

M0037/99A

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Électrique
Laboratoire de Machines Électriques

THESE
Présentée par

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

M. MILIANI El-Hadj

Ingénieur d'état en Electrotechnique à P.E.N.P

Pour l'obtention du grade de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Électriques

THEME

**COMMANDE NON LINEAIRE
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE :
DIFFERENTES TECHNIQUES DE REGLAGE**

Soutenue publiquement le Mardi 7 Décembre 1999 devant la commission d'examen
composée de :

MM.

A. BOUBAKEUR	Maître de conférences, E.N.P	Président
O. TOUHAMI	Maître de conférences, E.N.P	Rapporteur
R. IBTIOUEN	Professeur, E.N.P	Rapporteur
R. TAHMI	Chargé de cours, E.N.P	Examineur
S. MEKITTOUB	Chargé de recherche, E.N.P	Examineur
N. MANSOUR	Maître de conférences, C.U.H.B.B, Chlef	Examineur

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

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département de Génie Electrique
Laboratoire de Machines Electriques

THESE
Présentée par

المدرسة الوطنية المتعددة التخصصات
المكتبة - BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

M. MILIANI El-Hadj

Ingénieur d'état en Electrotechnique à l'E.N.P

Pour l'obtention du grade de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

THEME

**COMMANDE NON LINEAIRE
D'UNE MACHINE ASYNCHRONE :
DIFFERENTES TECHNIQUES DE REGLAGE**

Soutenue publiquement le Mardi 7 Décembre 1999 devant la commission d'examen
composée de :

MM.

A. BOUBAKEUR	Maître de conférences, E.N.P	Président
O.TOUHAMI	Maître de conférences, E.N.P	Rapporteur
R. IBTIOUEN	Professeur, E.N.P	Rapporteur
R. TAHMI	Chargé de cours, E.N.P	Examineur
S. MEKHTOUB	Chargé de recherche, E.N.P	Examineur
N. MANSOUR	Maître de conférences, C.U.H.B.B, Chlef	Examineur

يهدف هذا العمل الى دراسة عدة تقنيات من التعديل مطبقة على محرك كهربائي للامتزان ثلاثي الطور متحكم فيه بتحكم غير الخطي.

نستعرض في البداية التحكم الشعاعي حيث نلمس الارتباط بين التدفق المغناطيسي و المزدوجة الكهرومغناطيسية، لذا قدمنا حلا يتمثل في التحكم غير الخطي أين يكون تعديل التدفق مستقلا عن تعديل المزدوجة الكهرومغناطيسية.

نقدم عدة تقنيات من التعديل الحديث مطبقة على النموذج الخطي للمحرك كالتعديل برد فعل الحالة و بنموذج الانزلاق.

كلمات مفتاحية :

التحكم الشعاعي، التحكم غير الخطي، التعديل برد فعل الحالة، نموذج الانزلاق، محرك كهربائي للامتزان ثلاثي الطور.

Résumé

Cette étude traite de l'application de différentes techniques de réglage sur un modèle linéarisé de la machine asynchrone via une commande non linéaire. Nous présentons un aperçu sur la modélisation et la commande vectorielle de la machine où nous constatons que cette commande aboutit à un modèle partiellement linéaire présentant un couplage entre le flux et le couple électromagnétique. Pour y remédier nous avons présenté une commande linéarisante permettant d'obtenir un système linéaire avec une dynamique interne stable. sur ce modèle nous appliquons un réglage linéaire classique. Deux technique de réglage moderne sur un modèle exactement linéarisé sont également présentées, il s'agit du réglage par retour d'état et du réglage par mode de glissement. Enfin nous avons introduit trois types d'observateurs d'état.

Mots-clés: Commande vectorielle, Commande non linéaire, Réglage classique, Réglage par retour d'état, Réglage par mode de glissement, Observateurs.

Abstract :

In this paper, we develop a non linear control of an induction motor using several techniques of regulation. At first, vector control is presented, where control of torque is lied of flux. In non linear control, our objective is to unlinked torque and flux, so we obtain a linear model of the induction motor. After the linearization we can use different techniques of regulation like feedback state and sliding mode regulation. In practice the rotor flux is not measurable; finally we use the state observers.

Key-words: Vector control, Non linear control, State feedback regulation, Sliding mode, Observers.

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

La mémoire de mes grands parents ;

Mes très chers parents qui ont cru en moi ;

Mes très chers frères et sœurs ;

Toute la famille MILIANI, la famille CHELGHOUM et la famille AMROUCHE ;

Tous mes amis ;

... et à vous.

El-Hadj

REMERCIEMENTS

*Ce travail a été effectué au sein du laboratoire de machines électriques de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de Monsieur **O. TOUHAMI**, Maître de conférence à l'E.N.P, et de Monsieur **R. IBTIOUEN**, Professeur à l'E.N.P, qu'ils trouvent ici ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour leurs aides et conseils précieux durant toute ma formation et le soutien et l'encouragement qu'ils m'ont apporté tout au long de ce travail.*

*Je tiens également à remercier très vivement Monsieur **A. BOUBAKEUR**, Maître de conférence à l'E.N.P pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je remercie très vivement Monsieur **R. TAHMI**, Chargé de cours à l'E.N.P, dont je suis très honoré de sa présence dans le jury de cette thèse.*

*J'exprime ma gratitude à Monsieur **S. MEKHTOUB**, Chargé de recherche à l'E.N.P pour son aide et soutien moral et d'avoir accepté de faire partie de ce jury.*

*Mes remerciements vont également à monsieur **N. MANSOUR**, Maître de conférence à l'Université de Chlef en me faisant l'honneur de participer à ce jury.*

*Mes vifs remerciements à tous mes amis et en particulier **A. KARBOUA**, et à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'achèvement de ce travail.*

Mes remerciement vont également à tout le personnel de la bibliothèque de l'E.N.P et du Centre Culturel Universitaire.

Enfin, je tiens à remercier tous les enseignants qui ont contribué à ma formation jusqu'à aujourd'hui et en particulier ceux du département Génie Electrique de l'E.N.P d'Alger.

El- Hadj MILIANI

Sommaire



Notations.....	5
----------------	---

Introduction générale.....	6
----------------------------	---

Chapitre I

Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone

I.1 Introduction.....	8
I.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	8
I.3 Représentation d'état.....	11
I.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone.....	12
I.4.1 Principe de la commande vectorielle.....	12
I.4.2 Commande vectorielle directe.....	13
I.4.3 Commande vectorielle indirecte.....	14
I.5 Interprétation de la commande vectorielle.....	15
I.6 Résultats de simulation.....	17
I.7 Conclusion.....	24

Chapitre II

Commande non linéaire de la machine asynchrone

II.1 Introduction.....	25
II.2 Systèmes mono-entrée mono-sortie.....	25
II.2.1 Degré relatif.....	26
II.2.2 Linéarisation exacte par retour d'état.....	27
II.2.2.1 Forme normale.....	27
II.2.2.2 Retour d'état linéarisant.....	28
II.2.3 Linéarisation partielle par retour d'état.....	29
II.2.3.1 Forme normale.....	30
II.2.3.2 Retour d'état linéarisant.....	30
II.2.3.3 Dynamique interne et dynamique des zéros.....	31
II.3 Systèmes multi-entrées multi-sorties.....	32
II.3.1 Notion de degré relatif vectoriel.....	32
II.3.2 Linéarisation exacte par retour d'état.....	33
II.3.2.1 Forme normale.....	34
II.3.2.2 Retour d'état linéarisant.....	34
II.3.3 Linéarisation partielle par retour d'état.....	37

II.3.3.1	Forme normale.....	37
II.3.3.2	Retour d'état linéarisant.....	37
II.3.3.3	Dynamique interne et dynamique des zéros.....	38
II.4	Application sur la machine asynchrone.....	39
II.4.1	Introduction.....	39
II.4.2	Conditions d'application de la commande linéarisante.....	40
II.4.3	Degré relatif.....	41
II.4.4	Boucle de linéarisation.....	42
II.4.5	Boucle de réglage.....	45
II.4.6	Extension pour la commande en vitesse.....	46
II.4.7	Résultats de simulation.....	47
II.5	Conclusion.....	52

Chapitre III

Commande non linéaire avec réglage par retour d'état de la machine asynchrone

III.1	Introduction.....	53
III.2	Avantage du réglage par retour d'état.....	53
III.3	Structure du réglage par retour d'état.....	54
III.4	Equation d'état du système global.....	55
III.5	Dimensionnement du réglage par retour d'état.....	56
III.5.1	Détermination des coefficients de la contre réaction d'état.....	56
III.5.2	Détermination des coefficients de l'intervention de la grandeur de consigne et de perturbation.....	57
III.6	Application sur la commande non linéaire de la machine asynchrone.....	58
III.6.1	Modèle de la machine asynchrone.....	58
III.6.2	Commande linéarisante.....	59
III.6.2.1	Degré relatif.....	59
III.6.2.2	Forme normale.....	59
III.6.2.3	Retour d'état linéarisant.....	60
III.6.3	Commande non linéaire avec réglage par retour d'état.....	61
III.6.3.1	Détermination de v_1	61
III.6.3.2	Détermination de v_2	64
III.7	Résultats de simulation.....	66
III.8	Conclusion.....	70

Chapitre IV

Commande non linéaire avec réglage par mode de glissement de la machine asynchrone

IV.1	Introduction.....	71
IV.2	Avantages du réglage par mode de glissement.....	71

IV.3	Systèmes de réglage à structure variable.....	72
IV.4	Réglage par mode de glissement avec loi de commutation par retour d'état.....	73
IV.5	Réglage par mode de glissement avec loi de commutation par retour d'état et régulateur intégrateur.....	74
IV.5.1	Equation d'état du système global.....	74
IV.5.2	Grandeur de commande équivalente.....	75
IV.5.3	Equation d'état en mode de glissement.....	76
IV.5.4	Synthèse de la loi de commutation.....	77
IV.5.4.1	Forme canonique de réglage.....	77
IV.5.4.2	Détermination du vecteur de la contre réaction d'état.....	77
IV.5.4.3	Détermination du coefficient de l'intervention de la consigne.....	79
IV.6	Application sur la commande non linéaire de la machine asynchrone.....	80
IV.6.1	Modèle de la machine asynchrone.....	80
IV.6.2	Commande non linéaire avec réglage par mode de glissement.....	80
IV.6.2.1	Détermination de v_1	80
IV.6.2.2	Détermination de v_2	83
IV.7	Résultats de simulation.....	85
IV.8	Conclusion.....	89

Chapitre V

Commande non linéaire avec observation de l'état de la machine asynchrone

V.1	Introduction.....	90
V.2	Observateur d'ordre réduit de Luemberger.....	90
V.3	Observateur d'ordre réduit de Vreghesse.....	93
V.3.1	Modèle de l'observateur.....	93
V.3.2	Détermination du gain de l'observateur.....	95
V.4	Observateur de flux et de courant par mode de glissement.....	96
V.4.1	Introduction.....	96
V.4.2	Modèle de l'observateur.....	96
V.4.3	Détermination des gains de l'observateur.....	97
V.4.3.1	Détermination de λ_1 et de λ_2	98
V.4.3.2	Détermination de λ_3 et de λ_4	99
V.5	Résultats de simulation des observateurs.....	101
V.6	Commande non linéaire avec observation de flux.....	106
V.7	Résultats de simulation.....	106
V.8	Conclusion.....	109
Conclusion générale.....		110
Annexe.....		111
A Alimentation de la machine		
A.1	Modulation de largeur d'impulsion.....	111
A.2	M.L.I triangulo-sinusoidale.....	111

B	<i>Notions de géométrie différentielle</i>	112
	B.1 Champs de vecteurs.....	112
	B.2 Dérivée de Lie.....	113
	B.3 Crochet de Lie.....	113
	B.3.1 Propriétés.....	113
	B.4 Difféomorphisme.....	114
	B.5 Distribution.....	114
	B.6 Involutivité.....	114
C	<i>Données relatives à la machine utilisée</i>	115
	Bibliographie	116

Notations

s, r	:Indices correspondants au stator et au rotor.
a, b, c	:Indices correspondants aux trois phases statorique et rotorique.
d, q	:Axes correspondants au référentiel lié au champs tournant.
α, β	:Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.
i_s	:Vecteur courant statorique.
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$:Courants statoriques dans le référentiel (α, β) .
i_{ds}, i_{qs}	:Courants statoriques dans le référentiel (d, q) .
v_s	:Vecteur tensions statoriques.
$v_{\alpha s}, v_{\beta s}$:Tensions statoriques dans le référentiel (α, β) .
v_{ds}, v_{qs}	:Tensions statoriques dans le référentiel (d, q) .
ϕ_r	:Vecteur flux rotorique.
$\phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}$:Flux rotorique dans le référentiel (α, β) .
ϕ_{dr}, ϕ_{qr}	: Flux rotorique dans le référentiel (d, q) .
ω_s	:Vitesse synchrone.
ω_m	:Vitesse mécanique.
ω_{gl}	:Vitesse de glissement.
P	:Nombre de paires de pôles.
C_{em}	:Couple électromagnétique.
C_r	:Couple résistant.
J	:Moment d'inertie de la partie tournante.
L_m	:Inductance mutuelle cyclique.
L_s, L_r	:Inductance cyclique statorique et rotorique par phase.
L_f, C_f	:Inductance et capacité du filtre.
R_s, R_r	:Résistance statorique et rotorique.
T_r	:Constante de temps rotorique.
T_i	:Constante d'intégration.
s	:Opérateur de Laplace.
ρ	:Partie réelle des pôles imposés.
oc	:Organe de commande du système de réglage à structure variable.
K^T	:Vecteur ligne de la contre réaction d'état.
k_R	:Coefficient de la contre réaction du régulateur intégrateur.
k_w	:Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.
MAS	:Machine asynchrone.
*	:Indication des grandeurs de référence.
^	:Indication des valeurs estimées.
$\wedge_{1,2,3,4} G$:Les gains des observateurs.

Introduction générale



Pendant une longue durée la machine à courant continu était l'actionnaire le plus répandu pour les différentes applications industrielles grâce à sa commande très simple qui consiste à régler le couple par l'intermédiaire du courant indépendamment du flux. Cependant la machine à courant continu présente plusieurs inconvénients, entre autres le coût très élevé, la maintenance très difficile et elle ne convient pas aux milieux explosifs à cause des étincelles provoquées entre les balais et le collecteur.

Pour faire face à ces désavantages ; la machine asynchrone fait l'objet de nombreuses études. Elle présente l'avantage d'être robuste peu coûteuse et de construction simple, de ce fait elle remplace la machine à courant continu dans plusieurs processus industriels. Néanmoins l'obtention du découplage effectif entre les deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple électromagnétique rend sa commande difficile ; ce découplage est obtenu de façon naturelle dans la machine à courant continu.

Grâce aux développements des semi-conducteurs et à la capacité des calculateurs numériques, plusieurs types de stratégies de commandes de la machine asynchrone ont été développées parmi celles-ci la commande par orientation de flux qui est la plus remarquable. Ce contrôle a été développé dans les années 70 par Hass et Blaschke et a donné des performances comparables à celles de la machine à courant continu. Le principe de la commande vectorielle consiste à orienter le flux rotorique de telle sorte qu'on peut le contrôler par la composante directe du courant statorique et commander le couple par la composante en quadrature.

Cependant l'application de la commande vectorielle sur le modèle non linéaire de la machine asynchrone nous fait aboutir à un autre modèle partiellement linéaire qui présente un couplage entre le flux et le couple, de ce fait une variation du flux implique une perte de contrôle du couple.

Pour faire face à cet inconvénient, la commande non linéaire présente l'avantage de découpler et linéariser le comportement entrée-sortie d'un système non linéaire permettant ainsi de commander séparément le flux et le couple ; dans cette commande une variation de flux rotorique n'affecte en aucun cas la commande du couple.

L'application de la commande non linéaire sur les actionnaires électriques fait l'objet de plusieurs publications récentes; entre autres [RAUMER 94], [NIBOUCHE 94] font l'application sur la machine asynchrone, [MARINO 95] sur le moteur pas à pas, [GRENIER 97] sur la machine synchrone à aimants permanent et [MEHTA 98] sur la machine à courant continu.

Cette approche permet de linéariser un modèle non linéaire indépendamment du point de fonctionnement par un retour d'état statique et difféomorphisme (changement de base), elle a été développée par Fliess en 1982 et Fliess et Kupka en 1983.

L'application de la commande non linéaire sur la machine asynchrone peut conduire à une linéarisation exacte ou partielle suivant le choix des sorties et du référentiel de travail. La

linéarisation est exacte si le degré relatif est égale à l'ordre du système, dans le cas contraire la linéarisation est partielle.

Dans le premier chapitre nous donnons un aperçu sur la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone, nous exposons la commandes vectorielle directe et indirecte et nous terminons par un interprétation de la commande vectorielle comme étant un retour d'état non linéaire qui linéarise partiellement le modèle de la machine asynchrone.

Le deuxième chapitre concerne le principe de la linéarisation entrée-sortie pour les systèmes mono-entrées mono-sorties (SISO) ensuite pour les systèmes multi-entrées multi-sorties (MIMO). Nous appliquons ce principe sur la machine asynchrone avec un réglage classique où nous aboutissons à une linéarisation partielle donnant état à une dynamique interne dont la stabilité est étudiée.

Dans le troisième chapitre, avec un choix adéquat des sorties nous pouvons linéariser complètement le modèle de la machine asynchrone et par suite appliquer un réglage par retour d'état où nous utilisons le principe d'imposition des pôles pour déterminer les coefficients de la contre réaction d'état.

Le quatrième chapitre sera consacré à une autre technique de réglage moderne, il s'agit du réglage par mode de glissement connu par sa robustesse vis à vis des variations paramétriques et perturbations externes. Les lois de commutation seront synthétisées par contre réaction d'état avec régulateur intégrateur en utilisant le principe d'imposition des pôles.

Nous consacrons le cinquième chapitre aux observateurs d'état nécessaires pour la connaissance des variables d'état inaccessibles (flux rotorique). Nous présentons trois techniques d'observation dont deux d'ordre réduit et la troisième est d'ordre complet ; il s'agit des observateurs d'ordre réduit de Verghesse et de Luemberger alors qu'avec le mode de glissement on peut construire un observateur d'ordre complet. Nous terminons par une comparaison entre les trois techniques de réglage utilisées pour la commande non linéaire de la machine asynchrone.

Chapitre I

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1 Introduction.

Dans une machine à courant continu, le couple électromagnétique est directement proportionnel au courant d'induit si l'on maintient le flux inducteur constant. Donc le couple peut être commandé aussi rapidement que le courant peut l'être [VAS 90]

Dans une machine asynchrone, le couple électromagnétique peut être calculé à partir des flux et des courants de la machine, ainsi toute variation de couple par variation des courants statorique se traduit par évolution du flux induit dans le rotor. Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu *Hass* et *Blaschke* ont présenté le principe d'un découplage entre le flux et le couple, en décomposant le vecteur courant statorique en deux composantes ; une produisant le flux et l'autre le couple. Ce même principe consiste à orienter le flux vers une direction déterminée, d'où l'appellation *commande à flux orienté*.

1.2 Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone est de nature triphasée, ainsi nous présentons son model triphasé en utilisant des hypothèses simplificatrices [SEGUIER 80], [HAUTIER 95]. Les équations électriques de la machine sous forme matricielle en fonction du flux $[\phi]$ du courant $[I]$, de la tension $[U]$, des inductances $[L]$ et des résistances $[R]$; peuvent s'écrire [CHATELIN 83]:

$$[U] = [R] \cdot [I] + \frac{d}{dt} [\phi] \quad (1.1)$$

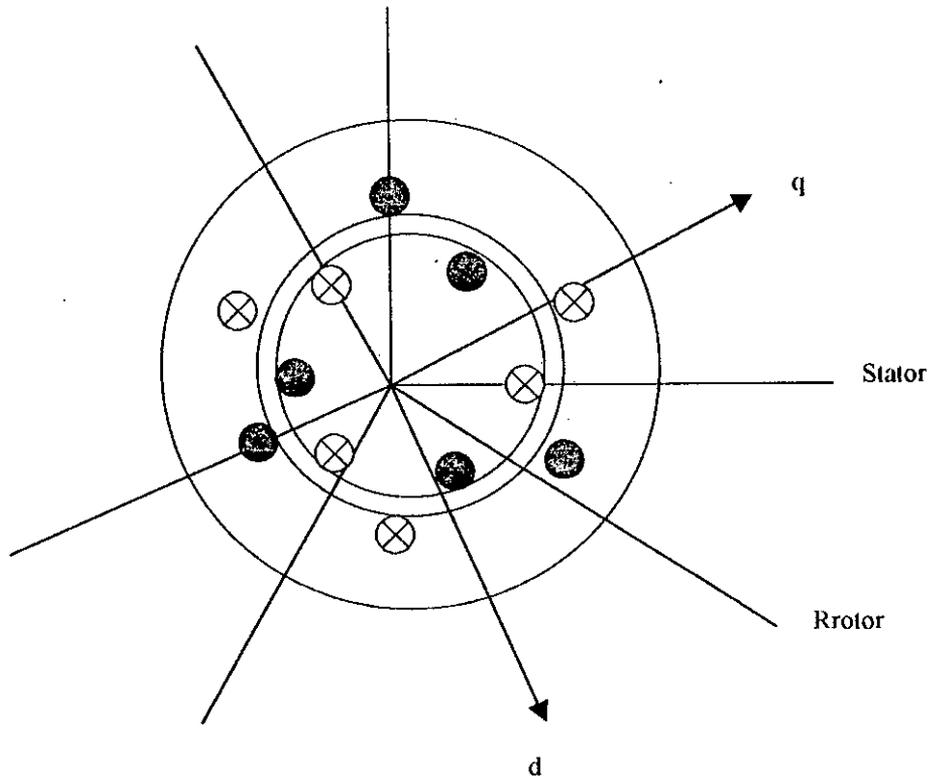


Fig. 1.1 : vue en coupe de la machine asynchrone

La transformation de *Park* est une transformation du repère triphasé (1-2-3) dans un autre biphasé (X-Y) permettant ainsi de réduire la complexité du système [CHATELIN 83]; les équations électriques de la machine dans le repère de *Park* s'écrivent :

$$X_{dq} = A_r(\theta) \cdot X_{1,2,3} \quad (1.2)$$

avec :

X : est une grandeur physique de la machine (tension, courant, flux)

$A_r(\theta)$: matrice de *Park* définie par :

$$A_i(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Les principales équations relatives au model de la machine asynchrone fait l'objet du tableau suivant :

<p><i>Au stator :</i></p> $v_{ds,qs} = R_s i_{ds,qs} + \frac{d\phi_{ds,qs}}{dt} + J \cdot \omega_s \cdot \phi_{qs,ds}$ $\phi_{ds,qs} = L_s i_{ds,qs} + L_m i_{dr,qr}$
<p><i>Au rotor :</i></p> $0 = R_r i_{dr,qr} + \frac{d\phi_{dr,qr}}{dt} + J \cdot \omega_{sg} \cdot \phi_{qr,dr}$ $\phi_{dr,qr} = L_r i_{dr,qr} + L_m i_{ds,qs}$
<p><i>Avec J matrice de rotation de $\frac{\pi}{2}$:</i></p> $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$
<p><i>Le couple electromagnétique :</i></p> $C_{em} = P \frac{L_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds})$
<p><i>L'équation mécanique :</i></p> $J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r$

Tableau I.1 : Model de la machine asynchrone

1.3 Représentation d'état

Le choix des variables d'état dépend des objectifs; soit pour la commande soit pour l'observation [RAUMER 94]. Nous avons choisi comme variable d'état X les deux courants statorique, les deux flux rotorique et la vitesse mécanique, et comme sorties le couple et le flux rotorique. Ainsi le modèle en représentation d'état de la machine asynchrone prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(x) + g \cdot u \\ y &= \begin{bmatrix} p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \\ \phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.4)$$

avec :

$$\begin{aligned} X &= [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \Omega]^T \\ u &= [u_{ds}, u_{qs}]^T \end{aligned}$$

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{k}{T_r} \phi_{dr} + p\Omega k \phi_{qr} \\ -\omega_s i_{ds} - \gamma \cdot i_{qs} - p\Omega k \phi_{dr} + \frac{k}{T_r} \phi_{qr} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} + (\omega_s - p\Omega) \phi_{qr} \\ \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \\ p \frac{L_m}{J L_r} \cdot (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{1}{J} C_r \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{aligned} T_r &= \frac{L_r}{R_r} \\ k &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \\ \gamma &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} \end{aligned}$$

Pour la commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie, nous utilisons le modèle dans le repère (α, β) qui peut être obtenu du modèle précédant en prenant une vitesse ω_s nulle.

