}\ ,\ b_{ij})\ s^3 + f_2(a_{ij}\ ,\ b_{ij})\ s^2 + f_1(a_{ij}\ ,\ b_{ij})\ s+f_0(a_{ij}\ ,\ b_{ij})$$

Telque:

$$f_3 = (a_{22}+2\ a_{11})$$

$$f_2 = b^2_{22} + b^2_{11} + a^2_{22} + a^2_{11} + 4\ (a_{11}\ a_{22}) + b_{21}\ (b_{12} - a_{21} + a_{22}) - a_1$$

$$f_1 = b_{21}\ [a_{22}\ (a_{21} - b_{12} - a_{22} + a_{11}) + b_{22}\ (b_{21} - a_{12}) + b_{11}\ (b_{12} + 2\ a_1$$

$$a_{21}\ [a_{22}\ (a_{12} + b_{22} + b_{11}) + b_{12}\ (b_{22} + b_{11}) + a_{11}\ a_{12}]$$

$$-a_{11}\ (b^2_{22} + a^2_{21}) - 2\ b^2_{11}\ a_{22}$$

$$f_0 = a_{22}\ [b_{11}\ (b_{21}\ b_{22} + a_{21}\ a_{22} - a_{12}\ b_{21})$$

$$+ a_{11}\ (a_{21}\ b_{22} - a_{21}\ b_{22} + b_{21}\ a_{22} - a_{12}\ a_{22} + a_{22}\ a_{11} + b_{21}\ b_{12}) + b_{12}\ (a$$

$$+b_{12}\ [a_{12}\ (a^2_{21} + b^2_{21}) + (b_{21}\ a_{22} + a_{21}\ a_{22}-b_{21}\ b_{22}+a_{21}\ b_{22})] - a_{11}$$

$$+ b_{11}\ [a_{12}\ b_{22}\ a_{21} + b_{11}\ (a^2_{22} + b^2_{22})a_{11}\ (a_{11}\ b^2_{22} + b^2_{11} - a_{21}\ b_{22} - a_1$$

Ainsi, tous les systèmes d'état de la même forme peuvent avoir la même forme d'équations caractéristiques.

Références

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] **B.K.Bose**," Power éléctronics and AC drives ",Prentice Hall.Englewood Cliffs. 1986.

[2] **J.Chatelain**." Machines électriques " .Tome 1. Dunod.1983.

[3] **A.Isidori**." Nonlinear control system:an introduction " 2th Edition.Springer Verlag.1989.

[4] **H.Buhler**. " Réglage échantillonné : Traitement dans l'espace d'état. Tome II. Presses polytechnique romandes suisse.1986.

[5] **H.Buhler**." Conception des systèmes automatiques", Presse polytechnique romandes, suisse. 1988.

[6] **D.Boukhatala**." observateurs d'état dans les systèmes échantillonnés ". Complément de cour de régulation automatique, ENP, Algerie

[7] **J.Holtz, Th.Thimm** ." Identification of the machine parametres in a vector controlled induction motor drive" IEEE Trans.Automat.Control. PP. 601-606, 1989

[8] **S Sangwongwanich, S Doki, T.Yonemoto, S.Okuma**. "Adaptive sliding obsevers for direct field-oriented control of induction motor " ,IEEE Trans.Automat.control,PP. 915-920. 1990

[9] **J.J.E.Slotine, J.K.Hedrick, E.A.Misawa**." Nonlinear state estimation using sliding observers ". IEEE Trans.Automat control. PP. 332-339. 1986.

[10] **N.Khenfer**," Machine asynchrone ses modèles son identification et sa commande ". thèse de doctorat, 1995. ENP , Alger. Algerie

[11] **M. Nibouche**" Application de la commande nonlinéaire au moteur asynchrone". Thèse Magister. ENP. 1994, Algerie.

[12] **Mahmoudi**."Variateurs de vitesse à moteurs asynchrones: Leurs simulation et synthèse sur leurs performances" Thèse de magistère, ENP. 1986

[13] **A:de Luca, G.Ulivi**." The desing of an linearizing outputs for inductions motors" ,symposium of nonlinear control system design. 1989.

[14] **G.Georgiou**." Sur les méthodes de commande non linéaires adaptatives : Aspects échantillonné et applications" , Doctorat es sciences. Université de paris XI Orsay, France. 1992.

[15] **S.Monaco, D.Normand-Cyrot**" Zéro dynamics of sampled nonlinéar system" , systems & Control Letters.11: pp. 229-234, 1988

[16] **S.Barkati A.Naâmane** "Réglage par retour d'état d'une machine asynchrone" Projet de fin d'étude ENP.1994 Algerie.

[17] **A.Hachi M.Ferès** "Etude de comportement de la machine asynchrone alimenté par un onduleur MLI commandé selon deux stratégie" Projet de fin d'étude ENP. 1990. Algerie

[18] **Y.Meddah, B.Blhouari**" Commande linéarisante des systèmes on linéares:Application au moteur asynchrone", Projet de fin d'étude ENP 1990. Algerie.

[19] **Y.Ait Gougam,** " Etude des stratégie de modulation de largeur d'impulsion pour onduleur de tension, Thèse de magistère, 1992, ENP, Algerie

[20] **H.Buhler** "électronique de puissance", edition DUNOD, 1987.

[21] **G. O'reilly** "Observer of linéar systèmes", Academic press INC, LONDON, 1983.

[22] **M.La cava, A.Eisinberg, P.Muraca** " Sliding mode of the state of induction motors " IEEE Trans.automat.control,pp. 237-240.

[23] **Y.Hori, T.Umeno** " Robust flux observer based field orientation (FOFO) controller " IEEE Trans.automat.control, pp. 197-202.

[24] H.Kuboubta , K.Matsure , S.Member and T.Nakano ,"New adaptive flux observer of induction motor for wide speed range motor drives", IEEE , 1990 , 920-926.