1.4. Commande vectorielle de la machine asynchrone

La commande vectorielle ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu. Elle consiste à placer le repère (d, q) tel que l'axe (d) coïncide avec le flux à orienter. Donc le but est dissocier le courant statorique en deux composantes en quadrature de telle sorte que l'une des composantes commande le flux et l'autre commande le couple [VAS 90],[BOSE 86].

1.4.1 Principe de la commande vectorielle

C'est le repère (d, q) qui doit être choisi de telle manière à ce que le flux rotorique soit parfaitement aligné avec l'axe (d) :

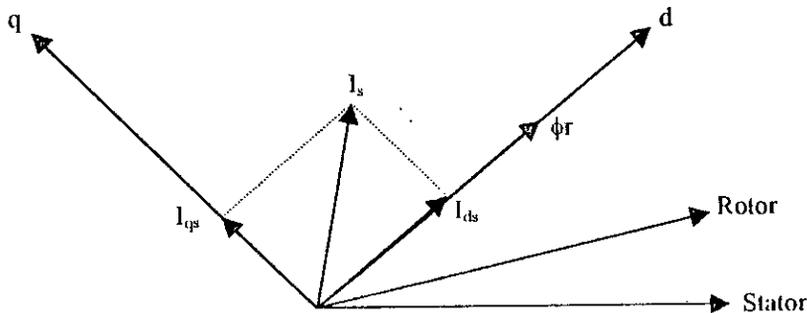


Fig. 1.2 principe de la commande vectorielle

avec :

$$\begin{aligned}\phi_{dr} &= \phi_r \\ \phi_{qr} &= 0\end{aligned}\quad (1.5)$$

L'expression du couple électromagnétique peut être écrite sous la forme :

$$\begin{aligned}C_{em} &= k \cdot i_{ds} \cdot i_{qs} \\ k &= \frac{P^2}{L_r J}\end{aligned}\quad (1.6)$$

ce qui simplifie le modèle (1-4) comme suit :

$$\begin{aligned}
\dot{i}_{ds} &= -\gamma \cdot i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{k}{T_r} \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{ds} \\
\dot{i}_{qs} &= -\omega_s i_{ds} - \gamma \cdot i_{qs} - pk\Omega \phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} u_{qs} \\
\dot{\phi}_{dr} &= \frac{L_m}{T_r} i_{ds} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} \\
\dot{\phi}_{qr} &= \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - (\omega_s - p\Omega) \phi_{dr} \\
\dot{\Omega} &= p \frac{L_m}{JL_r} \phi_{dr} i_{qs} - \frac{C_r}{J}
\end{aligned} \tag{1.7}$$

avec :

$$\omega_s = \omega_m + \frac{L_m R_r}{L_r \phi_r} \cdot i_{qs} \tag{1.8}$$

Sachant que $\phi_{qr} = 0$; à partir de (1.7) on peut tirer :

$$\begin{aligned}
\phi_{dr} &= \frac{L_m}{1 + sT_r} \cdot i_{ds} \\
C_{em} &= p \frac{L_m}{L_r} \phi_{dr} \cdot i_{qs}
\end{aligned} \tag{1.9}$$

D'après l'équation (1.9), le flux rotorique est commandé par la composante en directe du courant statorique tandis que le couple électromagnétique est commandé essentiellement par la composante en quadrature. Mais l'inconvénient majeur de la commande vectorielle est la détermination de la position et le module du flux rotorique; deux grandeurs inaccessibles mais indispensables pour la mise en œuvre de la commande vectorielle. Deux méthodes ont été proposées; la méthode directe et la méthode indirecte.

1.4.2 Commande vectorielle directe

Afin de déterminer la position du flux rotorique, l'idée naturelle est de mesurer le flux dans la machine à l'aide de bobinage supplémentaire ou des capteurs à effet hall; ceci fragilise le moteur et nécessite des moteurs spéciaux; le moteur asynchrone perd son principale avantage qui est la robustesse [FAIDALLAH 95], [RAUMER 94]. Pour détourner ce problème on utilise le modèle de la machine, une première approche qui consiste à intégrer les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
\dot{\phi}_{dr} &= \frac{L_m}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} \\
\dot{\theta}_s = \omega_s &= p\Omega + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_{dr}}
\end{aligned} \tag{1.10}$$

On remarque que les équations (1-10) dépendent des paramètres de la machine et spécialement de la résistance rotorique qui varie fortement avec la température; alors la position et le module du flux rotorique obtenues par cette méthode donnent lieu à de grandes incertitudes sur

certaines plages de fonctionnement, d'où la nécessité des observateurs qui sera l'objet du chapitre V.

La figure (I.3) représente schématiquement la commande vectorielle directe :

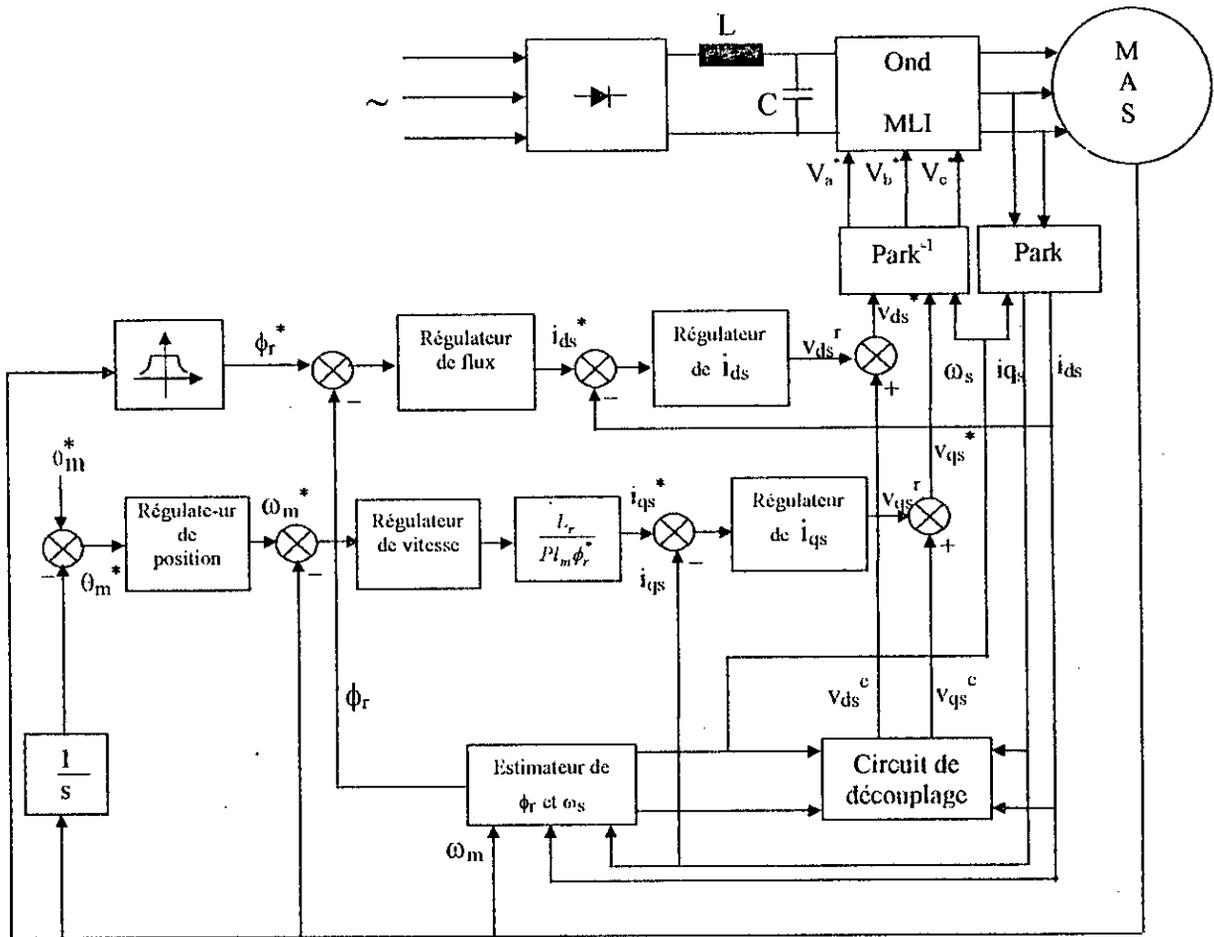


Fig.I.3 : Schéma bloc de la commande vectorielle directe.

Cette structure de commande est liée à un onduleur de tension alimentant la machine, les tensions de sortie sont contrôlées par la technique (MLI) qui permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie.

I.4.3 Commande vectorielle indirecte

La commande indirecte par flux orienté est une structure multivariable qui permet le contrôle du couple électromagnétique par contre réaction, et le contrôle du module du flux par réaction [BARKATI 97]. Dans cette méthode on utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais simplement sa position calculée en fonction des grandeurs de références [FAIDALLAH 95], [HASSE 69].

Cette méthode de contrôle de la fréquence de glissement (*slip frequency control*) est schématisée par La figure (1.4) :

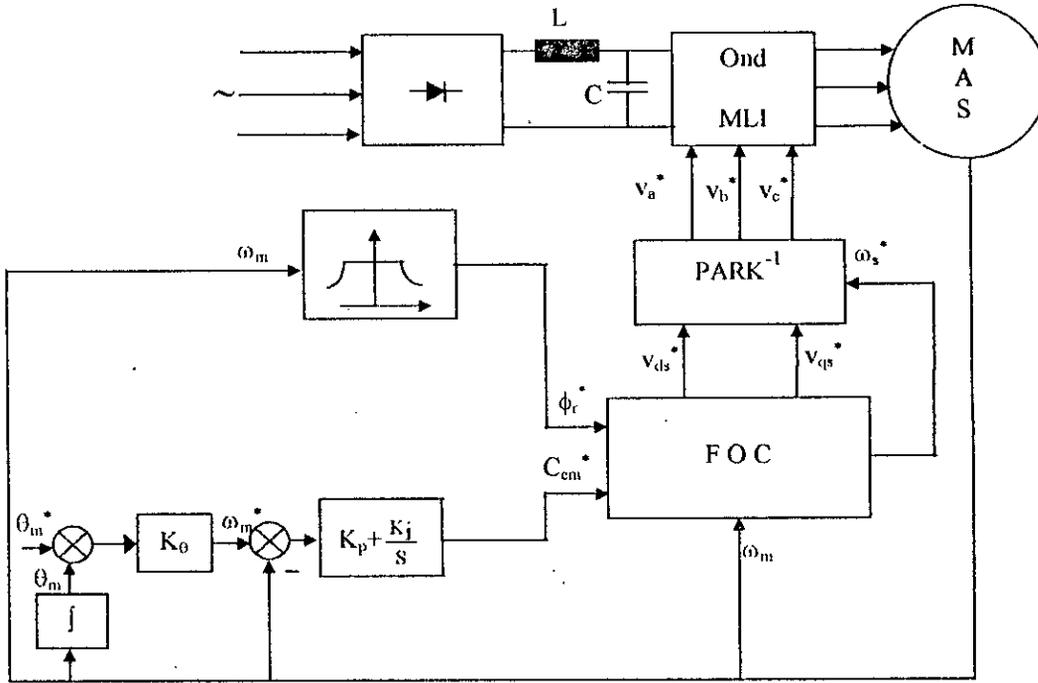


Fig.1.4 : schéma bloc de la commande vectorielle indirecte.

Dans cette figure, on remarque la présence d'un bloc de contrôle (*FOC*), (*Field Oriented Control*), ce bloc possède deux entrées (ϕ_r^* et C_{em}^*) et génère les trois grandeurs de commandes de l'onduleur (V_{ds}^* , V_{qs}^* , ω_s^*). C'est le contrôle des deux composantes du courant statorique i_{ds} et i_{qs} qui est le plus important, afin d'obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaité dans la machine.

1.5 Interprétation de la commande vectorielle

Nous remarquons que la commande vectorielle linéarise partiellement le comportement entrée-sortie de la machine, nous pouvons donc l'interpréter comme étant un retour d'état non linéaire [RAUMER 95], [MARINO et ALL 90]. Nous savons que l'angle du flux rotorique θ_s est donnée par :

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{\phi_{r\beta}}{\phi_{r\alpha}}\right) \tag{1.11}$$

Et les grandeurs dans le repère (*d-q*) sont obtenus par une rotation d'angle θ_s , représentée par la matrice de rotation suivante :

$$T(\theta_s) = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \sin(\theta_s) \\ -\sin(\theta_s) & \cos(\theta_s) \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Et nous obtenons :

$$\phi_{dr} = \sqrt{\phi_{rx}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (I.13)$$

$$i_{ds} = \frac{\phi_{rx} i_{sx} + \phi_{r\beta} i_{s\beta}}{\sqrt{\phi_{rx}^2 + \phi_{r\beta}^2}} \quad (I.14)$$

$$i_{qs} = \frac{\phi_{rx} i_{s\beta} - \phi_{r\beta} i_{sx}}{\sqrt{\phi_{rx}^2 + \phi_{r\beta}^2}}$$

Et la commande vectorielle calcule les tensions de commande suivantes :

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \sigma \begin{bmatrix} -P\Omega i_{qs} - \frac{L_m i_{qs}^2}{T_r \phi_{dr}} + v_d \\ P\Omega k \phi_{dr} + P\Omega i_{ds} + \frac{L_m i_{ds} i_{qs}}{T_r \phi_{dr}} + v_q \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

D'après cette équation, on remarque qu'il s'agit bien d'un retour d'état non linéaire; appliqué au modèle de la machine donne le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{i}_{ds} &= -\gamma i_{ds} + \frac{k}{T_r} \phi_{dr} + v_d \\ \dot{i}_{qs} &= -\gamma i_{qs} + v_q \\ \dot{\phi}_{dr} &= \frac{-\phi_{dr}}{T_r} + \frac{L_m}{T_r} i_{ds} \\ \dot{\theta}_s &= P\Omega + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_{dr}} \\ \dot{\Omega} &= P \frac{L_m}{J L_r} \phi_{dr} i_{qs} - \frac{Cr}{J} \end{aligned} \quad (I.16)$$

Ce qui laisse apparaître une linéarisation partielle au niveau des trois premières équations, ainsi avec l'entrée v_d on peut contrôler i_{ds} qui a son tour peut contrôler le flux ϕ_{dr} ; avec l'entrée v_q on peut contrôler le courant i_{qs} , donc le couple (en maintenant un flux constant).

1.6 Résultats de simulation

Nous présentons quelques résultats de simulation illustrant l'évolution des différentes variables d'état sous différentes contraintes, ces résultats montrent que la commande vectorielle ne découple pas complètement la commande de flux de celle du couple; ainsi une variation au niveau du flux entraîne une perte de contrôle du couple. Donc la commande vectorielle directe ou indirecte appliquée à la machine asynchrone donne des résultats satisfaisants.

On remarque que dans le régime transitoire la demande en courant est très importante pour produire un couple important afin de vaincre l'inertie de la machine; par contre une fois le régime permanent établi le couple prend uniquement la valeur nécessaire pour compenser les frottements mécaniques.

En ce qui concerne le flux en quadrature, il est maintenu nul et le flux dans la machine est égale au flux sur l'axe directe qui suit très bien sa référence.

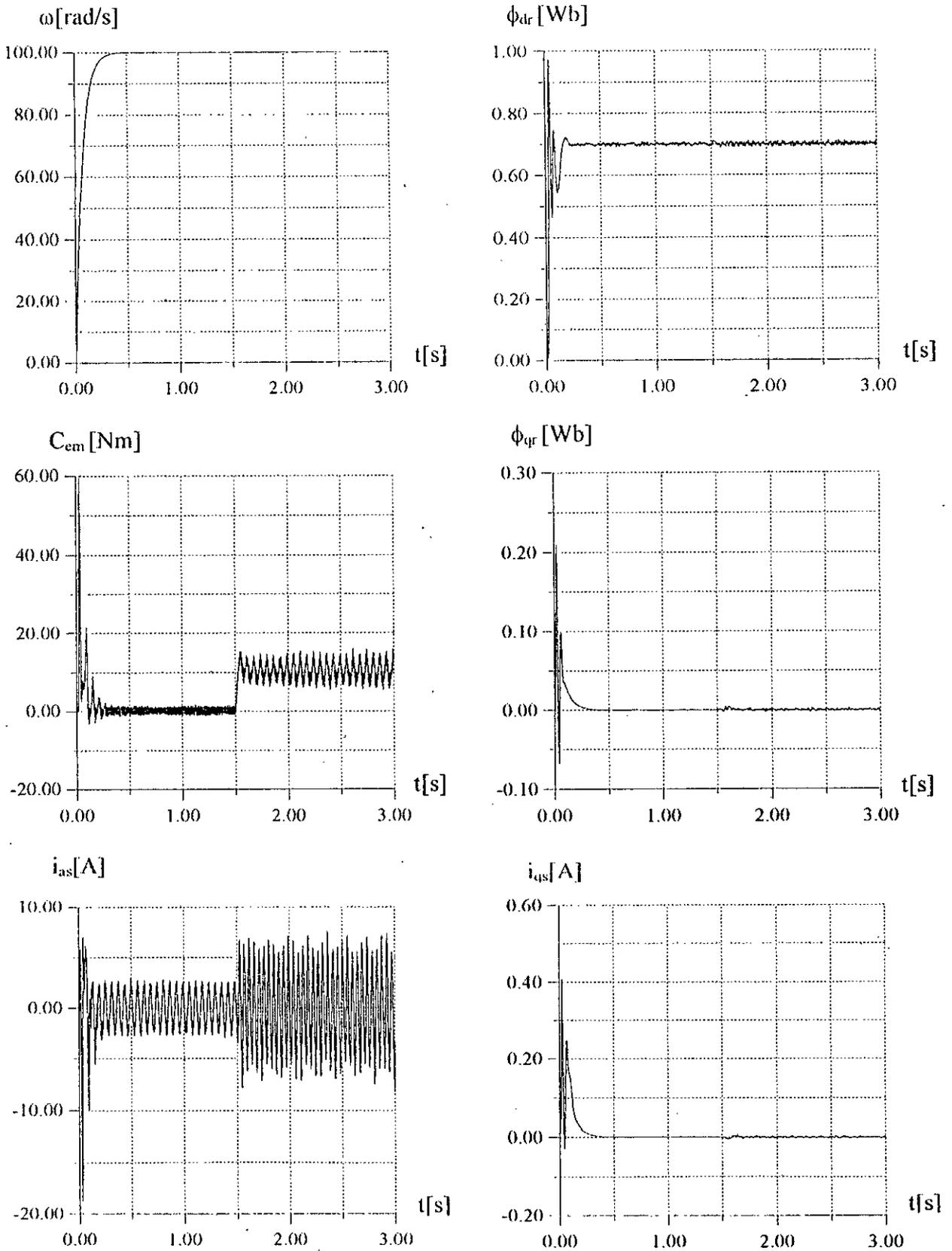


Fig.I.5 Simulation du réglage de vitesse par la méthode directe : Démarrage à vide et variation de charge.

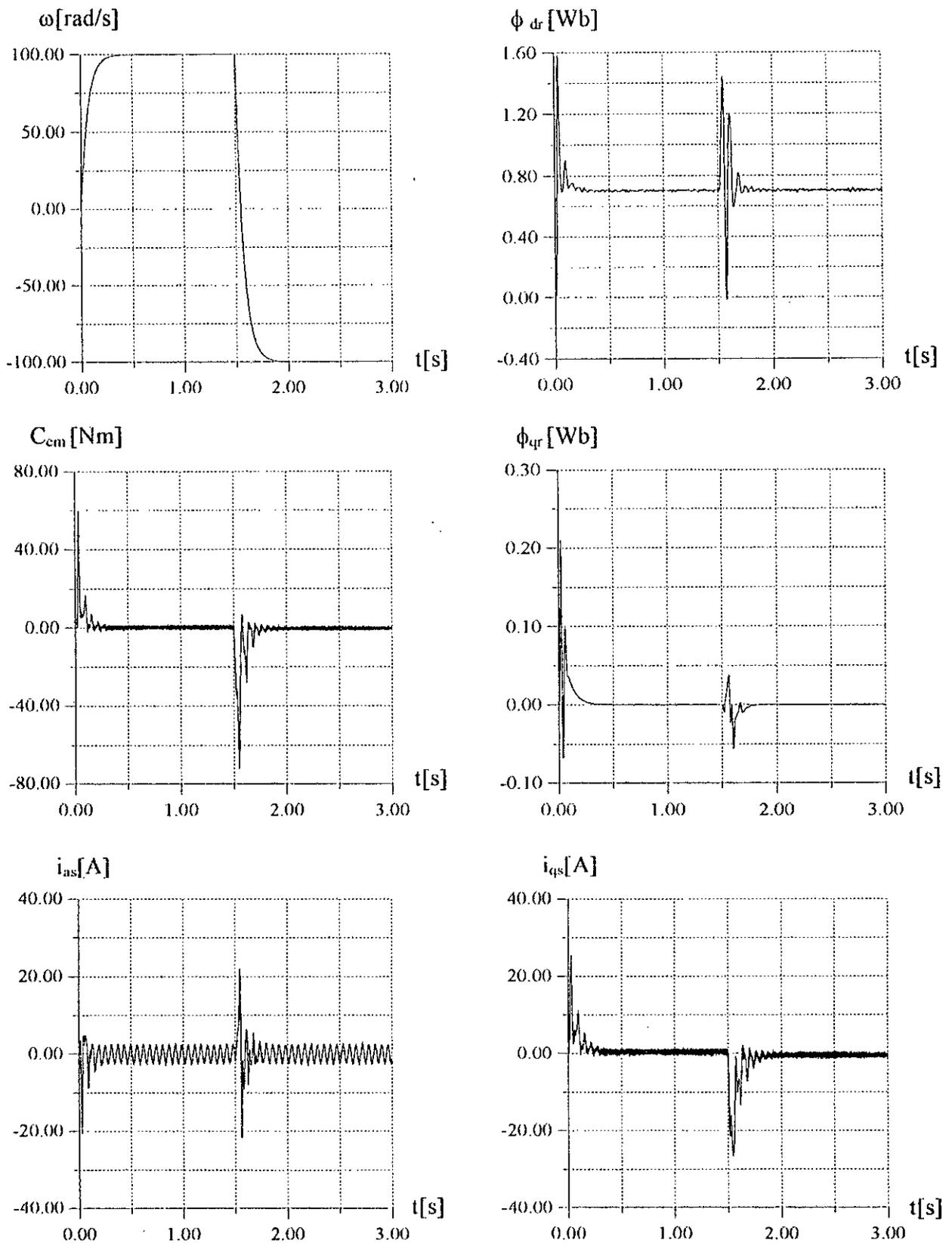


Fig.1.6 : Simulation du réglage de vitesse par la méthode directe : Inversion de vitesse.

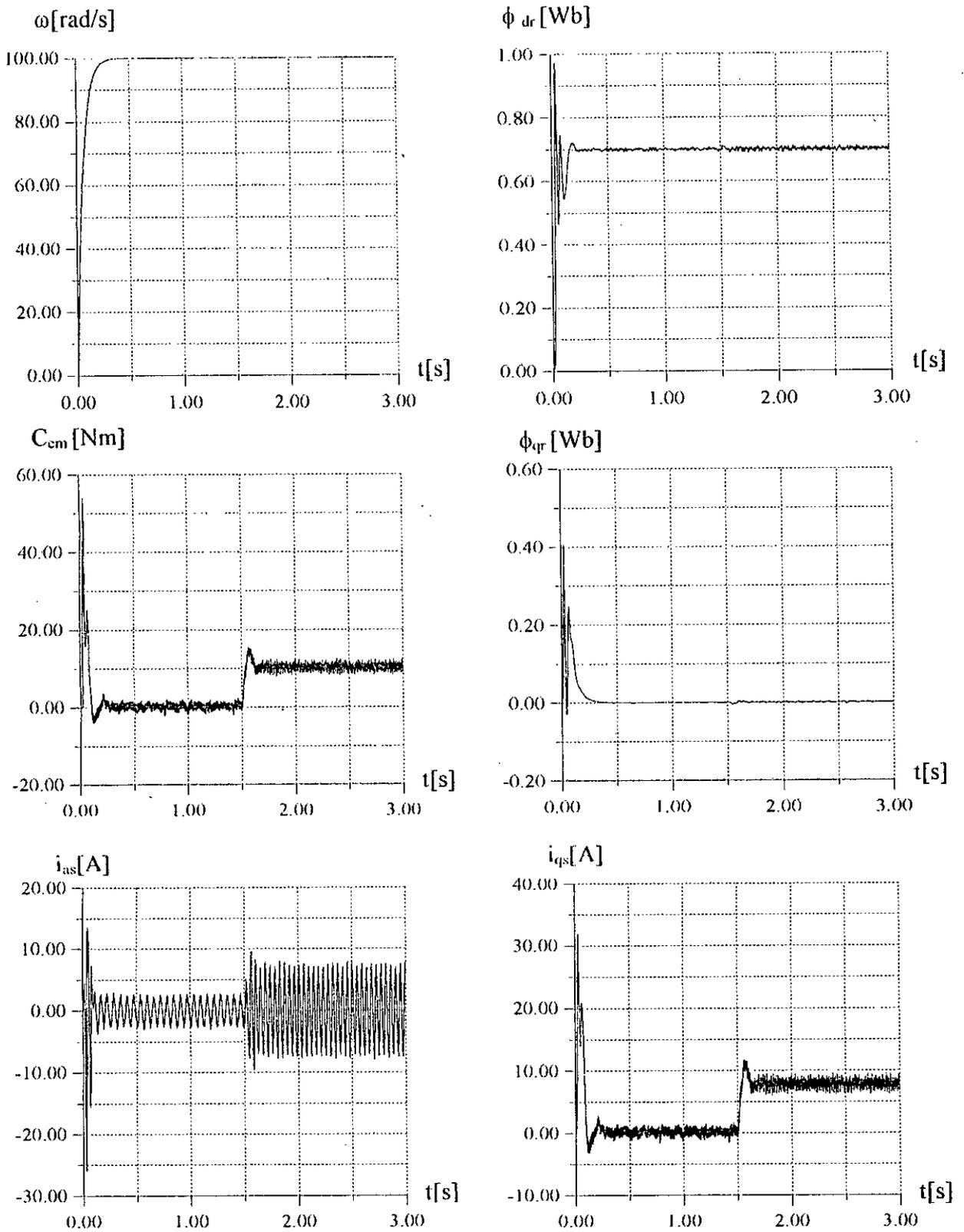


Fig.1.7 Simulation du réglage de vitesse par la méthode indirecte : Démarrage à vide et variation de charge.

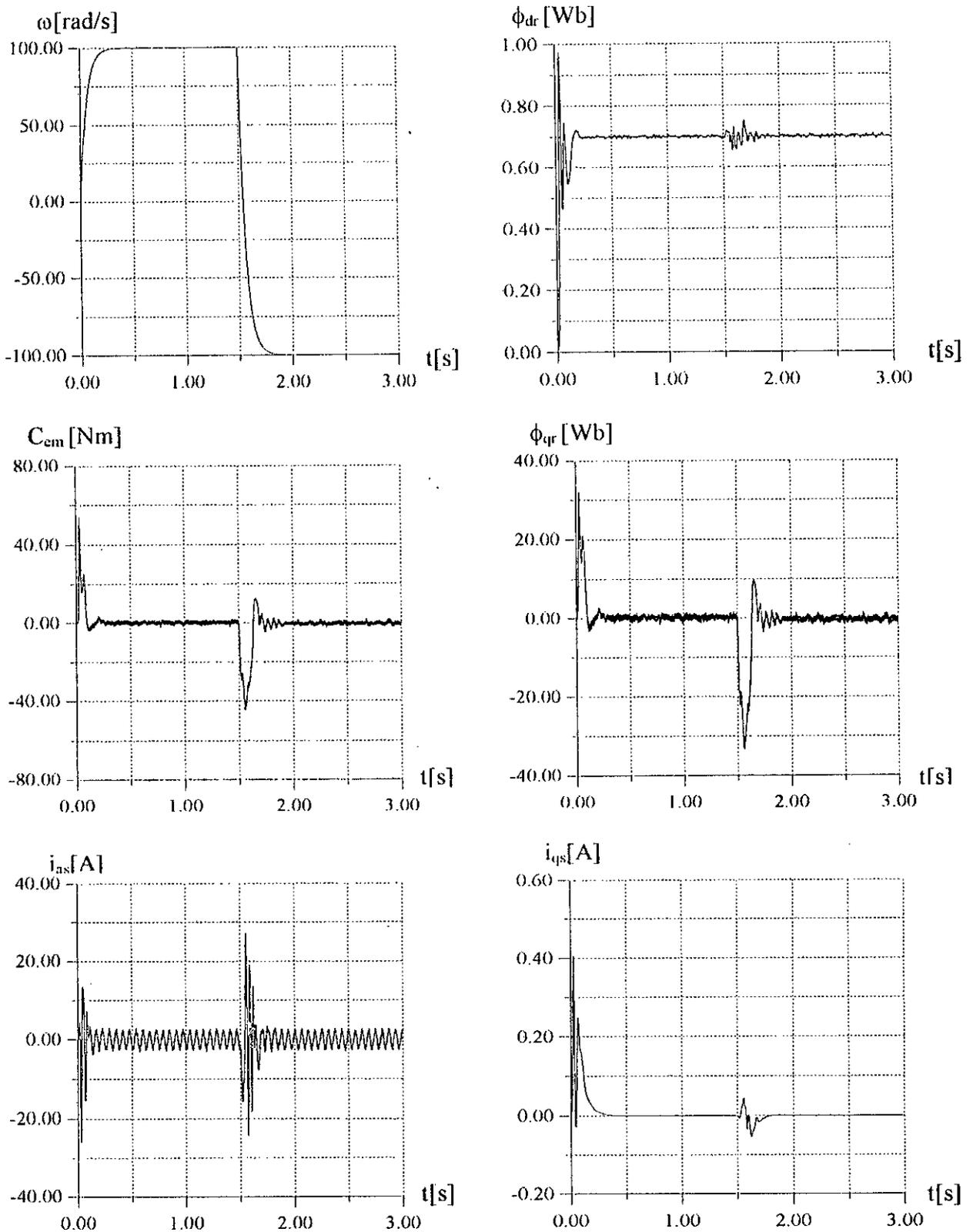


Fig.1.8 Simulation du réglage de vitesse par la méthode indirecte : Inversion de vitesse.

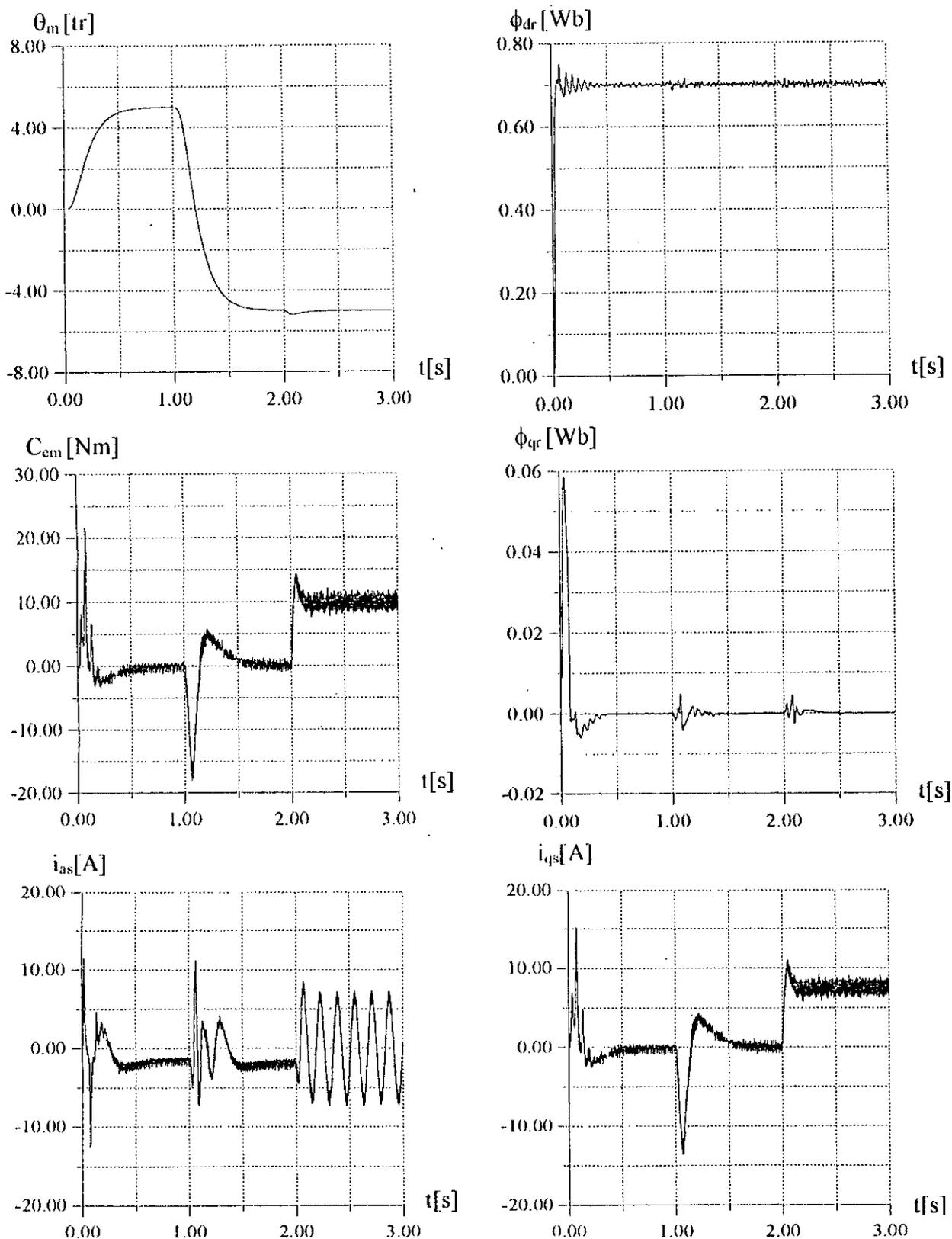


Fig.1.9 Simulation du réglage de position par la méthode directe : Inversion de position et variation de charge.

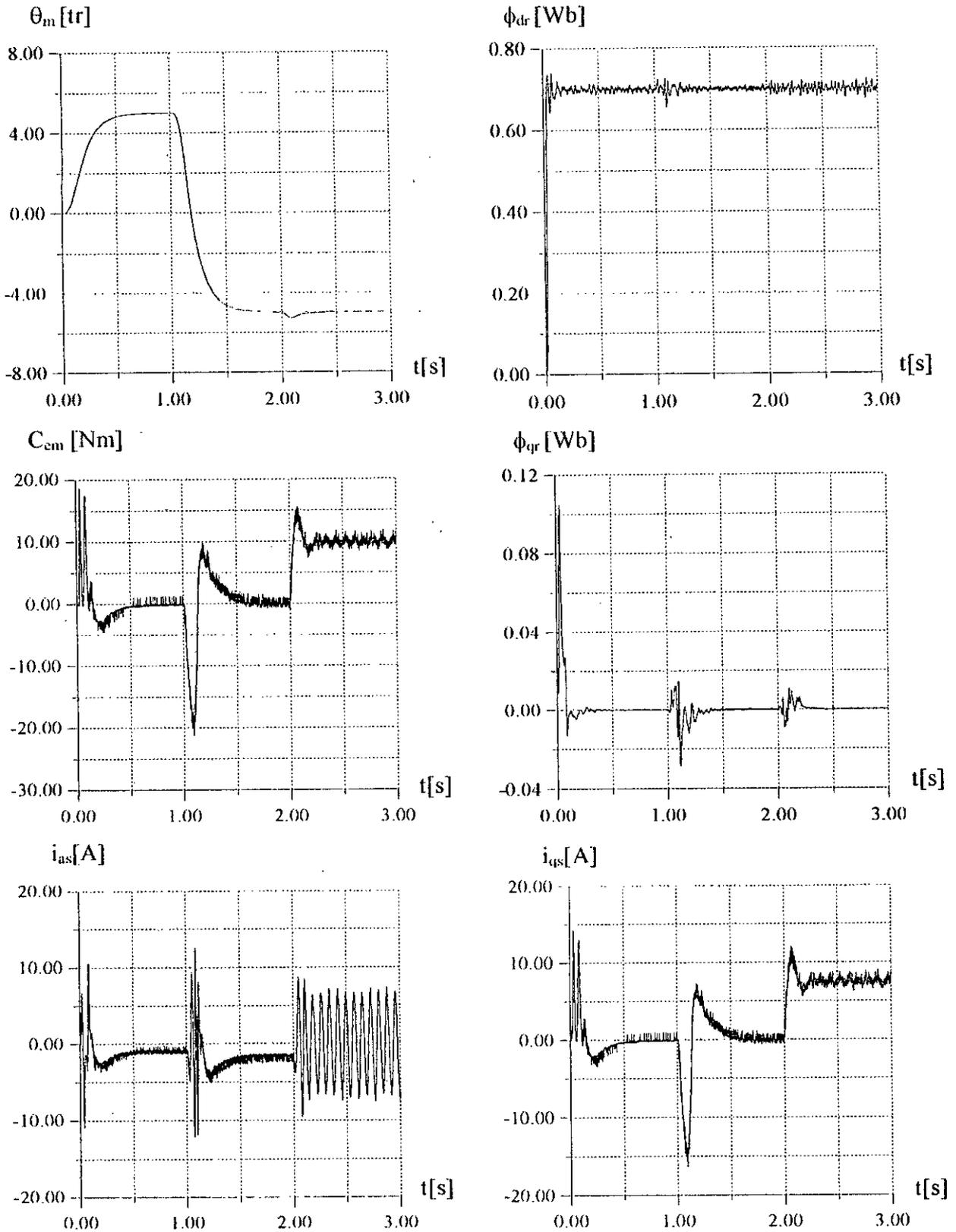


Fig. I.10 Simulation du réglage de position par la méthode indirecte : Inversion de position et variation de charge.

1.7 Conclusion

Nous avons effectué un découplage nécessaire pour la commande vectorielle, permettant de séparer la commande du flux de celle du couple. Nous avons alors présenté la commande vectorielle directe et indirecte, leurs principes et leurs avantages lors d'un entraînement électrique à vitesse variable.

Nous avons donné une interprétation à la commande vectorielle comme étant un retour d'état non linéaire, qui linéarise partiellement le modèle de la machine. Mais reste l'inconvénient majeur de la commande vectorielle est qu'elle ne réalise pas un découplage parfait entre la commande du couple et celle du flux; une perturbation au niveau du flux entraîne automatiquement une perte de contrôle du couple.

L'objet du chapitre suivant est la recherche d'une solution permettant de remédier à cet inconvénient par la proposition d'une commande non linéaire qui assure un découplage parfait entre les paramètres physiques fondamentaux à savoir le flux et le couple.

Chapitre II

Commande non linéaire de la machine asynchrone

II.1 Introduction.

Comme nous l'avons présenté antérieurement la commande par orientation de flux ne découple pas la commande du couple de celle du flux et par conséquent une variation de flux entraîne automatiquement une perte de contrôle de couple; pour faire face à cet inconvénient la commande non linéaire présente l'avantage de pouvoir commander séparément le couple et le flux; une variation brusque au niveau de ce dernier n'affecte pas la commande du couple.

En utilisant la géométrie différentielle comme outil de base, on peut linéariser un modèle non linéaire indépendamment du point de fonctionnement; c'est la linéarisation par retour d'état, par contre la linéarisation classique basée sur le calcul du jacobien donne une approximation autour d'un point de fonctionnement. La linéarisation par retour d'état ramène le système non linéaire en un système linéaire équivalent permettant ainsi d'obtenir un comportement linéaire sur toute la plage de fonctionnement.

La linéarisation par retour d'état est réalisée en deux étapes :

- Une transformation de coordonnées.
- Un retour d'état non linéaire.

Avant de présenter l'application de cette commande sur la machine asynchrone, nous allons traiter de ses concepts théoriques pour les systèmes mono-entrée mono-sortie (*SISO*) et les systèmes multi-entrées multi-sorties (*MIMO*) où nous utilisons plusieurs notions théoriques que nous détaillons en annexe.

II.2 Systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO)

Soit le système non linéaire (Σ) représenté par :

$$\begin{aligned}\dot{X} &= f(x) + g(x) \cdot u \\ y &= h(x)\end{aligned}\tag{II.1}$$

où :

$X = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T$: Vecteur d'état

u : Vecteur de commande

$f(x), g(x)$: Champs de vecteurs supposés infiniment différentiables

$h(x)$: Fonction analytique de x

Nous nous intéressons dans ce chapitre à la synthèse de loi de commande qui en boucle fermée ramène le système (Σ) à un système linéaire, dans le cas des systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO).

II.2.1 Degré relatif.

Le degré relatif représente le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie du système (Σ) pour faire apparaître explicitement l'entrée de commande [ISIDORI 89].

Le système (Σ) est dit de degré relatif r en un point x_0 si :

$$\begin{aligned}L_g L_f^k h(x) &= 0 & \forall x \text{ au voisinage de } x_0 \text{ et } \forall k < r-1 \\ L_g L_f^{r-1} h(x_0) &\neq 0\end{aligned}\tag{II.2}$$

Où $L_f h(x)$ est la dérivée de Lie de $h(x)$ selon le champs de vecteurs f (voir annexe). En effet, si nous dérivons la sortie du système nous obtenons :

$$y^{(i)} = L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x) \cdot u\tag{II.3}$$

On remarque que r est le degré de dérivation à partir duquel le coefficient multiplicateur de la commande $u (L_f^i h(x) + L_g L_f^{i-1} h(x))$ est différent de zéro.

Nous pouvons donc trouver des conditions permettant de vérifier si un système non linéaire ayant la forme donnée par (Σ), permet une linéarisation par retour d'état ; on distingue deux cas :

- Le degré relatif est égal à l'ordre n du système, dans ce cas le système admet une linéarisation exacte.
- Le degré relatif est strictement inférieur à l'ordre du système et par conséquent le système admet une linéarisation partielle.

Remarque 1 :

Pour un système commandable, on a toujours $r \leq n$, si l'entrée n'apparaît pas après n dérivations de la sortie, le système est non commandable. [SLOTINE 92], [ISIDORI 89].

Remarque 2 :

Soit le système linéaire représenté par :

$$\begin{aligned}\dot{X} &= A \cdot x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x\end{aligned}\quad (II.4)$$

Afin de montrer l'analogie, calculons le degré relatif de (II.4) :

Dans ce cas nous avons $f(x) = A \cdot x$, $g(x) = B$, et $h(x) = C \cdot x$; alors :

$$\begin{aligned}L_f^k h(x) &= C A^k x \\ L_g L_f^k h(x) &= C A^k B x\end{aligned}\quad (II.5)$$

L'entier r qui satisfait les conditions :

$$\begin{aligned}C A^k B &= 0 && \text{pour tous } k < r-1 \\ C A^{r-1} B &\neq 0\end{aligned}\quad (II.6)$$

est égal à la différence entre le degré du dénominateur et celui du numérateur de la fonction de transfert donnée par $H(s) = C (sI - A)^{-1} B$.

II.2.2 Linéarisation exacte par retour d'état

La linéarisation exacte du système (Σ) peut être effectuée par retour d'état (sans dynamique interne) si et seulement si les conditions suivantes sont vérifiées : [ISIDORI 89]

- La matrice $[g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g, ad_f^{n-1} g]$ est de rang n .
- La distribution $D = \text{span}\{g, ad_f g, \dots, ad_f^{n-2} g\}$ est involutive et de rang constant

Si les deux conditions ci-dessus sont vérifiées, il existe au moins une sortie $y = h(x)$ n'ayant pas forcément un sens physique, pour laquelle le degré relatif est égal à n et par conséquent le système admet une linéarisation exacte. Cette linéarisation s'effectue en deux étapes ; une mise sous forme normale, ensuite un retour d'état linéarisant.

II.2.2.1 Forme normale

Comme les systèmes linéaires, les systèmes non linéaires peuvent être mis sous une forme canonique rendant le système facile à manipuler ; c'est la forme normale obtenue par un changement de coordonnées (difféomorphisme) $z = [\Phi_1(x), \Phi_2(x), \dots, \Phi_n(x)]$ tel que :

$$\begin{aligned}
 z_1 &= \Phi_1(x) = h(x) \\
 z_2 &= \Phi_2(x) = L_f h(x) \\
 &\vdots \\
 z_n &= \Phi_n(x) = L_f^{n-1} h(x)
 \end{aligned}
 \tag{II.7}$$

En réalisant cette transformation de coordonnées, le système (Σ) s'exprime dans les nouvelles coordonnées par :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= z_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_{n-1} &= z_n \\
 \dot{z}_n &= b(z) + a(z) \cdot u
 \end{aligned}
 \tag{II.8}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 a(z) &= L_x L_f^{n-1} h(x) \\
 b(z) &= L_f^n h(x)
 \end{aligned}
 \tag{II.9}$$

II.2.2 Retour d'état linéarisant

Pour pouvoir linéariser le système, considérons la loi de commande :

$$u = \alpha(x) + \beta(x) \cdot v \tag{II.10}$$

Dans cette équation u représente le retour d'état statique permettant la linéarisation du système de départ (Σ), où v est la commande du nouveau système obtenue par bouclage suivant la figure II.1 :

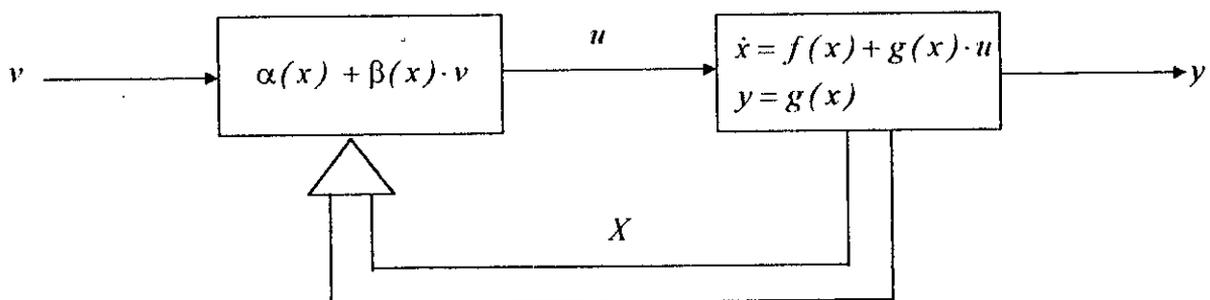


Fig.II.1 Retour d'état statique

A partir de la dernière équation du système (II.8) et avec un choix approprié de $\alpha(x)$ et de $\beta(x)$ on obtient :

$$u = \frac{1}{a(z)} \cdot (-b(z) + v) \quad (II.11)$$

Le système résultant en boucle fermée est régi par les équations différentielles linéaires connues sous la forme canonique de Brunowsky définie par :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{n-1} &= z_n \\ \dot{z}_n &= v \end{aligned} \quad (II.12)$$

Ainsi, le système obtenu par retour d'état statique (II.11) à partir des équations (II.8) est linéaire et commandable. La forme canonique de Brunowsky (II.12) est donnée sous forme matricielle par (II.13) :

$$\dot{z} = A \cdot z + B \cdot v \quad (II.13)$$

où la matrice d'état A et le vecteur de commande B sont donnés par :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

$r \times r$ $r \times 1$

Dans ces conditions (Σ) est équivalent à une chaîne de r intégrateurs en série comme le schématise la figure (II.2) :

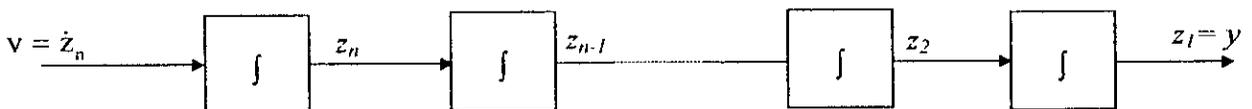


Fig.II.2 Linéarisation exacte (l'orme canonique de Brunowsky).

II.2.3 Linéarisation partielle par retour d'état

Comme nous l'avons présenté antérieurement, la linéarisation exacte par retour d'état statique et par difféomorphisme n'est possible que si $r = n$. Lorsque cette condition n'est pas vérifiée (degré relatif inférieur à l'ordre du système), certaines dynamiques sont rendues inobservables par le retour d'état linéarisant. Ce problème est détourné s'il existe un voisinage U

de x_0 et une fonction de valeur réelle $\Phi(x)$ définie sur U , tel que le système (Σ) avec $y = \Phi(x)$ possède un degré relatif n en x_0 [ISIDORI 89]. Cette sortie $(\Phi(x))$ doit satisfaire :

$$\begin{aligned} L_g \Phi(x) &= L_g L_f \Phi(x) = \dots = L_g L_f^{n-2} \Phi(x) = 0 \\ L_g L_f^{n-1} \Phi(x) &\neq 0 \end{aligned} \quad (II.15)$$

II.2.3.1 Forme normale

Les r premières composantes du difféomorphisme sont les fonctions $h, L_f h, L_f^2 h, \dots, L_f^{r-1} h$, les $(n-r)$ composantes restantes sont choisies de telle sorte que :

$$L_g \Phi_i(x) = 0 \quad r+1 \leq i \leq n \quad (II.16)$$

Et par conséquent le système (Σ) , dans le nouveau système de coordonnées, prend la forme suivante :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{r-1} &= z_r \\ \dot{z}_r &= b(z) + a(z) \cdot u \\ \dot{z}_{r+1} &= q_{r+1}(z) \\ &\vdots \\ \dot{z}_n &= q_n(z) \end{aligned} \quad (II.17)$$

avec

$$\begin{aligned} a(z) &= L_g L_f^{r-1} h(\Phi^{-1}(z)) \\ b(z) &= L_f^r h(\Phi^{-1}(z)) \\ q_i(z) &= L_f \Phi_i \quad r+1 \leq i \leq n \end{aligned} \quad (II.18)$$

II.2.3.2 Retour d'état linéarisant

La commande :

$$u = \frac{1}{a(z)} \cdot (-b(z) + v) \quad (II.19)$$

transforme le système (II.16) en deux parties ; la première (II.20) est sous la forme canonique de Brunovsky et la seconde (II.21) rendue inobservable :

$$\dot{\zeta} = A \cdot z + b \cdot v \quad (II.20)$$

$$\dot{\eta} = q(\zeta, \eta) \quad (II.21)$$

où :

$$\begin{aligned} \zeta &= (\zeta_1, \zeta_2, \dots, \zeta_r)^T = (z_1, z_2, \dots, z_r)^T \\ \eta &= (\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_{n-r})^T = (z_{r+1}, z_{r+2}, \dots, z_n)^T \end{aligned} \quad (II.22)$$

La matrice A et le vecteur B sont donnés par (II.14). La figure (II.3) schématise la linéarisation partielle avec dynamique interne :

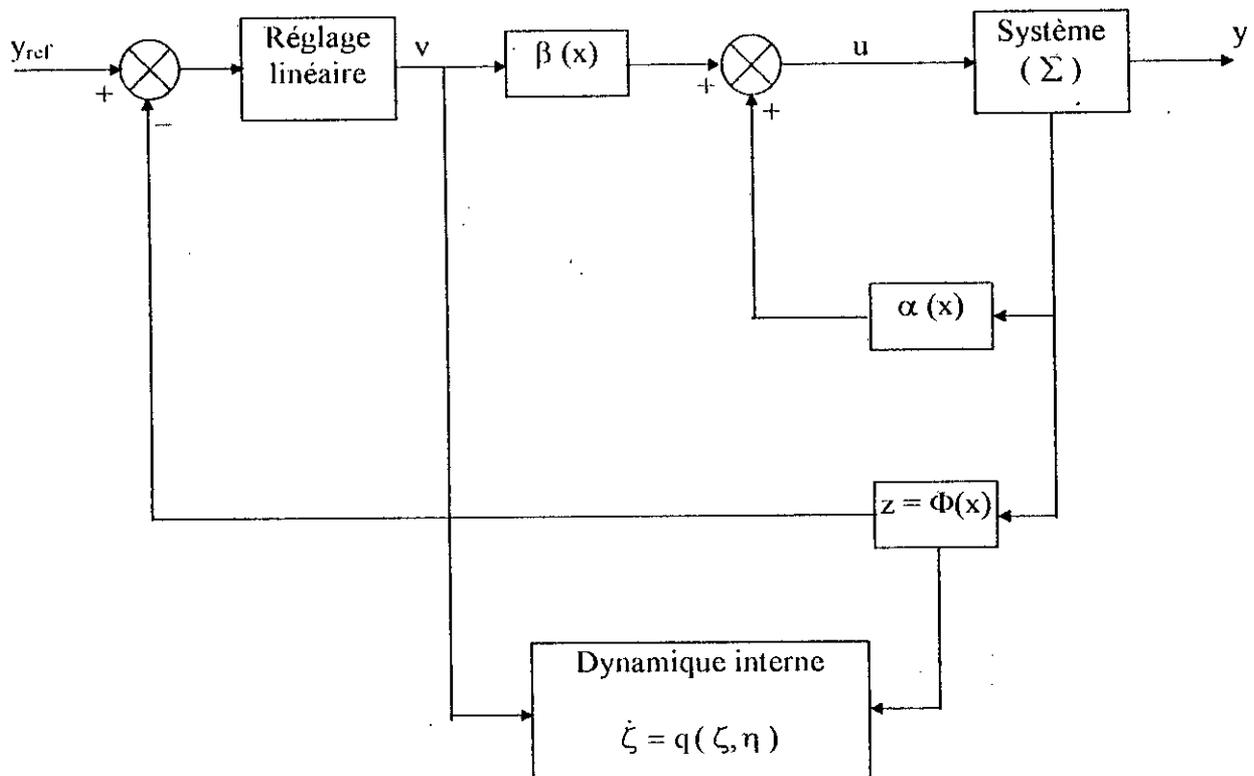


Fig.II.3 Linéarisation partielle avec dynamique interne

II.2.3.3 Dynamique interne et dynamique des zéros

Pour les systèmes non linéaires, quand le degré relatif de la sortie est strictement inférieur au degré n du système, l'étude de la stabilité de la partie rendue inobservable par le retour d'état linéarisant est indispensable pour l'analyse et la synthèse d'une commande. Son rôle est similaire à celui joué par les zéros de la fonction de transfert dans le cas des systèmes linéaires. La dynamique des zéros définit la dynamique interne lorsque l'entrée du système est choisie de manière à porter la sortie à zéro à l'instant $t = t_0$ et l'y maintient [ISIDORI 89]; pour les systèmes linéaires, cette loi correspond à la poursuite parfaite de modèle avec l'hypothèse que les zéros du numérateur de la fonction de transfert soient stables [RAUMER 94].

Si la sortie y est maintenue nulle alors ses dérivées doivent être nulles aussi; et par conséquent on obtient à partir de (II.20) et (II.21) :

$$\begin{aligned}\dot{\zeta} &= 0 \\ \dot{\eta} &= q(0, \eta) \\ \eta(0) &= \eta_0 \quad \text{condition initiale.}\end{aligned}\tag{II.23}$$

Et la commande u prend la forme suivante :

$$u(x) = -\frac{L_f^r h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)}\tag{II.24}$$

La dynamique des zéros décrit l'évolution de l'état du système dans la surface de dimension $(n-r)$ définie par la condition $\zeta = 0$.

II.3 Systèmes multi-entrées multi-sorties (MIMO)

La théorie développée antérieurement pour les systèmes mono-entrée mono-sortie (SISO) est extensible pour les systèmes multi-entrées multi-sorties (MIMO). Considérons maintenant un système avec m entrées et m sorties décrit par :

$$\begin{aligned}\dot{X} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) \cdot u_i \\ y_1 &= h_1(x) \\ &\vdots \\ y_m &= h_m(x)\end{aligned}\tag{II.25}$$

avec :

$$\begin{aligned}X = (x_1, x_2, \dots, x_n)^T &: \text{Vecteur d'état} \\ f, g_1, g_2, \dots, g_m &: \text{Champ de vecteurs} \\ h_1, h_2, \dots, h_m &: \text{Des fonctions analytiques}\end{aligned}$$

Afin de vérifier la validité de l'application de la méthode linéarisation entrée-sortie sur un système non linéaire multi-entrées multi-sorties on définit la notion de degré relatif vectoriel [SIDORI 89].

II.3.1 Notion de degré relatif vectoriel

Le système (II.23) est dit de degré relatif vectoriel $\{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ au point x_0 si :

$$1. \quad L_{x_i} L_f^k h_j(x) = 0 \quad 1 \leq i \leq m, \quad 1 \leq j \leq m, \quad k < r_i - 1\tag{II.26}$$

2. La matrice carrée de découplage :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & L_{g_2} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1 \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2 & L_{g_2} L_f^{r_2-1} h_2 & \dots & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m & L_{g_2} L_f^{r_m-1} h_m & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

est non singulière au voisinage de x_0 .

Remarque 3

Le degré relatif r_i de la $i^{\text{ème}}$ sortie représente le nombre de fois qu'il faut dériver $y_i(t)$ pour faire apparaître au moins une entrée u_i ($1 \leq i \leq m$).

Remarque 4

Le fait que chaque sortie y_i ait un degré relatif r_i ne signifie pas toujours la non singularité de la matrice de découplage $D(x)$; une colonne de celle-ci peut être nulle.

II.3.2 Linéarisation exacte par retour d'état

Nous supposons d'abord le cas où la somme des degrés relatifs des sorties est égale à l'ordre n du système (pas de dynamique des zéros). Nous devons construire les distributions suivantes :

$$\begin{aligned} G_0 &= \text{span}\{g_i, \quad 1 \leq i \leq m\} \\ G_1 &= \text{span}\{g_i, \text{ad}_f g_i, \quad 1 \leq i \leq m\} \\ &\vdots \\ G_{n-2} &= \text{span}\{g_i, \text{ad}_f^j g_i, \quad 1 \leq i \leq m, \quad 1 \leq j \leq n-2\} \\ G_{n-1} &= \text{span}\{g_i, \text{ad}_f^j g_i, \quad 1 \leq i \leq m, \quad 1 \leq j \leq n-1\} \end{aligned} \quad (II.28)$$

Le système (II.23) peut être linéarisé exactement (sans dynamique des zéros) si et seulement si :

- 1) La distribution G_{n-1} est de rang n
- 2) Les distributions G_i sont involutives et de rangs constants
Pour tout i avec $0 \leq i < n-2$

Les deux conditions ci-dessus vérifiées, la linéarisation du système s'effectue en deux étapes :

1. Un changement de base donnant la forme normale : $Z = \Phi(x)$.
2. Un retour d'état linéarisant donnant la commande u du système.

II.3.2.1 Forme normale

Cette forme est obtenue par le difféomorphisme suivant :

$$\begin{aligned}
 z_i^1 &= \Phi_i^1(x) = h_i(x) \\
 z_i^2 &= \Phi_i^2(x) = L_f h_i(x) \\
 &\vdots \\
 z_i^l &= \Phi_i^l(x) = L_f^{l-1} h_i(x) \quad 1 \leq i \leq m
 \end{aligned} \tag{II.29}$$

La représentation du système (II.23) relativement aux nouvelles coordonnées est donnée par :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\
 \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_i^{l-1} &= z_i^l \\
 \dot{z}_i^l &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z) u_j \quad 1 \leq i \leq m
 \end{aligned} \tag{II.30}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 b_i(z) &= L_f^l h_i(\Phi^{-1}(z)) \\
 d_{ij}(z) &= L_{g_j} L_f^{l-1} h_i(\Phi^{-1}(z)) \quad i \geq 1, \quad j \leq m
 \end{aligned} \tag{II.31}$$

II.3.3.2 Retour d'état linéarisant

Le retour d'état qui rend le système linéaire est réalisé par le biais de la matrice de découplage $D(z)$. Ce retour d'état est donné par :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = [D(z)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 - b_1(z) \\ v_2 - b_2(z) \\ v_3 - b_3(z) \\ \vdots \\ v_m - b_m(z) \end{bmatrix} \tag{II.32}$$

En boucle fermée ce retour d'état transforme notre système non linéaire en un système linéaire équivalent composé de m chaînes d'intégrateurs en parallèles contenant chacune r_j intégrateurs en série (r_j est le degré relatif de la sortie y_j) représentées par le système (II.31) et schématisées par la figure II.4.c.

$$\begin{aligned} \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\ \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\ \dot{z}_i^{r_i} &= v_i \quad 1 \leq i \leq m \end{aligned} \tag{II.33}$$

Le système (II.33) n'est autre que la forme canonique de Brunowsky dont les entrées de commande v_i sont calculées par un réglage linéaire. La figure II.4 récapitule la procédure suivie pour réaliser une linéarisation entrée - sortie dans le cas d'un système multi-entrées multi-sorties (MIMO).

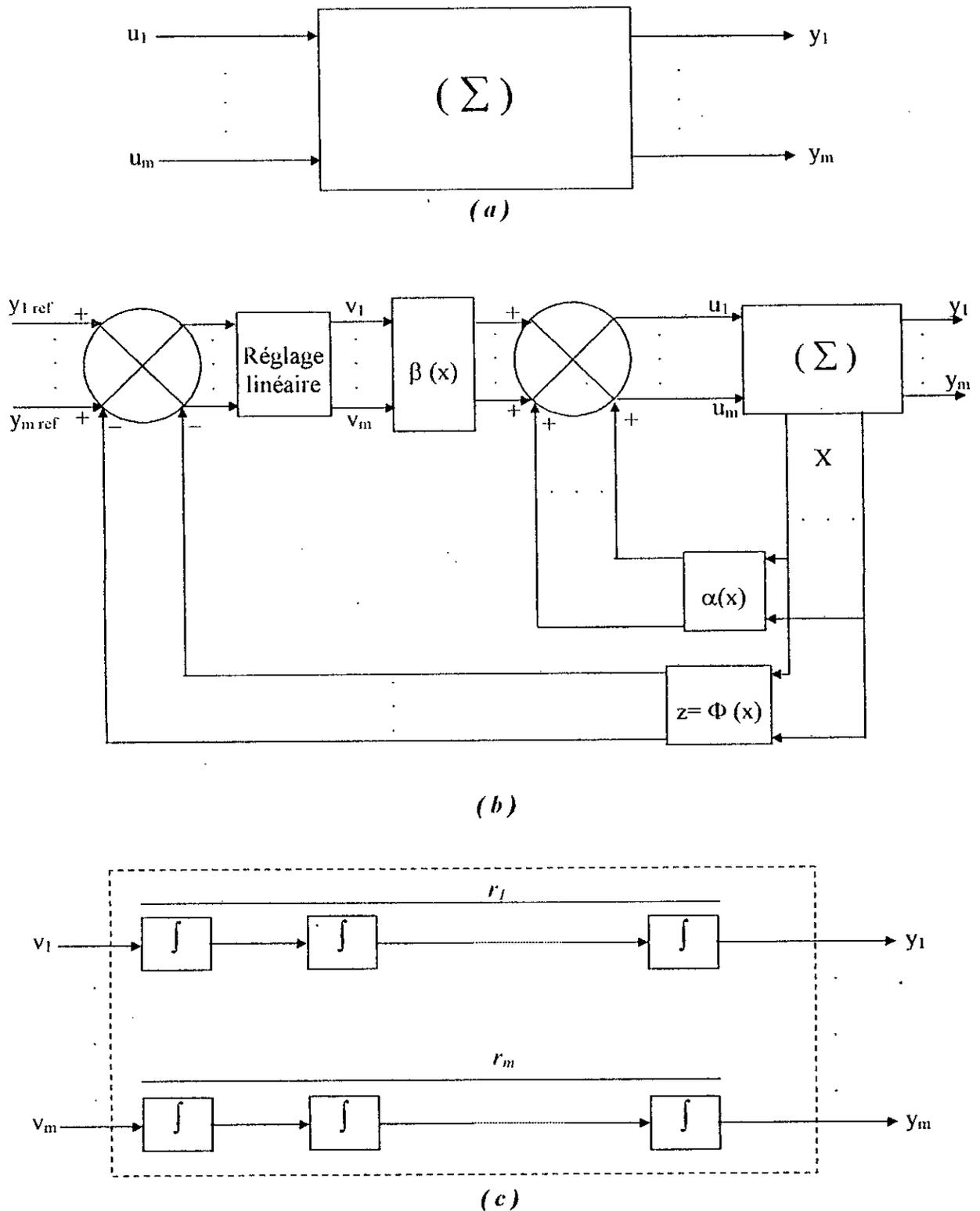


Fig.II.4 Linéarisation exacte par retour d'état pour les systèmes MIMO
 (a) : Système non linéaire MIMO
 (b) : boucle de linéarisation et boucle de réglage
 (c) : forme canonique de BRUNOWSKY (Système linéaire équivalent)

II.3.3 Linéarisation partielle par retour d'état

Si la condition de linéarisation exacte ($\sum_{i=1}^m r_i = n$) n'est pas vérifiée la linéarisation entrée-sortie ne peut être que partielle et on obtient uniquement un sous-système linéarisable avec une dynamique supplémentaire qui est la dynamique des zéros.

II.3.3.1 Forme normale

La transformation des coordonnées nécessite ($n - r$) fonctions supplémentaires pour compléter le difféomorphisme et le système (II.23) prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1^1 &= z_1^2 \\
 \dot{z}_1^2 &= z_1^3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_1^{r-1} &= z_1^r \\
 \dot{z}_i^r &= b_i(z) + \sum_{j=1}^m d_{ij}(z)u_j \quad 1 \leq i \leq m \\
 \dot{z}_k &= q_k(\eta, \zeta) + p_k(\eta, \zeta)u \quad r+1 \leq k \leq n
 \end{aligned} \tag{II.34}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 b_i(z) &= L_f^i h_i(\Phi^{-1}(z)) \\
 d_{ij}(z) &= L_{g_j} L_f^{i-1} h_i(\Phi^{-1}(z)) \quad i \geq 1, \quad j \leq m \\
 q_k(\eta, \zeta) &= L_f \Phi_k(x) \\
 p_k(\eta, \zeta) &= L_g \Phi_k(x)
 \end{aligned} \tag{II.35}$$

Comme pour le cas de la linéarisation exacte; les éléments d_{ij} correspondent aux éléments de la matrice de découplage $D(x)$.

II.3.3.2 Retour d'état linéarisant

Comme pour le cas de la linéarisation exacte le retour d'état :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = [D(z)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 - b_1(z) \\ v_2 - b_2(z) \\ v_3 - b_3(z) \\ \vdots \\ v_m - b_m(z) \end{bmatrix} \tag{II.36}$$

fait que le système en boucle fermée peut s'écrire avec une partie sous la forme canonique de Brunovsky (II.37) et une partie non observable représentant la dynamique interne (II.38) :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 &= z_i^2 \\
 \dot{z}_i^2 &= z_i^3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_i^{r_i-1} &= z_i^{r_i} \\
 \dot{z}_i^{r_i} &= v_i
 \end{aligned}
 \tag{II.37}$$

$$\dot{z}_k = q_k(z) + p_k(z) \cdot [D^{-1}(z) \cdot (v-b)] \quad r+1 \leq k \leq n
 \tag{II.38}$$

II.3.3.3 Dynamique interne et dynamique des zéros

La notion de la dynamique des zéros est le problème de l'annulation de la sortie; c'est à dire trouver les conditions initiales et les commandes de façon à maintenir les sorties à zéros et par suite analyser la dynamique interne correspondante :

$$y_i(t) = h_i(t) = 0 \quad \text{pour tout } t \geq t_0, \quad 1 \leq i \leq m
 \tag{II.39}$$

En imposant la condition que la dérivée de $y_i(t)$ soit nulle à l'ordre r_i pour tout $1 \leq i \leq m$ la dernière équation de (II.35) donne lieu au système suivant :

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_i^1 = \dot{z}_i^2 = \dots = \dot{z}_i^{r_i} &= 0 & 1 \leq i \leq m \\
 \dot{z}_k &= q_k(z) + p_k(z) \cdot D^{-1} \cdot (-b) & r+1 \leq k \leq n, \\
 z_k(0) &= z_0 & \text{condition initiale}
 \end{aligned}
 \tag{II.40}$$

II.4 Application à la machine asynchrone

II.4.1 Introduction

Nous avons présenté au premier chapitre une commande vectorielle appliquée à la machine asynchrone où nous avons constaté qu'une telle commande présente plusieurs faiblesses liées à la connaissance exacte du repère tournant (d, q) dont la position n'est pas mesurable, et au fait que la commande du couple n'est pas indépendante de celle du flux (découplage partiel). Ces difficultés sont dues au modèle de la machine asynchrone qui est non linéaire et multivariable.

Dans la première partie du deuxième chapitre nous avons développé des concepts théoriques d'une linéarisation entrée-sortie qui présente les avantages suivants :

1. La commande est développée dans un repère fixe (α, β) dont la position est très bien connue.
2. Un découplage parfait entre flux et couple ou flux et vitesse, même dans un régime de variation de flux.
3. Commander directement soit le flux et la vitesse soit le flux et le couple (dans la commande vectorielle le couple est commandé uniquement par le biais du flux rotorique).

Les courants statorique sont mesurables, nous voulons contrôler le flux rotorique et pour éviter de travailler dans un repère mal déterminé, le repère (α, β) présente l'avantage d'être bien connu et par conséquent le modèle de la MAS utilisé pour la commande non linéaire est donné par :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(x) + g \cdot u \\ y &= \begin{bmatrix} h_1(x) \\ h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2 \\ p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II.41)$$

avec :

$$\begin{aligned} X &= [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \phi_{\alpha r}, \phi_{\beta r}, \Omega]^T \\ u &= [u_1, u_2]^T = [v_{\alpha s}, v_{\beta s}]^T \end{aligned} \quad (II.42)$$

Ce modèle est obtenu à partir de (I.4) en remplaçant ω_s par zéro :

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\gamma \cdot i_{\alpha s} + \frac{k}{T_r} \cdot \phi_{\alpha r} + p\Omega k \cdot \phi_{\beta r} \\ -\gamma \cdot i_{\beta s} - p\Omega k \cdot \phi_{\alpha r} + \frac{k}{T_r} \cdot \phi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{\alpha s} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{\alpha r} - p\Omega \cdot \phi_{\beta r} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot i_{\beta s} + p\Omega \cdot \phi_{\alpha r} - \frac{1}{T_r} \cdot \phi_{\beta r} \\ p \frac{L_m}{JL_r} \cdot (\phi_{\alpha r} i_{\beta s} - \phi_{\beta r} i_{\alpha s}) - \frac{1}{J} C_r \end{bmatrix} \quad g = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

$$k = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad \gamma = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2}$$

II.4.2 Conditions d'application de la commande linéarisante

Afin de vérifier si la commande linéarisante est applicable sur le modèle (II.41) de la MAS, nous testons ses conditions d'application [ISIDORI 89]:

Calculons :

$$\begin{aligned} G_0 &= \text{span}\{g_1, g_2\} \\ G_1 &= \text{span}\{g_1, g_2, \text{ad}_f g_1, \text{ad}_f g_2\} \\ G_2 &= \text{span}\{g_1, g_2, \text{ad}_f g_1, \text{ad}_f g_2, \text{ad}_f^2 g_1, \text{ad}_f^2 g_2\} \\ G_3 &= \text{span}\{g_1, g_2, \text{ad}_f g_1, \text{ad}_f g_2, \text{ad}_f^2 g_1, \text{ad}_f^2 g_2, \text{ad}_f^3 g_1, \text{ad}_f^3 g_2\} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

Testons l'involutivité de G_0 :

$$G_0 = \text{span}\{g_1, g_2\}$$

nous avons :

$$\begin{aligned} \text{rang}\{g_1, g_2\} &= \text{rang}\{g_1, g_2, \text{ad}_{g_1} g_2\} \\ &= \text{rang}\{g_1, g_2, \text{ad}_{g_2} g_1\} \end{aligned}$$

$$ad_{g_1}g_2 = [g_1, g_2] = 0 = ad_{g_2}g_1 \quad (II.44)$$

Donc G_0 est involutive.

Testons l'Involutivité de G_1 :

$$G_1 = span\{g_1, g_2, ad_f g_1, ad_f g_2\}$$

calculons :

$$\begin{aligned} ad_f g_1 = [f, g_1] &= \begin{bmatrix} \frac{\gamma}{\sigma L_s} & 0 & -R_r k & 0 & -k \frac{\phi_{br}}{J} \end{bmatrix}^T \\ ad_f g_2 = [f, g_2] &= \begin{bmatrix} 0 & \frac{\gamma}{\sigma L_s} & 0 & -R_r k & -k \frac{\phi_{ar}}{J} \end{bmatrix}^T \\ [ad_f g_1, ad_f g_2] &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 2 \frac{k_r k^2}{J} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (II.45)$$

D'après la condition d'involutivité on peut facilement vérifier que :

$$rang\{g_1, g_2, ad_f g_1, ad_f g_2\} < rang\{g_1, g_2, ad_f g_1, ad_f g_2, [ad_f g_1, ad_f g_2]\}$$

Donc G_1 n'est pas involutive.

Dans ces conditions le modèle de la machine n'est pas linéarisable exactement. Nous avons G_0 est involutive et $rang\{G_1\} = 4$; donc le plus grand sous-système linéarisable est de dimension quatre [MARINO et ALL 1990]. Puisque le degré relatif est la somme des degrés relatifs des sorties, alors il existe un choix des sorties tel que l'on trouve un sous-système linéarisable d'ordre quatre. Nous proposons comme sorties le couple électromagnétique et la norme du flux rotorique [RAUMER 94] :

$$\begin{aligned} y_1 &= \phi_{ar}^2 + \phi_{br}^2 = x_3^2 + x_4^2 = h_1(x) \\ y_2 &= \frac{pL_m}{L_r} \cdot (x_2 x_3 - x_1 x_4) = h_2(x) \end{aligned} \quad (II.46)$$

II.4.3 Degré relatif :

Nous savons que le degré relatif r est la somme des deux degrés relatifs r_1 et r_2 correspondants aux deux sorties y_1 et y_2 respectivement, calculés comme suit :

Calcul de r_1

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x) + L_{g_1} h_1(x) \cdot u_1 + L_{g_2} h_1(x) \cdot u_2$$

mais :

$$L_{g_1} h_1(x) = L_{g_2} h_1(x) = 0$$

alors :

$$\dot{h}_1(x) = L_f h_1(x)$$

dans ce cas calculons $\ddot{h}_1(x)$:

$$\ddot{h}_1(x) = L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) \cdot u_1 + L_{g_2} L_f h_1(x) \cdot u_2$$

avec :

$$L_f^2 h_1(x) = 2 \frac{L_m}{T_r} (x_3 f_1 + x_4 f_2) - \frac{2}{T_r} (x_3 f_3 + x_4 f_4) - 2p x_3 (x_3 f_4 - x_4 f_3)$$

$$L_{g_1} L_f h_1(x) = 2 \frac{L_m}{T_r} \cdot x_3 \neq 0$$

$$L_{g_2} L_f h_1(x) = 2 \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \cdot x_4 \neq 0$$

Alors le degré relatif associé à la première sortie (flux rotorique) est $r_1 = 2$

Calcul de r_2 :

$$\dot{h}_2(x) = L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) \cdot u_1 + L_{g_2} h_2(x) \cdot u_2$$

avec :

$$L_f h_2(x) = \frac{pL_m}{JL_r} \cdot (x_2 f_3 + x_3 f_3 - x_4 f_3 - x_3 f_4)$$

$$L_{g_1} h_2(x) = \frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \cdot x_3 \neq 0$$

$$L_{g_2} h_2(x) = -\frac{pL_m}{\sigma L_s L_r} \cdot x_4 \neq 0$$

Alors le degré relatif associé à la deuxième sortie (couple électromagnétique) est $r_2 = 1$.

La somme des deux degrés relatifs r_1 et r_2 est inférieure au degré du système; donc la linéarisation entrée-sortie de notre système ne peut pas s'effectuer sans dynamique interne non observable d'ordre 2.

II.4.4 Boucle de linéarisation

Afin d'obtenir un système linéaire dans un nouveau système de coordonnées nous effectuons le changement de coordonnées (difféomorphisme suivant) :

$$\begin{aligned}
z_1 &= \phi_1(x) = h_1(x) \\
\dot{z}_2 &= \phi_2(x) = L_f h_1(x) \\
z_3 &= \phi_3(x) = h_2(x) \\
z_4 &= \phi_4(x) = \arctan\left(\frac{\phi_{lr}}{\phi_{\alpha r}}\right) \\
z_5 &= \phi_5(x) = \Omega = x_5
\end{aligned} \tag{II.47}$$

Il est à noter que le choix de z_4 et z_5 est arbitraire; z_4 représente l'angle θ du flux et z_5 est la vitesse mécanique, z_4 et z_5 représentent la dynamique interne. Ainsi nous obtenons le système suivant s'exprimant dans les nouvelles coordonnées de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 \\
\dot{z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) \cdot u_1 + L_{g_2} L_f h_1(x) \cdot u_2 \\
\dot{z}_3 &= L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x) \cdot u_1 + L_{g_2} h_2(x) \cdot u_2 \\
\dot{z}_4 &= p \cdot z_5 + \frac{R_r z_2}{p \cdot z_1} \\
\dot{z}_5 &= \frac{1}{J} \cdot (z_2 - C_r)
\end{aligned} \tag{II.48}$$

Pour obtenir une linéarisation entrée-sortie en boucle fermée, nous appliquons le retour d'état suivant :

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1(x) & L_{g_2} L_f h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) & L_{g_2} h_2(x) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -L_f^2 h_1(x) + v_1 \\ -L_f h_2(x) + v_2 \end{bmatrix} \tag{II.49}$$

Posons :

$$D(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f h_1(x) & L_{g_2} L_f h_1(x) \\ L_{g_1} h_2(x) & L_{g_2} h_2(x) \end{bmatrix} \tag{II.50}$$

Pour que la matrice $D(x)$ soit inversible, elle doit être non singulière (son déterminant doit être différent de zéro)

$$\det(D(x)) = 2p \cdot \left(\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\right)^2 \phi_r^2 \tag{II.51}$$

$$\det(D(x)) \neq 0 \Rightarrow \phi_r \neq 0 \tag{II.52}$$

cette dernière condition est toujours vérifiée à cause du flux rémanent, donc $\det(D(x)) > 0$; par suite la matrice $D(x)$ est inversible.

Avec cette condition le retour d'état qui linéarise le système est réalisable et est schématisé par la figure ci-dessous :

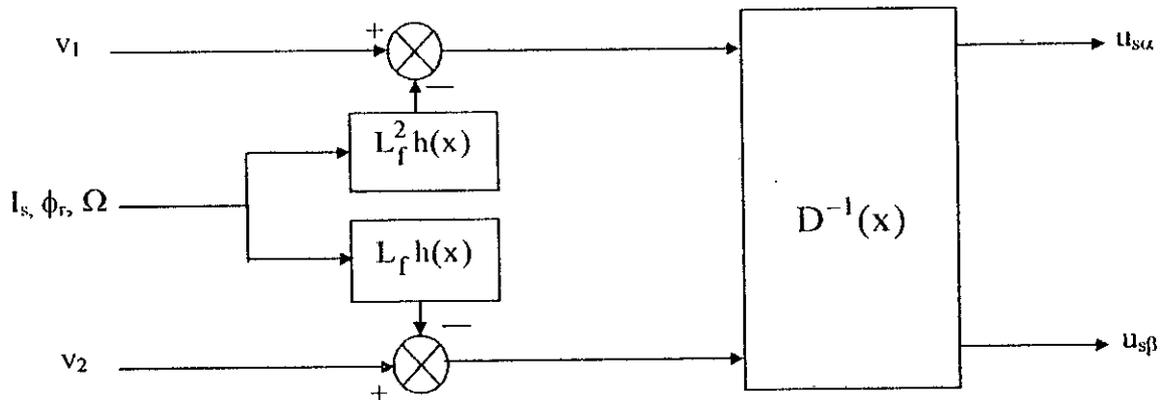


Fig. II.5 : Commande non linéaire

Nous obtenons les trois sous-systèmes suivants :

$$\begin{aligned} z_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= v_1 \end{aligned} \quad (II.53)$$

$$\dot{z}_3 = v_2 \quad (II.54)$$

$$\dot{z}_4 = p \cdot z_5 + \frac{R_r z_2}{p \cdot z_1} \quad (II.55)$$

$$\dot{z}_5 = \frac{1}{J} (z_2 - C_r)$$

Le système ainsi obtenu est constitué de trois sous-systèmes; les deux premiers (II.53) et (II.54) linéaires et découplés; le premier est un double intégrateur donnant la première sortie (norme du flux rotorique) et le second est un simple intégrateur donnant la deuxième sortie (couple électromagnétique); le troisième (II.55) est rendu inobservable par le retour d'état et il représente la dynamique interne.

La figure (II.6) schématise les deux sous systèmes linéaires et découplés (II.53) et (II.54) :

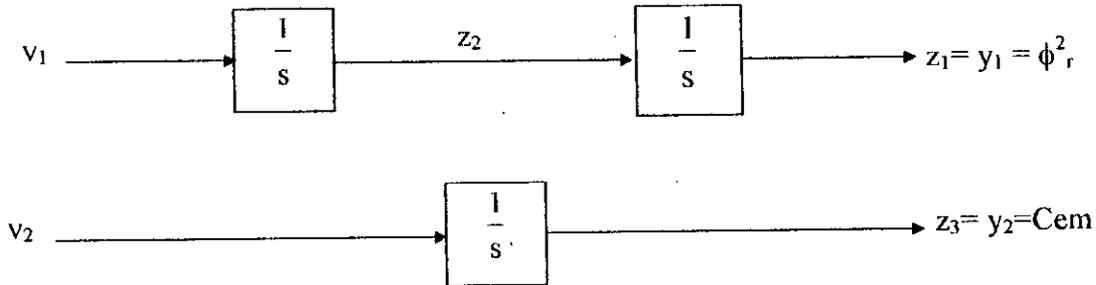


Fig. II.6 : Système linéarisé après retour d'état linéarisant

II.4.5 Boucle de réglage

Afin d'obtenir les nouvelles commandes (v_1, v_2) du système linéarisé, plusieurs techniques de réglage peuvent être utilisées; pour assurer la poursuite des trajectoires de références de couple z_{2ref} et de flux z_{1ref} les entrées v_1 et v_2 sont calculées par un réglage classique [SLOTINE 90]. (nous verrons plus loin d'autres techniques de réglage plus développées).

$$\begin{aligned}
 v_1 &= k_{a1}(z_{1ref} - z_1) + k_{a2}(\dot{z}_{1ref} - \dot{z}_1) + k_{a3} \cdot \int (z_{1ref} - z_1) dt + \ddot{z}_{1ref} \\
 v_2 &= k_{b1}(z_{3ref} - z_3) + k_{b2} \cdot \int (z_{3ref} - z_3) dt + \dot{z}_{3ref}
 \end{aligned}
 \tag{II.56}$$

avec :

z_{1ref} : flux de référence
 z_{3ref} : Couple de référence

Les coefficients k_{a1} , k_{a2} , k_{a3} , k_{b1} et k_{b2} sont choisis de telle sorte que $k_{a1} + k_{a2}s + k_{a3}s^2 + s^3$ et $k_{b1} + k_{b2}s + s^2$ soient des polynômes d'Hurwitz (les racines du polynôme sont à parties réelles négatives).

La figure (II.7) montre l'application du réglage (II.56) sur les deux sous-systèmes linéarisés (II.53) et (II.54) :

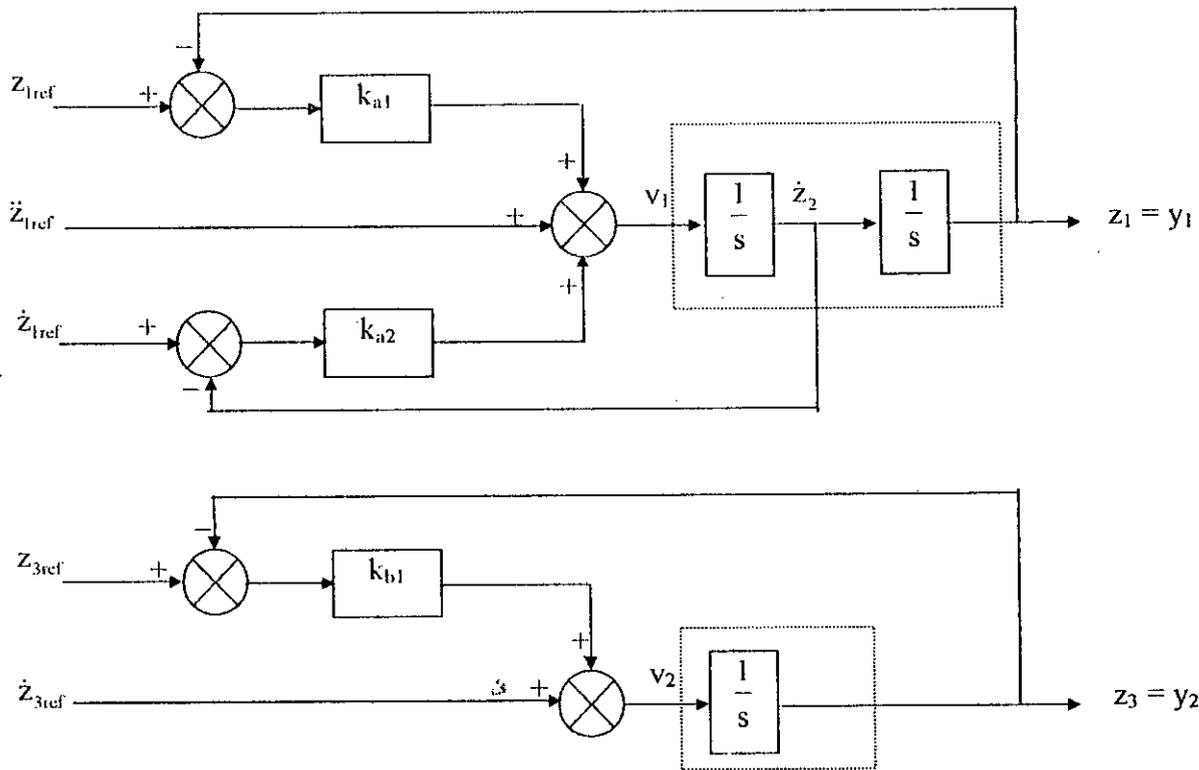


Fig.II.7 Réglage classique appliqué sur les deux sous systèmes linéarisés

II.4.6 Extension pour la commande en vitesse

Les mêmes lois de linéarisation utilisées pour la commande en couple peuvent être étendues pour la commande en vitesse. Le couple de référence est donné par la sortie d'un régulateur proportionnel-intégrateur de la vitesse comme suit :

$$z_{2ref} = k_p (\Omega_{ref} - \Omega) + k_i \int (\Omega_{ref} - \Omega) dt \tag{II.57}$$

Afin d'atténuer les dépassements, nous introduisons un filtre du premier ordre pour la consigne de vitesse.

La figure (II.8) schématise la commande non linéaire appliquée à la machine asynchrone pour la commande de la vitesse et du flux. L'alimentation est assurée par une source continue réalisée par un redresseur et un filtre alimentant un onduleur de tension contrôlé par la technique triangulo-sinusoidale¹.

¹ Pour plus de détails sur l'alimentation de la machine, voir annexe A.

Régulateur de flux :

$$K_{a1} = 5000$$

$$K_{a2} = 3500$$

$$K_{a3} = 4500$$

Régulateur de couple :

$$K_{b1} = 2500$$

$$K_{b2} = 10$$

Régulateur de vitesse :

$$K_p = 200$$

$$K_i = 20$$

Constante de temps du filtre :

$$T_f = 0.15$$

D'après les courbes de simulation, un échelon de vitesse à 100 rd/s montre la dynamique de poursuite de la vitesse et le rejet de la perturbation, le flux rotorique n'est pas affecté par l'application d'une charge à $t = 2\text{s}$ ce qui montre le découplage réalisé entre la commande du flux de celle du couple, et enfin on remarque la stabilité de la dynamique interne, sachant que les variables z_4 et z_5 sont limitées.

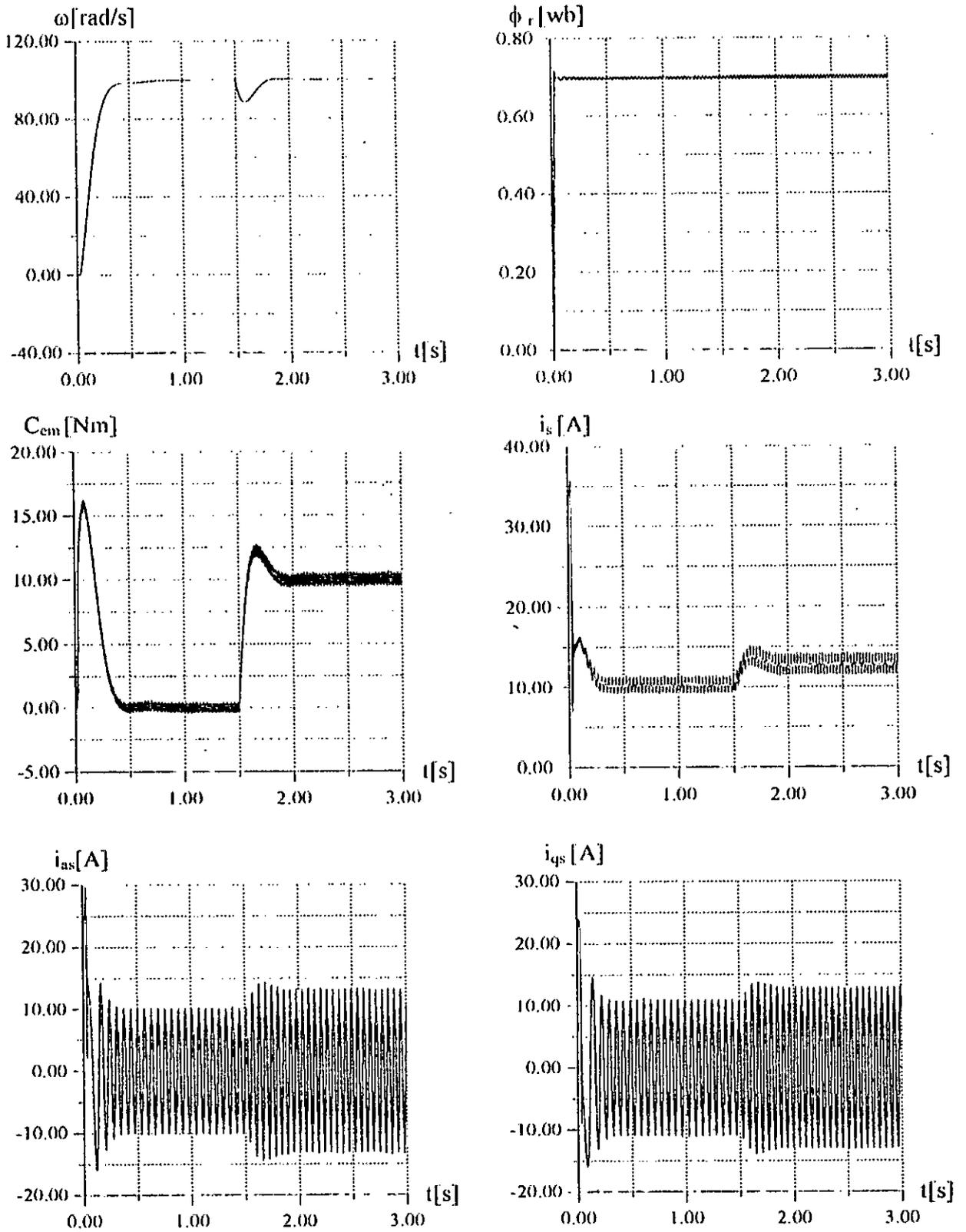


Fig. II.9 Simulation de la commande non linéaire en tension de la MAS (démarrage à vide et variation de charge) : Linéarisation partielle

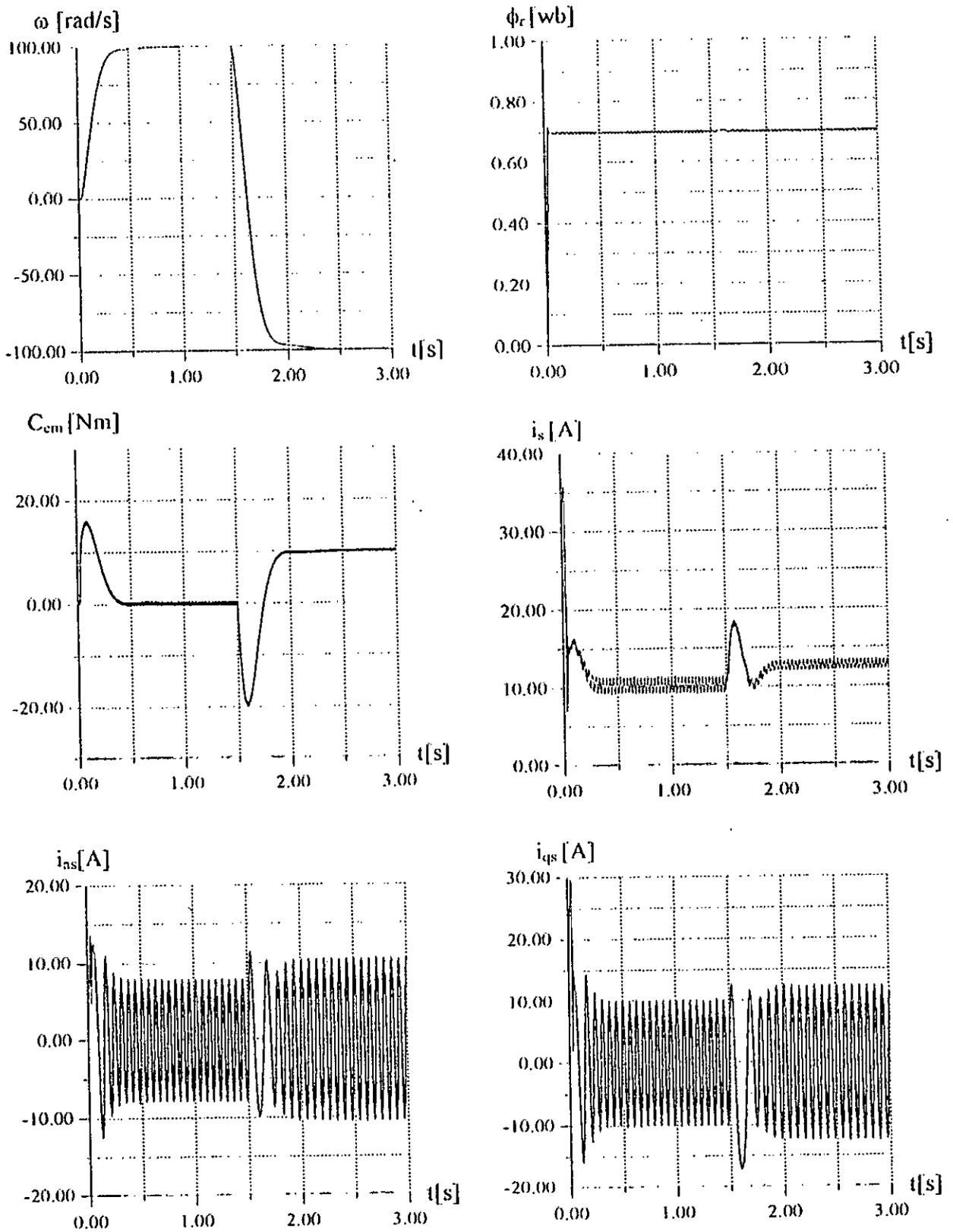


Fig.11.10 Simulation de la commande non linéaire en tension de la MAS lors d'une inversion de vitesse : Linéarisation partielle.

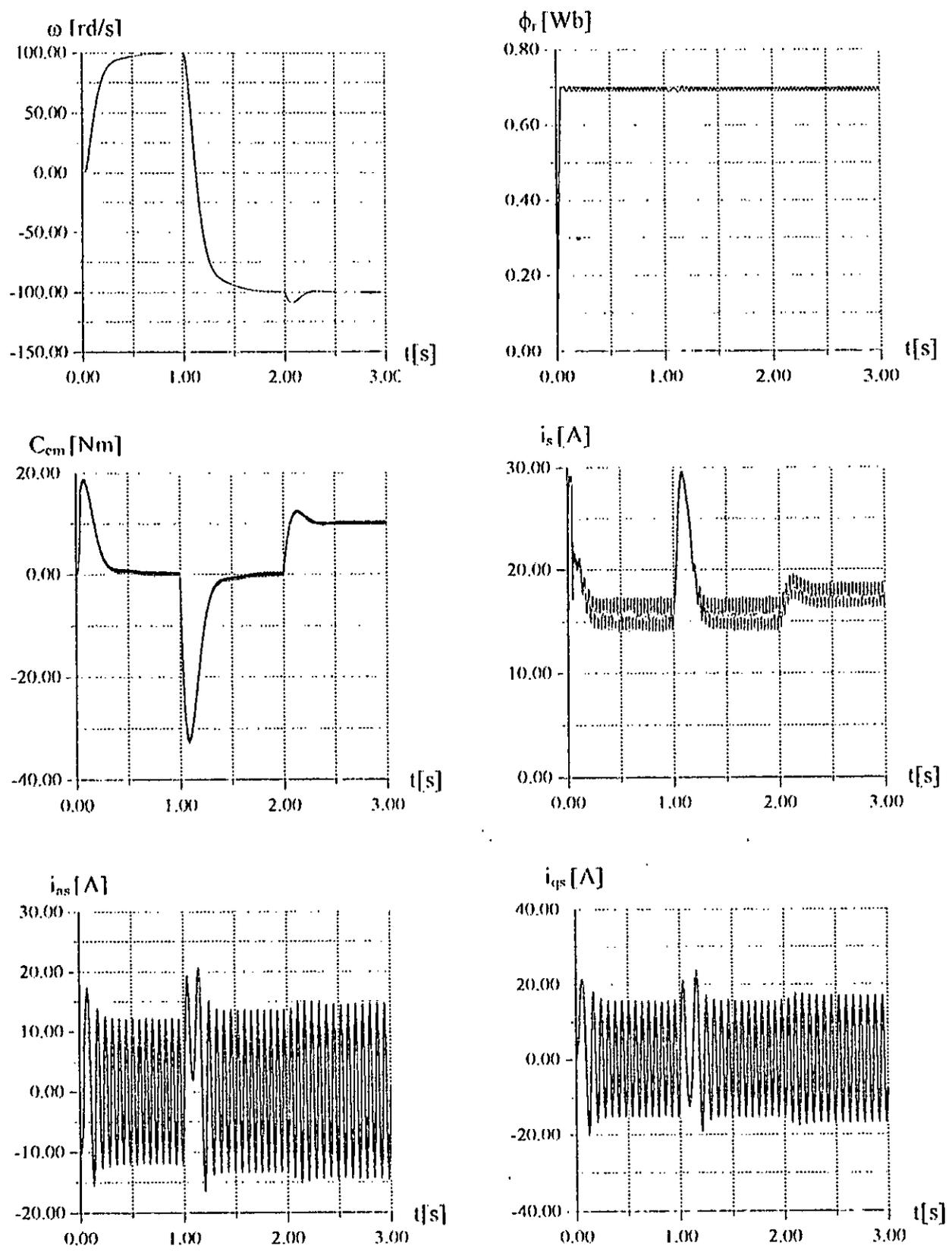


Fig.II.11 Effet d'une variation paramétrique (variation de 50% sur R_r) sur la commande non linéaire de la MAS: Linéarisation partielle

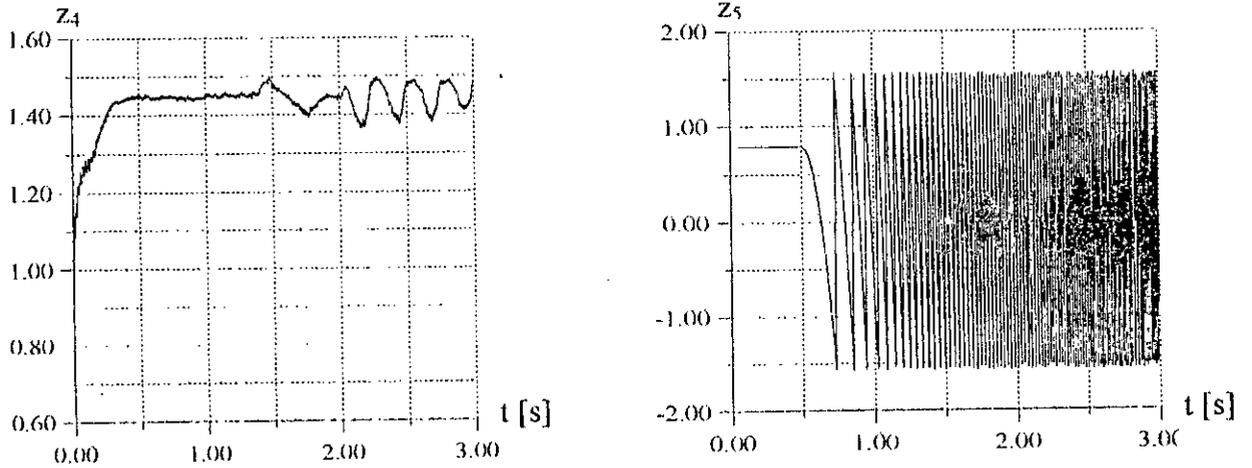


Fig.II.12 La dynamique des zéros.

II.5 Conclusion

Nous avons présenté le principe d'une linéarisation entrée-sortie pour des systèmes non linéaires, elle a permis de rendre le comportement d'un système non linéaire similaire à celui d'un système linéaire et découplé. L'application de cette linéarisation sur le modèle de la machine asynchrone nous a fait aboutir à un système partiellement linéaire composé de deux sous-systèmes linéaires et découplés dont la commande du couple est indépendante de celle du flux (découplage parfait), et un troisième sous système non observable qui représente la dynamique interne donnée par z_4 et z_5 dont la stabilité est démontrée par les résultats de simulation.

Dans la section suivante, nous allons démontrer qu'avec un choix judicieux des sorties on peut linéariser exactement le modèle de la machine asynchrone et nous pouvons appliquer d'autres techniques de réglage plus modernes.

Chapitre III

Commande non linéaire avec réglage par retour d'état de la machine asynchrone.

III.1 Introduction.

Le réglage par retour d'état est une méthode de réglage moderne qui s'impose et commence à s'introduire dans les différents domaines de réglage; en effet on obtient souvent une qualité de réglage meilleure par rapport à celle du réglage classique et on modifie le comportement dynamique du système à régler [BUHLER 88].

Le régulateur d'état est composé de la contre réaction d'état, du régulateur intégrateur et de l'intervention directe de la grandeur de consigne. Les grandeurs d'état sont mises en contre réaction par l'intermédiaire des coefficients k_i et interviennent ainsi sur la grandeur de commande, la grandeur de consigne w intervient par l'intermédiaire du coefficient k_w sur la grandeur de commande et afin d'améliorer la qualité du réglage il est souvent possible de faire appel au découplage.

Comme nous l'avons présenté au deuxième chapitre; la commande non linéaire découple et linéarise un système non linéaire. Ainsi dans ce chapitre nous appliquons le réglage par retour d'état sur un modèle complètement linéarisé et découplé de la machine asynchrone.

III.2 Avantages du réglage par retour d'état.

1. Mise en contre réaction des grandeurs d'état $(x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n)$ du système à régler par l'intermédiaire des coefficients $(k_1 \ k_2 \ \dots \ k_n)$.

2. Intervention directe de la grandeur de consigne par l'intermédiaire du coefficient k_w .
3. Formation et intégration de l'écart de réglage $e = y - w$ et intervention de la grandeur d'état x_R par l'intermédiaire du coefficient k_R .

III.3 Structure du réglage par retour d'état.

Soit (S) le système à régler représenté par :

$$\begin{aligned} \dot{X}_s &= A_s \cdot X_s + B_s \cdot u + B_{sv} \cdot v \\ y &= C_s \cdot X_s \end{aligned} \quad (III.1)$$

Avec $X_s = [x_1 \quad x_2 \quad \dots \quad x_n]$ est le vecteur d'état.

La contre réaction d'état du système (S) peut être exprimée par :

$$u_{cs} = k_1 x_1 + k_2 x_2 + \dots + k_n x_n = K_s^T \cdot X_s \quad (III.2)$$

où $K_s^T = [k_1 \quad k_2 \quad \dots \quad k_n]$ est le vecteur ligne de la contre réaction d'état.

L'intervention directe de la consigne et de la grandeur de perturbation est donnée par :

$$u_{wv} = k_w \cdot w - k_v \cdot v \quad (III.3)$$

Où k_w et k_v sont respectivement les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation. Et pour garantir un écart de réglage nul il faut ajouter une intervention d'un régulateur intégrateur par le biais du coefficient k_R .

Ainsi le signal de commande u_{cm} peut être exprimé par

$$u_{cm} = k_w \cdot w - k_v \cdot v - K_s^T \cdot X_s + k_R \cdot x_R \quad (III.4)$$

Et par conséquent le réglage par retour d'état prend le schéma bloc de la figure (III.1).

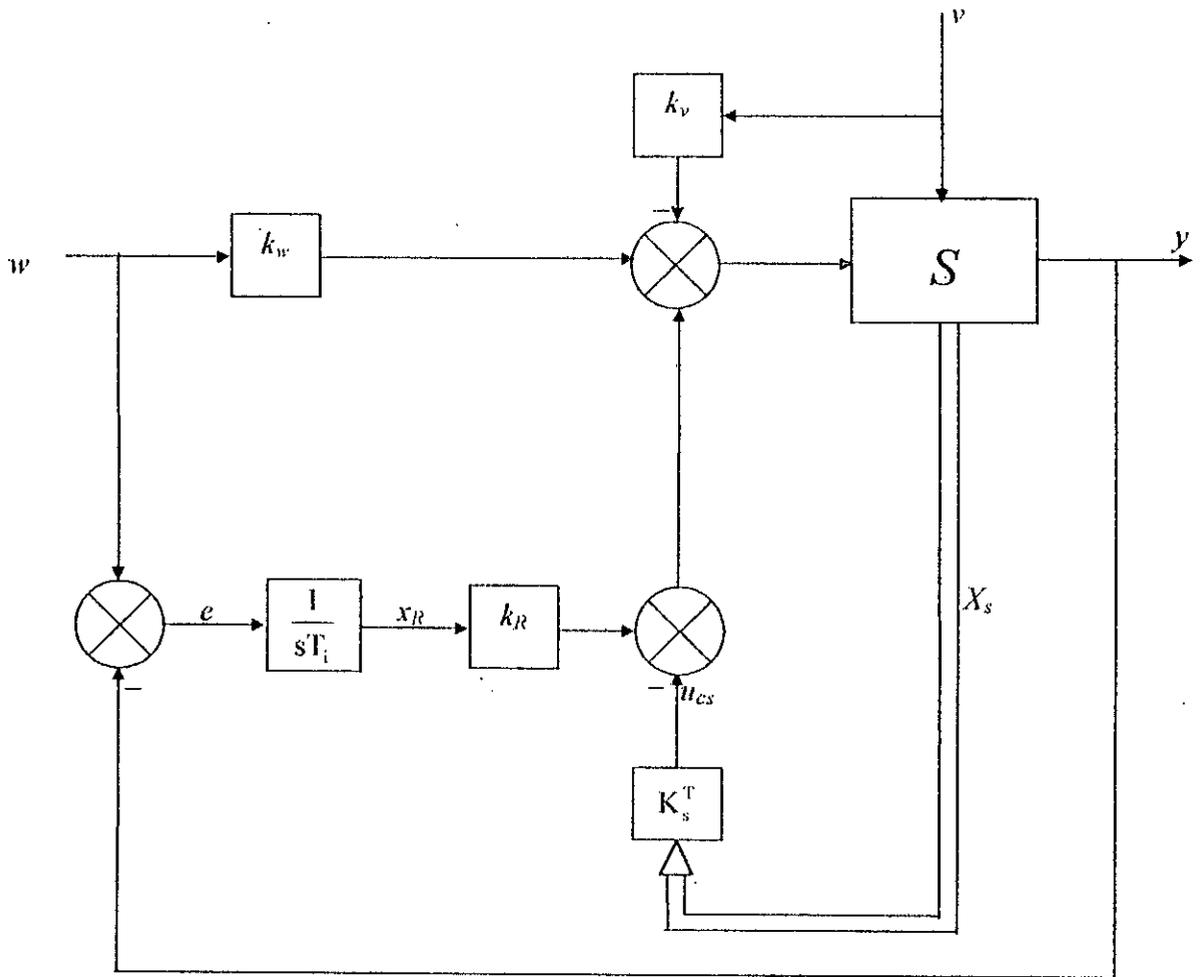


Fig. III.1 Schéma bloc de la structure du réglage par retour d'état

III.4 Equation d'état du système global.

Nous définissons le vecteur d'état global :

$$X_g = \begin{bmatrix} X_s \\ x_R \end{bmatrix} \tag{III.5}$$

où x_R est la variable d'état supplémentaire introduite par le régulateur intégrateur et définie par :

$$\dot{x}_R = \frac{1}{T_i}(w - y) \tag{III.6}$$

T_i est la constante d'intégration.

Dans ces conditions, l'équation d'état différentielle du système global ouvert est définie par :

$$\begin{aligned}\dot{X} &= A \cdot X + B \cdot u + B_v \cdot v \\ y &= C \cdot X\end{aligned}\quad (III.7)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{C_s}{T_i} & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} B_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [C_s \quad 0]$$

En introduisant le vecteur d'état global X , le signal de commande u_{cm} donné par (III.4) prend la forme suivante :

$$u = k_w \cdot w - k_v \cdot v - K^T \cdot X \quad (III.8)$$

avec le nouveau vecteur de la contre réaction d'état :

$$K^T = [K_s^T \quad -k_R] \quad (III.9)$$

Nous aboutissons à l'équation d'état du système global fermé qui prend la forme suivante :

$$\dot{X} = A_g \cdot X + B_{vg} \cdot v + B_{gw} \cdot w \quad (III.10)$$

avec :

$$A_g = A - B \cdot K^T$$

$$B_{gv} = B_v - B \cdot k_v$$

$$B_{gw} = B \cdot k_w$$

III.5 Dimensionnement du réglage par retour d'état

Les coefficients du réglage par retour d'état K^T , k_w et k_v sont à déterminer. En imposant les pôles du système global, il est possible d'obtenir K^T , par contre k_w et k_v ne dépendent pas des pôles.

III.5.1 Détermination des coefficients de la contre réaction d'état

Pour déterminer les coefficients de la contre réaction d'état on fera appel au principe de l'imposition des pôles. L'influence du choix des pôles est d'une grande importance sur le comportement dynamique du système.

En général il est judicieux de choisir les pôles alignés sur une verticale. Au moins un pole devrait être réel pour pouvoir le compenser à l'aide du zéro introduit par le facteur k_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne [BUHLER 88].

Pour déterminer le vecteur K^T nous définissons l'équation caractéristique du système global comme suit :

$$p_c(s) = \det(s \cdot I - A_g) = s^n + \gamma_{n-1}s^{n-1} + \dots + \gamma_1s + \gamma_0 = 0 \quad (III.11)$$

avec s est l'opérateur de Laplace

Les coefficients γ_i de ce polynôme sont fonction des coefficients du vecteur de la contre réaction d'état K^T ; d'autre part le polynôme des pôles imposés est donné par :

$$p_i(s) = (s - p_1) \cdot (s - p_2) \dots (s - p_n) = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0 \quad (III.12)$$

L'équation caractéristique (III.11) permet de déterminer les pôles (valeurs propres) du système global; et en particulier si l'ordre n du système global n'est pas trop élevé ($n \leq 4$) ce qui est le cas de notre modèle; le déterminant $p(s)$ peut être développé analytiquement en fonction des coefficients de la contre réaction d'état; en identifiant les coefficients de ce polynôme avec les coefficients du polynôme (III.12) obtenu par l'imposition des pôles on aboutit à la relation :

$$\alpha_i = \gamma_i \quad i = 0, 1, \dots, n-1 \quad (III.13)$$

et par conséquent on peut trouver les coefficients de la contre réaction d'état.

III.5.2 Détermination des coefficients de l'intervention de la grandeur de consigne et de Perturbation.

Le coefficient k_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne est dimensionné de façon à compenser un pôle p_k du système global fermé [BUHLER 88] :

$$k_w = -\frac{k_R}{p_k T_i} \quad (III.14)$$

Tandis que le coefficient k_v de l'intervention directe de la perturbation est déterminé en supposant que l'écart du régulateur intégrateur est nul en régime permanent :

$$k_v = \frac{C_s (B_s K_s - A_s)^{-1} B_{sv}}{C_s (B_s K_s - A_s)^{-1} B_s} \quad (III.15)$$

III.6 Application sur la commande non linéaire de la machine asynchrone

Nous avons présenté un aperçu sur la théorie du réglage par retour d'état, dans cette section nous allons appliquer ce type de réglage sur la commande non linéaire de la machine asynchrone en procédant comme suit :

1. Découpler et linéariser le système exactement par une commande linéarisante basée sur un choix adéquat des sorties (des sorties permettant une linéarisation exacte).
2. Nous appliquons ensuite un réglage par retour d'état sur le système ainsi linéarisé et découplé

La vitesse rotorique et la composante selon l'axe d du flux rotorique sont les deux sorties qui permettent une linéarisation exacte du modèle de la machine asynchrone.

III.6.1 Modèle de la machine asynchrone

Comme nous l'avons dit antérieurement, pour aboutir à une linéarisation exacte il faut un choix judicieux des sorties et du modèle de la MAS, à cet effet nous utilisons le modèle simplifié de la MAS obtenue après orientation du flux rotorique selon l'axe direct. En remplaçant ω_s donnée par (I.8) dans (I.7) et en prenant $X = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \phi_{dr} \quad \omega]^T$ comme vecteur d'état; le modèle de la MAS est régi par le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{X} &= f(x) + g(x) \cdot u \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (III.16)$$

où $f(x)$ est le champ de fonction défini par :

$$\begin{aligned} f_1(x) &= -\gamma \cdot x_1 + T_r^{-1} \beta \cdot x_3 + L_m T_r^{-1} \frac{x_2^2}{x_3} + p \cdot x_2 x_4 \\ f_2(x) &= -\gamma \cdot x_2 - L_m T_r^{-1} \frac{x_1 x_2}{x_3} - p \beta \cdot x_3 x_4 - p \cdot x_1 x_4 \\ f_3(x) &= L_m \eta \cdot x_1 - T_r^{-1} \cdot x_3 \\ f_4(x) &= \alpha \cdot x_2 x_3 - \frac{C_r}{J} \end{aligned} \quad (III.17)$$

avec :

$$\alpha = \frac{p L_m}{J L_r}, \quad \beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \quad u = \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix}$$

III.6.2 Commande linéarisante

En relation avec la stratégie de commande nous choisissons comme sorties :

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1(x) = x_3 \\ y_2 &= h_2(x) = x_4 \end{aligned} \quad (\text{III.18})$$

III.6.2.1 Degré relatif

- Calculons le degré relatif correspondant à la première sortie y_1 :

$$\begin{aligned} \frac{dy_1}{dt} &= f_3(x) \\ \frac{d^2 y_1}{dt^2} &= \frac{d^2 x_3}{dt^2} = T_r^{-1} \cdot (L_m f_1(x) - f_3(x)) + \frac{L_m T_r^{-1}}{\sigma L_s} \cdot v_{ds} \end{aligned}$$

Le degré relatif correspondant à la première sortie est alors : $r_1 = 2$.

- Calculons le degré relatif correspondant à la deuxième sortie y_2 :

$$\begin{aligned} \frac{dy_2}{dt} &= f_4(x) \\ \frac{d^2 y_2}{dt^2} &= \frac{d^2 f_4}{dt^2} = \alpha \cdot (x_2 f_3(x) + x_3 f_2(x)) + \frac{\alpha x_3}{\sigma L_s} \cdot v_{qs} \end{aligned}$$

Ainsi le degré relatif correspondant à la deuxième sortie est $r_2 = 2$.

La condition de linéarisation exacte : $r_1 + r_2 = 4 = n$ est vérifiée, nous pouvons conclure que notre système admet une linéarisation exacte via un changement de coordonnées et un bouclage non linéaire.

III.6.2.2 Forme normale

Afin d'obtenir la forme normale, considérons la transformation de coordonnées (diffeomorphisme) $Z = \phi(x)$ suivante :

$$\begin{aligned} z_1 &= h_1(x) = x_3 \\ z_2 &= L_f h_1(x) = f_3(x) \\ z_3 &= h_2(x) = x_4 \\ z_4 &= L_f h_2(x) = f_4(x) \end{aligned} \quad (\text{III.19})$$

Après cette transformation le modèle de la machine asynchrone dans le nouveau système de coordonnées prend la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 \\
\dot{z}_2 &= T_r^{-1} \cdot (L_m f_1(\phi^{-1}(z)) - f_3(\phi^{-1}(z))) + \frac{L_m}{T_r \sigma L_s} \cdot v_{ds} \\
\dot{z}_3 &= z_4 \\
\dot{z}_4 &= \alpha \cdot (x_2 f_3(\phi^{-1}(z)) + x_3 f_2(\phi^{-1}(z))) + \frac{\alpha \cdot x_3}{\sigma L_s} \cdot v_{qs}
\end{aligned} \tag{III.20}$$

A partir de (III.20) on peut déduire la matrice de découplage $D(x)$ sous la forme suivante :

$$D(x) = \begin{bmatrix} \beta R_r & 0 \\ 0 & p \frac{\beta x_3}{J} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} L_f h_1(x) & L_{s2} L_f h_1(x) \\ L_{s1} L_f h_2(x) & L_{s2} L_f h_2(x) \end{bmatrix} \tag{III.21}$$

La matrice $D(x)$ est non singulière donc inversible :

$$[D(x)]^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\beta R_r} & 0 \\ 0 & \frac{J}{p \beta x_3} \end{bmatrix} \tag{III.22}$$

III.6.2.3 Retour d'état linéarisant

La commande qui linéarise et découple le système est donnée par :

$$[u] = [D(x)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} v_1 - L_f^2 h_1(x) \\ v_2 - L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} \tag{III.23}$$

où :

$$L_f^2 h_1(x) = \frac{1}{T_r} \cdot (L_m f_1(x) - f_3(x))$$

$$L_f^2 h_2(x) = \alpha \cdot (x_3 f_2(x) + x_2 f_3(x))$$

L'application de la commande (III.23) sur la forme normale (III.20) nous fait aboutir à la forme canonique de Brunowsy ayant la forme suivante :

$$\begin{aligned}
\dot{z}_1 &= z_2 \\
\dot{z}_2 &= v_1 \\
\dot{z}_3 &= z_4 \\
\dot{z}_4 &= v_2
\end{aligned} \tag{III.24}$$

cette forme est composée de deux sous-systèmes linéaires et découplés; donnée sous forme matricielle elle peut s'écrire :

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= A \cdot Z + B \cdot V \\ Y &= C \cdot Z \end{aligned} \tag{III.25}$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Les deux sous-systèmes linéaires et découplés résultants de la linéarisation par retour d'état correspondent au schéma bloc de la figure (III.2) :

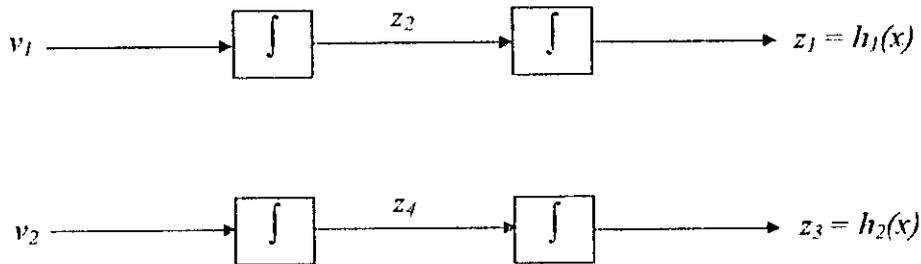


Fig.III.2 Forme canonique de Brunowsky

III.6.3 commande non linéaire avec réglage par retour d'état

Nous appliquons un réglage par retour d'état sur le système linéarisé et découplé (III.25) pour déterminer les nouvelles commandes v_1 et v_2 .

III.6.3.1 Détermination de v_1

Pour la détermination de v_1 nous utilisons le premier sous-système linéaire où nous ajoutons la nouvelle variable d'état supplémentaire x_{R1} ; ce sous-système est régi par l'équation d'état partielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{x}_{R1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_n} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ x_{R1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_n} \end{bmatrix} \cdot \phi_{dref} \quad (III.26)$$

où :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_n} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}$$

La matrice du système global A_g est donnée par :

$$A_g = A - B \cdot K^T \quad (III.27)$$

Par suite la matrice A_g prend la forme suivante en fonction des coefficients de la contre réaction d'état :

$$A_g = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -k_1 & -k_2 & k_{R1} \\ -\frac{1}{T_n} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (III.28)$$

Le polynôme caractéristique du système global est donné par :

$$p_c(s) = \det [s \cdot I - A_g] \quad (III.29)$$

Il est donné en fonction des coefficients de la contre réaction d'état :

$$p_c(s) = s^3 + k_2 \cdot s^2 + k_1 \cdot s + \frac{k_{R1}}{T_n} \quad (III.30)$$

Après avoir calculé le polynôme caractéristique, nous allons calculer le polynôme des pôles imposés, pour cela nous imposons trois pôles p_1, p_2 et p_3 :

$$p_1 = -p_1$$

$$p_2 = -p_1 + p_1 j$$

$$p_3 = -p_1 - p_1 j$$

Le polynôme des pôles imposés prend la forme suivante :

$$p_m(s) = s^3 + 3\rho_1 s^2 + 4\rho_1^2 s + 2\rho_1^3 \tag{III.31}$$

L'identification des deux polynômes $p_c(s)$ et $p_m(s)$ nous fait aboutir aux coefficients de la contre réaction d'état :

$$\begin{aligned} k_1 &= 4\rho_1^2 \\ k_2 &= 3\rho_1 \\ k_{R1} &= 2\rho_1^3 T_{ii} \end{aligned} \tag{III.32}$$

Tandis que le coefficient k_{w1} de l'intervention directe de la consigne de flux est donné par :

$$k_{w1} = \frac{k_{R1}}{\rho_1 T_{ii}} \tag{III.33}$$

Et par conséquent, le réglage par retour d'état appliqué au premier sous système de (III.25) donne la commande v_1 sous la forme suivante :

$$v_1 = k_{w1} \cdot \phi_{dref} + k_{R1} \cdot x_{R1} - k_1 \cdot z_1 - k_2 \cdot z_2 \tag{III.34}$$

L'application de la commande (III.34) sur le premier sous-système linéaire et découplé de (III.25) est schématisée par la figure III.3 :

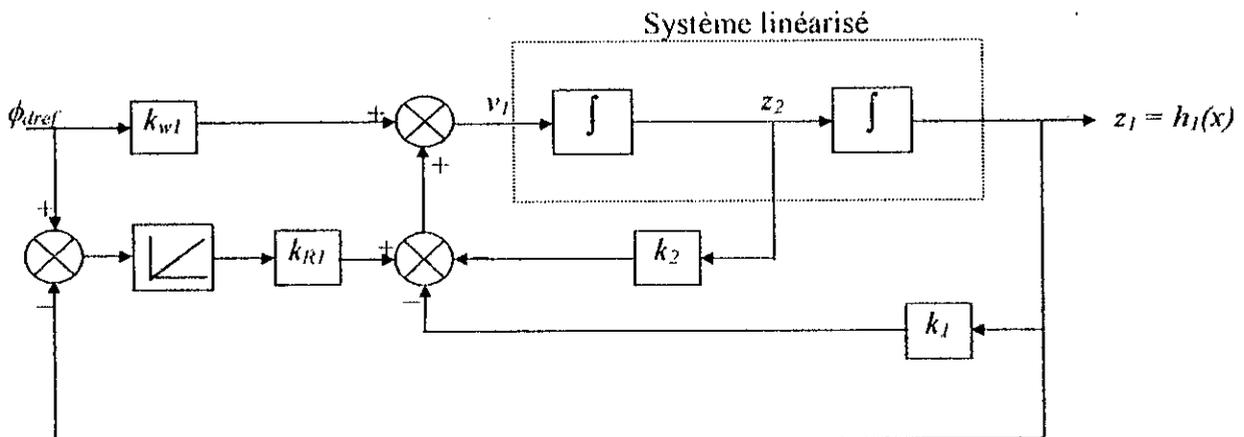


Fig.III.3 : Réglage de flux par retour d'état

III.6.3.2 Détermination de v_2

Afin de déterminer la deuxième commande v_2 correspondant au deuxième sous-système linéaire et découplé de (III.25) nous procédons de la même manière que pour la détermination de v_1 en utilisant l'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \\ \dot{x}_{R2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_{i2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_3 \\ z_4 \\ x_{R2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_{i2}} \end{bmatrix} \cdot \omega_{ref} \tag{III.35}$$

La détermination des coefficients de la contre réaction d'état et du coefficient de l'intervention directe de la vitesse de référence se fait identiquement à celle des coefficients du premier sous système de (III.25) et par conséquent nous obtenons les paramètres de réglage suivants :

$$\begin{aligned} k_3 &= 4\rho_2^2 \\ k_4 &= 3\rho_2 \\ k_{R2} &= 2\rho_2^3 T_{i2} \end{aligned} \tag{III.36}$$

$$k_{w2} = \frac{k_{R2}}{\rho_2 T_{i2}} \tag{III.37}$$

Par suite la deuxième commande du deuxième sous système linéarisé est donnée par :

$$v_2 = k_{w2} \cdot \omega_{ref} + k_{R2} \cdot x_{R2} - k_3 \cdot z_3 - k_4 \cdot z_4 \tag{III.38}$$

L'application de la commande v_2 sur le réglage de vitesse du système linéarisé est schématisée par la figure III.4 :

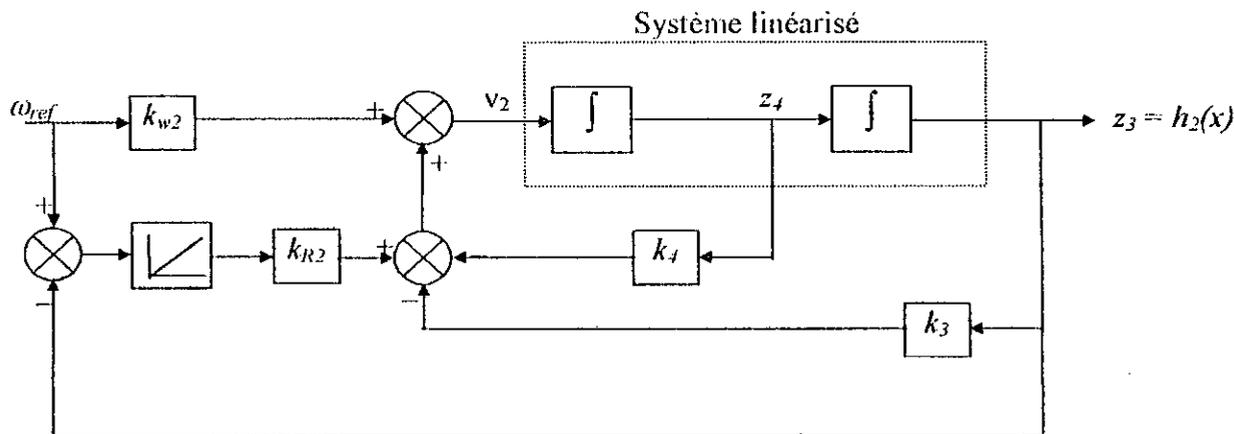


Fig.III.4 Réglage de vitesse par retour d'état

Nous sommes passé par deux étapes :

1. Dans une première étape, nous avons linéarisé et découplé un système non linéaire et fortement couplé via une linéarisation par retour d'état et difféomorphisme.
2. Dans la deuxième étape, nous avons calculé les deux commandes du système ainsi linéarisé en utilisant un réglage par retour d'état.

L'application de la commande non linéaire avec réglage par retour d'état à la machine asynchrone est représentée par le schéma bloc de la figure III.5 :

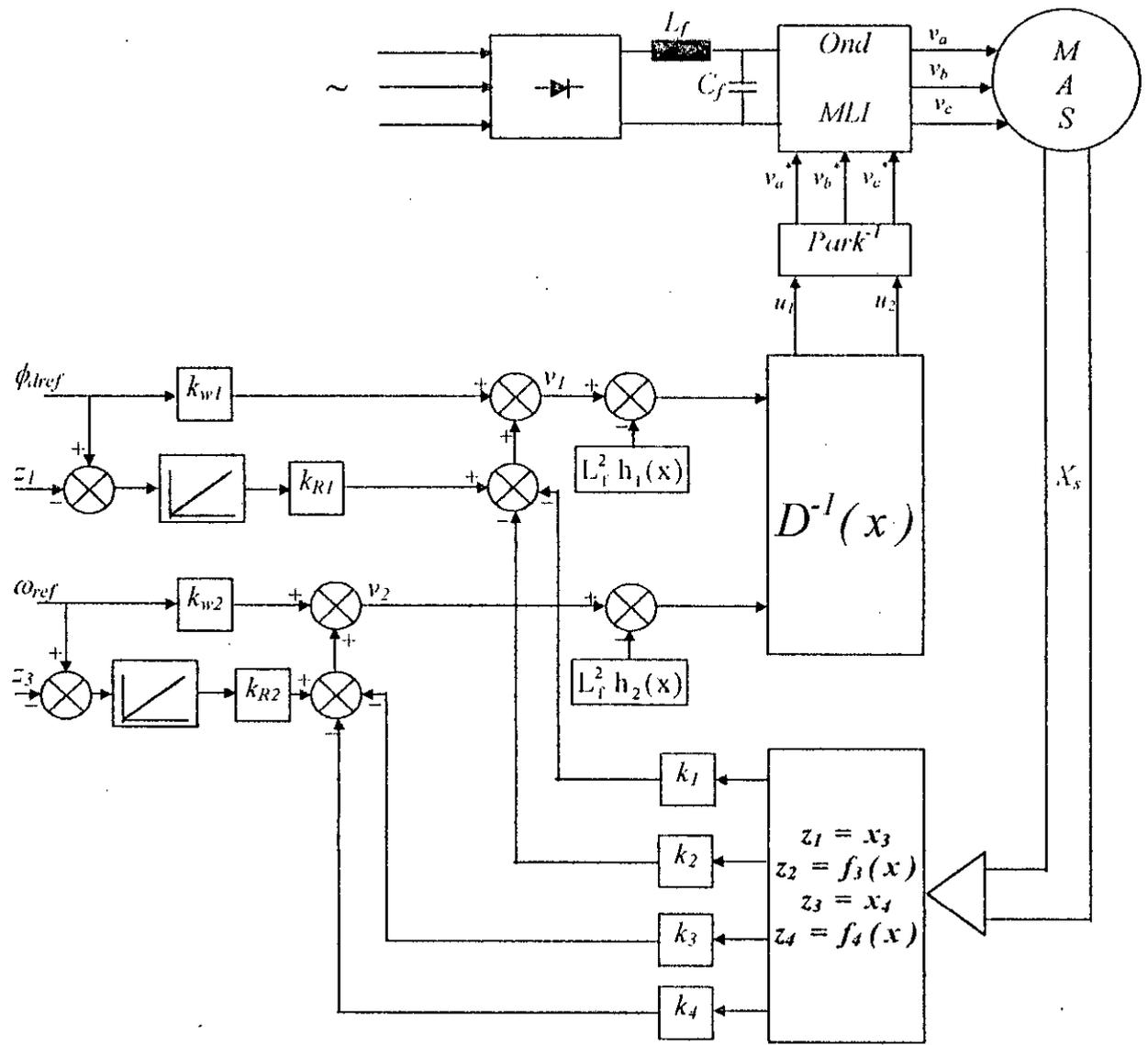


Fig.III.5 Commande non linéaire avec réglage par retour d'état(Linéarisation exacte)

III.7 Résultats de simulation :

La technique de réglage par retour d'état avec placement de pôles est utilisée après une linéarisation du modèle de la *MAS* par retour d'état statique et difféomorphisme permettant un découplage (séparation) des commandes de la vitesse et du flux selon l'axe d .

Nous simulons un échelon de vitesse de 100 rd/s et un échelon de flux de 0.7 Wb . Le réglage du flux est assuré par la commande v_f où nous imposons trois paires de pôles ($p_1 = -\rho_1$, $p_2 = -\rho_1 + \rho_1 j$ et $p_3 = -\rho_1 - \rho_1 j$) avec $\rho_1 = 85$ est la valeur réelle des trois pôles de la première boucle de réglage, tandis que pour le réglage de vitesse par le biais de la deuxième boucle nous imposons trois autres paires de pôles ($p_1 = -\rho_2$, $p_2 = -\rho_2 + \rho_2 j$ et $p_3 = -\rho_2 - \rho_2 j$) où $\rho_2 = 30$.

Les résultats de simulation montrent que la vitesse et le flux suivent bien leurs références respectives et que l'introduction d'une charge de 10 Nm est rapidement compensée. L'inversion du sens de rotation demande un surplus de courant, mais le pic de ce dernier reste acceptable. Les résultats de simulation laissent paraître une légère sensibilité du réglage du flux à une variation paramétrique (dynamique rapide) cette variation n'a aucune influence sur le réglage de vitesse (dynamique lente); pour y faire face, un autre choix des pôles imposés est possible.

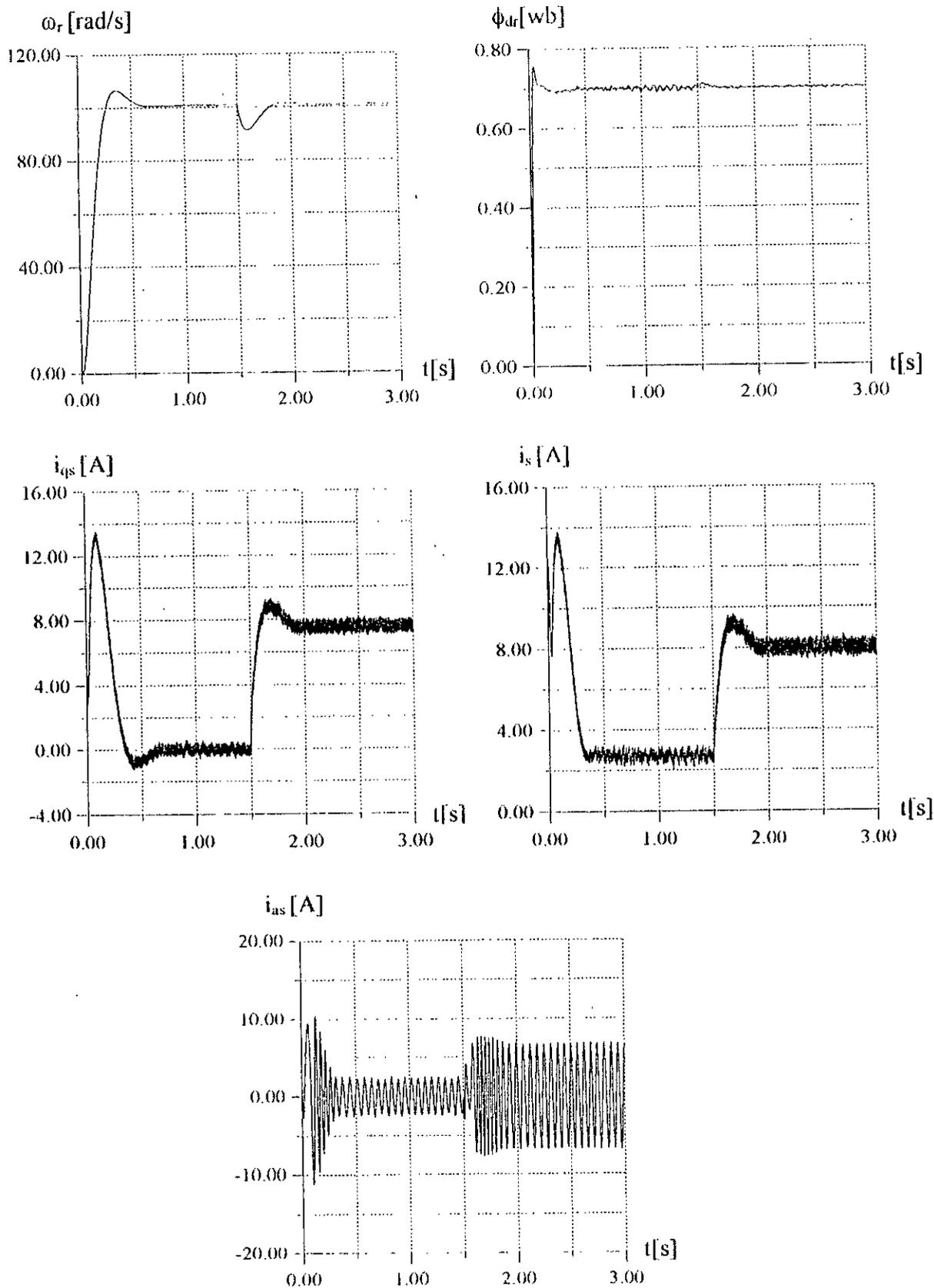


Fig.III.6 Simulation de la commande non linéaire avec réglage par retour d'état de la MAS lors d'une variation de charge (Linéarisation exacte)

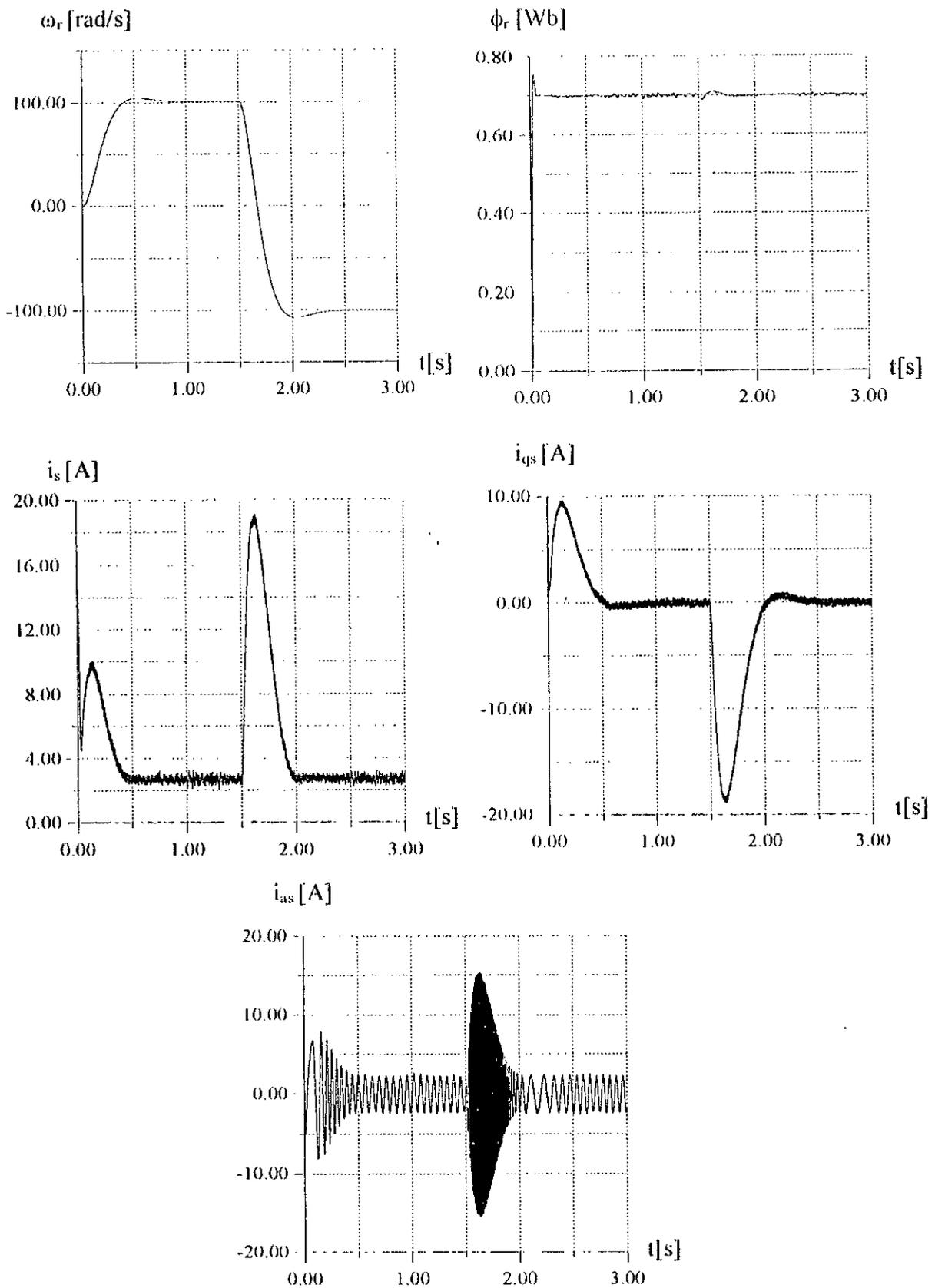


Fig.III.7 Simulation de la commande non linéaire avec réglage par retour d'état lors d'une inversion de vitesse (Linéarisation exacte).

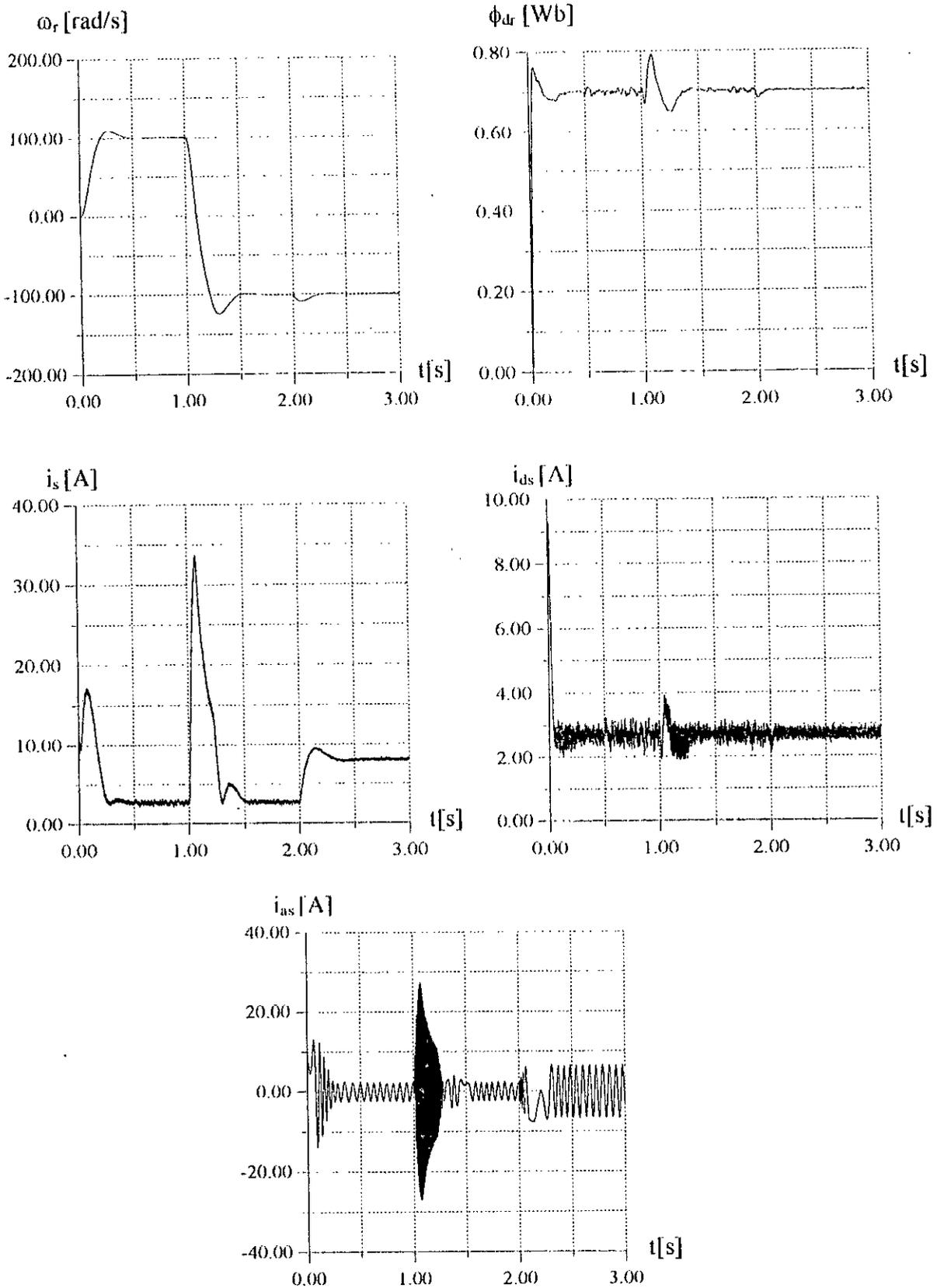


Fig.III.8 Effet d'une variation paramétrique sur la commande non linéaire avec réglage par retour d'état (Variation de 50% sur R_r).

III.8 Conclusion

L'application de la commande non linéaire sur un modèle de la machine asynchrone obtenu après orientation du flux rotorique suivant l'axe direct avec un choix judicieux des sorties nous a permis d'obtenir un modèle linéarisé exactement sous la forme canonique de Brunowsky composé par deux sous-systèmes linéaires et découplés bien adaptés pour un réglage par retour d'état qui a donné des résultats satisfaisants en ce qui concerne la poursuite des références de réglage ou le rejet de perturbations mais qui n'est pas très robuste vis à vis de grandes variations paramétriques. Le choix des pôles imposés est d'une grande importance dans ce type de réglage.

Chapitre IV

Commande non linéaire avec réglage par mode de glissement de la machine asynchrone

IV.1 Introduction.

Nous avons présenté deux types de réglage (réglage classique et réglage par retour d'état) appliqués au modèle linéarisé et découplé de la *MAS* via un retour d'état statique et difféomorphisme (commande non linéaire). Dans cette section, nous allons présenter une troisième technique de réglage, à savoir le réglage par mode de glissement qui est un mode de fonctionnement particulier des systèmes à structures variables (*SSV*). Ce réglage provoque directement la commutation permanente des organes de commandes sans qu'il faille utiliser un dispositif de contrôle particulier; avec ce type de réglage l'organe de commande possède un comportement discontinu par commutation (action à deux positions).

Le réglage par mode de glissement se prête bien au réglage, non seulement des systèmes monovariables, mais aussi des systèmes multivariables et au réglage adaptatif.

IV.2 Avantages du réglage par mode de glissement

Comme nous avons présenté les avantages du réglage par retour d'état; le réglage par mode de glissement présente certains avantages par rapport à ce réglage et à d'autres types de réglages soit analogiques soit digitaux :

1. Le réglage par mode de glissement permet d'utiliser le mieux possible la rapidité des organes de commande à structure variable [BUHLER 88], [BUHLER 86].

- Le réglage par mode de glissement est robuste, c'est à dire les variations paramétriques du système à régler n'ont pas d'influence sur le comportement dynamique.

A noter que l'organe de commande ayant une constante de temps T_{cm} sera trop sollicité par les à-coups dus aux commutations continues, ce qui présente un désavantage du réglage par mode de glissement.

IV.3 Systèmes de réglage à structure variable

Dans ces types de réglages on distingue deux configurations de base différentes; la première configuration change la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable, tandis que la deuxième change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande [BUHLER 86].

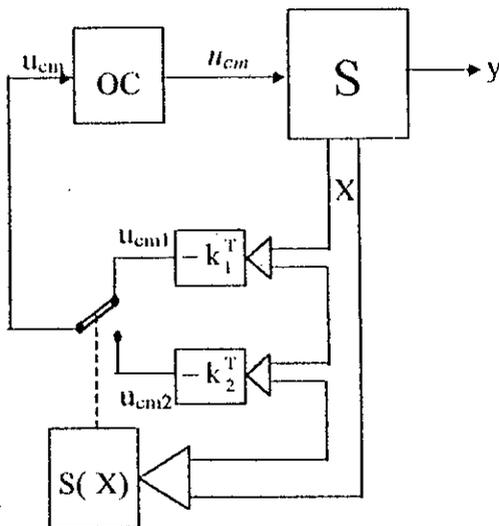


Fig. IV.1.a Système de réglage avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état.

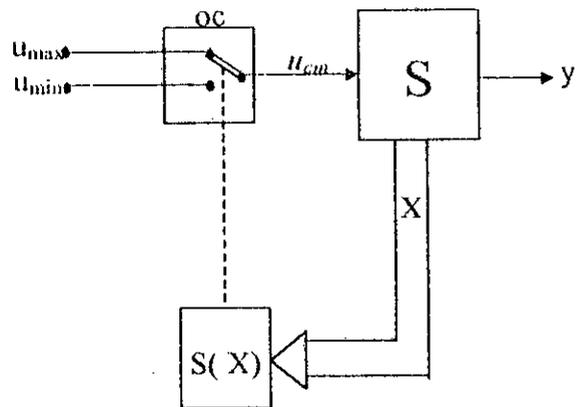


Fig. IV.1.b Système de réglage avec changement de la structure par commutation au niveau de l'OC.

La figure IV.1.a présente la première configuration où la commutation est conditionnée par :

$$\begin{aligned}
 u_{cm} &= u_{cm1} = -k_1^T && \text{pour } S(X) > 0 \\
 u_{cm} &= u_{cm2} = -k_2^T && \text{pour } S(X) < 0
 \end{aligned}
 \tag{IV.1}$$

La figure IV.1.b présente la deuxième configuration où la commutation est conditionnée par :

$$\begin{aligned}
 u_{cm} &= u_{max} && \text{pour } S(X) > 0 \\
 u_{cm} &= u_{min} && \text{pour } S(X) < 0
 \end{aligned}
 \tag{IV.2}$$

Dans les deux cas de configuration, la commutation se fait à une fréquence très élevée (théoriquement infinie) ; dans ces conditions le système de réglage fonctionne en mode de glissement où le comportement dynamique est conditionné par :

$$S(X) = 0 \quad (IV.3)$$

Dans ce qui suit nous utilisons la deuxième configuration en nous basant sur un modèle avec loi de commutation par réaction d'état et régulateur intégrateur.

IV.4 Réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre réaction d'état

Nous proposons en analogie avec le réglage par contre réaction d'état une loi de commutation de la forme :

$$S(X_s) = -K_s^T \cdot X_s + k_w \cdot w \quad (IV.4)$$

où X_s est le vecteur d'état du système (S) à régler dont l'équation d'état est donnée par (III.1) ; w est la grandeur de consigne, K_s^T est un vecteur ligne ayant la même dimension que l'ordre n_s du système et contenant les coefficients de la contre réaction d'état et k_w est le coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

La figure (IV.2) représente schématiquement la configuration du réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre réaction d'état.

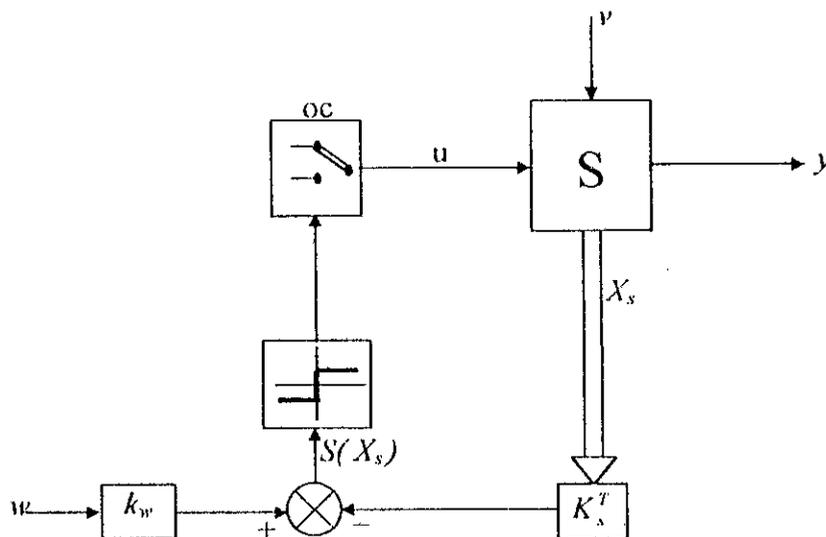


Figure IV.2 Réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre réaction d'état

La loi de commutation $S(X_s)$ se compose d'une contre réaction d'état provenant du vecteur d'état X_s et d'une intervention directe de la grandeur de consigne w .

IV.5 Réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur

On superpose un régulateur intégrateur à la configuration de la figure IV.2 afin d'annuler l'écart de réglage en régime stationnaire; le régulateur intégrateur est influencé par la différence entre la grandeur de consigne w et la grandeur à régler. Le régulateur intégrateur introduit une nouvelle variable d'état x_R introduite dans la loi de commande par l'intermédiaire du coefficient k_R selon la figure IV.3 :

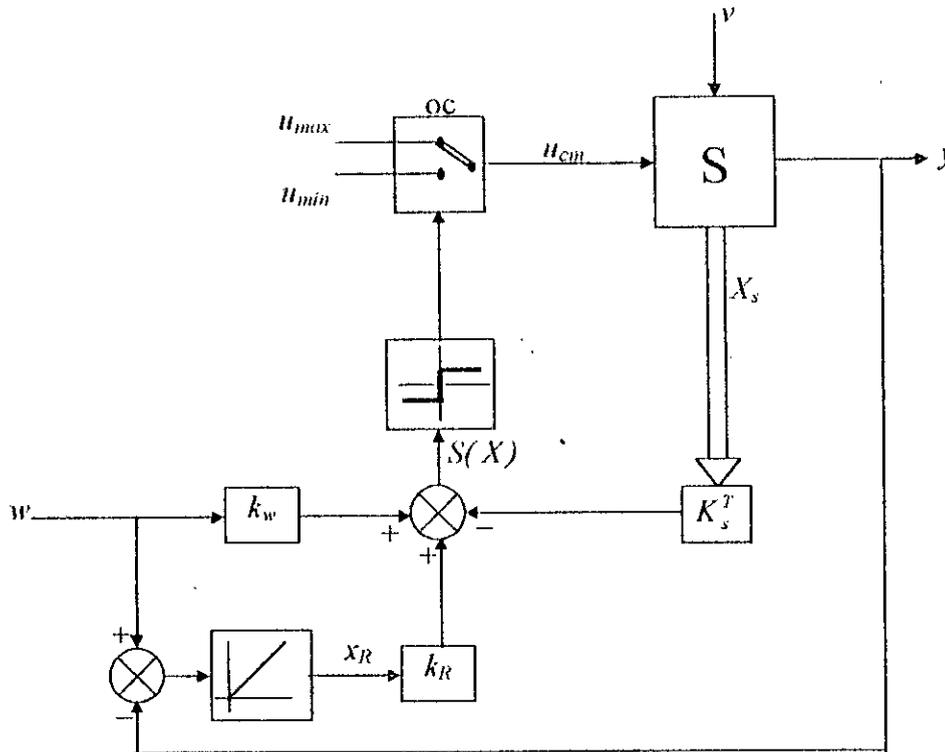


Fig.IV.3 Réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre réaction d'état et régulateur intégrateur.

Dans ces conditions la loi de commutation prend la forme suivante :

$$S(X_s, x_R) = -K_s^T \cdot X_s + k_R \cdot x_R + k_w \cdot w \tag{IV.5}$$

IV.5.1 Equation d'état du système global

En considérant le système global, la loi de commutation est donnée par :

$$S(X) = -K^T \cdot X + k_w \cdot w \tag{IV.6}$$

où X est le vecteur d'état du système global de dimension $n_s + 1$ et donné par : $X = \begin{bmatrix} X_s \\ x_R \end{bmatrix}$

Et le vecteur de la contre réaction d'état $K^T = [K_s^T \quad -k_R]$. Le régulateur est décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\dot{x}_R = \frac{1}{T_i}(w - y) = \frac{1}{T_i}(w - C^T \cdot X) \quad (IV.7)$$

où T_i est la constante d'intégration du régulateur intégrateur et $C^T = [C_s^T \quad 0]$; et par conséquent l'équation d'état du système global ouvert prend la forme suivante :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot u + B_v \cdot v + B_w \cdot w \quad (IV.8)$$

avec :

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_i}C_s^T & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} B_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_v = \begin{bmatrix} B_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}$$

Pour la grandeur de commande la relation (IV.2) est toujours valable à condition d'utiliser la loi de commutation donnée par (IV.6).

IV.5.2 Grandeur de commande équivalente

Lorsque le système de réglage fonctionne en mode de glissement, la grandeur de commande u commute continûment et rapidement entre deux valeurs u_{max} et u_{min} avec fréquence de commutation infiniment grande et par conséquent la loi de commutation $S(X)$ prend en tout temps la valeur nulle :

$$S(X) = 0 \quad (IV.9)$$

Cette condition implique que la dérivée de la loi commutation par rapport au temps s'annule aussi :

$$\dot{S}(X) = -K^T \cdot \dot{X} + k_w \cdot \dot{w}$$

$$\dot{S}(X) = -K^T (A \cdot X + B \cdot u + B_v \cdot v + B_w \cdot w) + k_w \cdot \dot{w}$$

$$\dot{S}(X) = 0 \Rightarrow -K^T (A \cdot X + B \cdot u + B_v \cdot v + B_w \cdot w) + k_w \cdot \dot{w} = 0 \quad (IV.10)$$

En posant $u = u_{eq}$ dans (IV.10), on tire la grandeur de commande équivalente :

$$u_{ge} = -\frac{1}{K^T \cdot B} K^T (A \cdot X + B_v \cdot v + B_w \cdot w) + \frac{1}{K^T \cdot B} \cdot k_w \cdot \dot{w} \quad (IV.11)$$

Une première condition pour l'existence du mode de glissement est donnée par :

$$K^T \cdot B \neq 0 \quad (IV.12)$$

Cette première condition est posée afin que u_{eq} prend une valeur finie. On peut donner une interprétation à la grandeur de commande équivalente comme étant la valeur moyenne que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre u_{max} et u_{min} , ce qui nous fait aboutir à la deuxième condition pour l'existence du mode de glissement [BUHLER 86], [BENAMOR 96] :

$$u_{min} < u_{eq} < u_{max} \quad (IV.13)$$

La condition (IV.13) est représentée schématiquement par la figure (IV.4) :

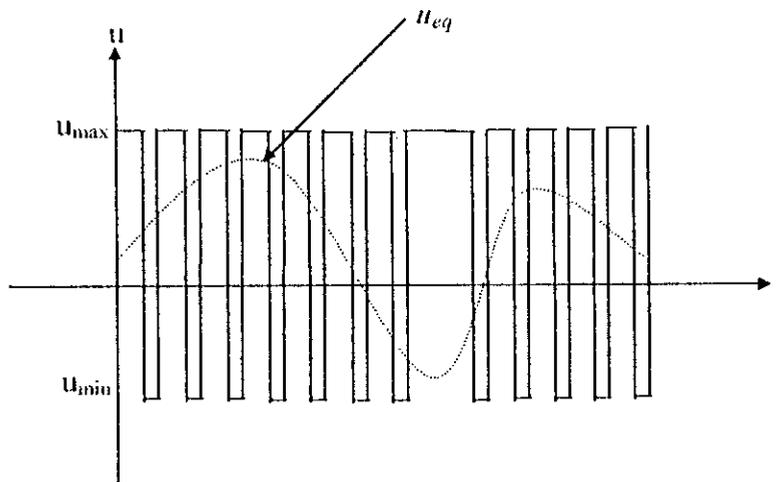


Fig.IV.4 Grandeur de commande équivalente

IV.5.3. Equation d'état en mode de glissement

En introduisant la grandeur de commande équivalente u_{eq} donnée par (IV.11) dans l'équation d'état du système global (IV.8) nous obtenons l'équation d'état en mode de glissement :

$$\dot{X} = A^* \cdot X + B_v^* \cdot v + B_w^* \cdot w + B_{\dot{w}}^* \cdot \dot{w} \quad (IV.14)$$

où :

$$A^* = \left(1 - \frac{1}{K^T B} \cdot B K^T\right) \cdot A \quad (IV.15)$$

$$B_v^* = \left(1 - \frac{1}{K^T B} \cdot B K^T\right) \cdot B_v \quad (IV.16)$$

$$B_w^* = \left(1 - \frac{1}{K^T B} \cdot B K^T\right) \cdot B_w \quad (IV.17)$$

$$B_w^* = \frac{1}{K^T \cdot B} B \quad (IV.18)$$

IV.5.4 Synthèse de la loi de commutation

La loi de commutation est donnée par (IV.6) dont la détermination des coefficients de la contre réaction d'état K^T et le coefficient k_w de l'intervention directe de la consigne peut être faite par plusieurs méthodes, entre autre la méthode de *Lyapunov* ou le principe d'optimisation de *Pontryagin*, [BUHLER 86]; nous optons pour la méthode d'imposition des pôles dont le principe est explicité au chapitre précédent et en [BUHLER 88].

Il s'agit de déterminer le vecteur de la contre réaction d'état K^T afin que la matrice A^* de l'équation d'état en mode de glissement prenne des valeurs propres égales aux n pôles imposés; pour cela il est judicieux de faire appel à une forme qui permette d'établir des relations simples; c'est la *forme canonique de réglage* qui se prête bien à ce but [BUHLER 86].

IV.5.4.1 Forme canonique de réglage

Cette forme est obtenue par la transformation linéaire :

$$X_r = T \cdot X \quad (IV.19)$$

où T est la matrice de transformation dont la grandeur de commande équivalent et les pôles restent invariants [BUHLER 86]. La matrice A et le vecteur B du système à régler sont donnés par :

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & a_{n-1} \end{bmatrix}; \quad B_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (IV.20)$$

L'indice r indique qu'il s'agit de la forme canonique de réglage.

IV.5.4.2 Détermination du vecteur de la contre réaction d'état

Dans cette section nous allons déterminer le vecteur de la contre réaction d'état relatif à la forme canonique de réglage où la matrice d'évolution en mode de glissement prend la forme :

$$A_r^* = \left(1 - \frac{1}{K_r^T \cdot B_r} B_r \cdot K_r^T\right) A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & -\frac{k_{r1}}{k_m} & -\frac{k_{r2}}{k_m} & \dots & -\frac{k_{rn-1}}{k_m} \end{bmatrix} \quad (IV.21)$$

où $K_r^T = [k_{r1} \quad k_{r2} \quad \dots \quad k_{rn}]$ est le vecteur de la contre réaction d'état de la forme canonique de réglage. La matrice A_r^* est singulière et elle se trouve sous la forme canonique de réglage.

D'autre part A_r^* peut prendre une autre expression se basant sur les coefficients α_i du polynôme caractéristique :

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \quad (IV.22)$$

Les coefficients α_i sont donnés par le théorème de Viète en fonction des pôles imposés par :

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n \\ &\vdots \\ \alpha_{n-1} &= -(p_1 + p_2 + \dots + p_n) \end{aligned} \quad (IV.23)$$

Par identification des expressions de A_r^* on aboutit à la relation donnant les coefficients k_{ri} en fonction des pôles imposés :

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= 0 \\ k_{ri} &= \alpha_i k_m; \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \end{aligned} \quad (IV.24)$$

où le coefficient k_{rn} peut être choisi librement et la condition $\alpha_0 = 0$ implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine, par suite le vecteur de la contre réaction d'état K^T du système original est donné en fonction de celui de la forme canonique de réglage K_r^T selon la relation :

$$K^T = K_r^T \cdot T \quad (IV.25)$$

La matrice de transformation T vérifie les conditions :

$$\begin{aligned} A_r^T &= T \cdot A \\ B_r &= T \cdot B \end{aligned} \tag{IV.26}$$

En décomposant T en ses lignes selon :

$$T = \begin{bmatrix} l_1^T \\ l_2^T \\ l_3^T \\ \vdots \\ l_n^T \end{bmatrix} \tag{IV.27}$$

On peut déterminer T ligne par ligne selon [BUHLER 86] :

$$\begin{aligned} l_2^T &= l_1^T \cdot A \\ l_3^T &= l_1^T \cdot A^2 \\ &\vdots \\ l_n^T &= l_1^T \cdot A^{n-1} \end{aligned} \tag{IV.28}$$

où :

$$l_1^T = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad 1] \cdot Q_c^{-1} \tag{IV.29}$$

Avec Q_c est la matrice de commandabilité du système original; en remplaçant dans (IV.27) on aboutit à la matrice de transformation T comme suit :

$$T = \begin{bmatrix} l_1^T \\ l_1^T \cdot A \\ \vdots \\ l_1^T \cdot A^{n-1} \end{bmatrix} \tag{IV.30}$$

En remplaçant T dans (IV.25) nous aboutissons au vecteur de la contre réaction d'état du système original sous l'expression suivante :

$$K^T = k_m \cdot (\alpha_1 l_1^T + \alpha_2 l_1^T A + \dots + \alpha_{n-1} l_1^T A^{n-2} + l_1^T A^{n-1}) \tag{IV.31}$$

IV.5.4.3 Détermination du coefficient de l'intervention directe de la consigne k_w

Pour la détermination de k_w on distingue le cas sans et avec régulateur intégrateur; dans le premier cas le coefficient k_w dépendra des paramètres du système à régler [BUHLER 86], si ces derniers varient il faut adapter k_w si non la grandeur à régler en régime stationnaire y^s serait différente de la grandeur de consigne w^s ; dans le deuxième cas (avec régulateur intégrateur) la grandeur à régler y^s est en régime stationnaire égale à la grandeur de consigne indépendamment de la grandeur de perturbation et des paramètres du système à régler [BUHLER 86]. Cependant

le coefficient k_w n'a aucune influence sur le régime stationnaire. Par contre le coefficient k_w intervient en mode de glissement pour une grandeur de consigne variable [BUHLER 86].

IV.6 Application sur la commande non linéaire de la MAS

Nous avons présenté au chapitre précédent l'application d'un réglage par contre réaction d'état sur un modèle linéarisé et découplé de la MAS via un retour d'état statique et difféomorphisme. Dans cette section nous allons présenter l'application du réglage par mode de glissement sur le même modèle.

IV.6.1 Modèle linéarisé de la machine asynchrone

Nous allons reprendre le modèle de la MAS donné par III.25 et représenté schématiquement par la figure III.2 :

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= A \cdot Z + B \cdot V \\ Y &= C \cdot Z \end{aligned} \tag{IV.32}$$

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

IV.6.2 Commande non linéaire avec réglage par mode de glissement

Afin de déterminer les commandes v_1 et v_2 du système linéarisé et découplé de la MAS, nous appliquons un réglage par mode de glissement.

IV.6.2.1 Détermination de v_1

La commande v_1 du premier sous système est donnée en fonction de la première loi de commutation $S_1(Z_1)$ comme suit :

$$\begin{aligned} v_1 &= v_{1max} && \text{pour } S_1(Z_1) > 0 \\ v_1 &= v_{1min} && \text{pour } S_1(Z_1) < 0 \end{aligned} \tag{IV.33}$$

Nous allons déterminer la première loi de commutation $S_1(Z_1)$ pour le premier sous-système donné par son équation d'état sous la forme :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{x}_{R1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_n} & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ x_{R1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot v_1 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_n} \end{bmatrix} \cdot \phi_{dref} \tag{IV.34}$$

D'après l'équation d'état en mode de glissement (IV.14), la matrice d'état en mode de glissement du premier sous-système est donnée par :

$$A_1^* = \left(I - \frac{I}{K_1^T B_1} \cdot B_1 K_1^T \right) \cdot A_1 \quad (\text{IV.35})$$

avec :

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_{ii}} & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad K_1^T = [k_1 \quad k_2 \quad k_{kl}]$$

Nous avons :

$$\left(I - \frac{I}{K_1^T B_1} \cdot B_1 K_1^T \right) = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{k_1}{k_2} & 0 & \frac{k_{kl}}{k_2} \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Par suite :

$$A_1^* = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ -\frac{k_{kl}}{k_2 T_{ii}} & -\frac{k_1}{k_2} & 0 \\ -\frac{1}{T_{ii}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{IV.36})$$

Nous remarquons bien que A_1^* est singulière d'où la nécessité d'imposer un pôle à l'origine. Par suite le polynôme caractéristique $p_c(s) = \det [s \cdot I - A_1^*]$ est donné par :

$$p_c(s) = \det \left(\begin{bmatrix} s-1 & -1 & 0 \\ \frac{k_{kl}}{k_2 T_{ii}} & s + \frac{k_1}{k_2} & 0 \\ \frac{1}{T_{ii}} & 0 & s \end{bmatrix} \right)$$

Après quoi $p_c(s)$ est donné en fonction des coefficients de la contre réaction d'état comme suit :

$$p_c(s) = s^3 + \left(\frac{k_1}{k_2} - 1 \right) \cdot s^2 + \frac{1}{k_2} \left(\frac{k_{kl}}{T_{ii}} - k_1 \right) \cdot s \quad (\text{IV.37})$$

D'autre part le polynôme des pôles imposés prend la forme :

$$p_m(s) = s^3 + 2\rho_1 \cdot s^2 + 2\rho_1^2 \cdot s \tag{IV.38}$$

où ρ_1 est la valeur réelle des pôles imposés :

$$\begin{aligned} \rho_1 &= 0 \\ \rho_2 &= -\rho_1 + \rho_1 j \\ \rho_3 &= -\rho_1 - \rho_1 j \end{aligned} \tag{IV.39}$$

L'identification des deux polynômes $p_m(s)$ et $p_e(s)$ nous fait aboutir au système suivant, avec trois inconnus et deux équations :

$$\begin{aligned} k_1 &= (2\rho_1 + 1) \cdot k_2 \\ k_{R1} &= (2\rho_1^2 + 2\rho_1 T_{ii} + T_{ii}) \cdot k_2 \end{aligned} \tag{IV.40}$$

Dans ce système le coefficient k_2 peut être choisi librement permettant ainsi la détermination des coefficients de la contre réaction d'état. En ce qui concerne le coefficient de l'intervention directe du flux de consigne k_w il peut être choisi nul puisqu'il n'a aucune influence en régime stationnaire [BUHLER 86].

Enfin la loi de commutation $S_1(Z_1)$ prend la forme suivante :

$$S_1(Z_1) = -k_1 z_1 - k_2 z_2 + k_{R1} (\phi_{dref} - z_1) + k_w \phi_{dref} \tag{IV.41}$$

L'application de la commande v_l donnée par (IV.33) sur le premier sous système linéarisé et découplé est schématisée par la figure (IV.5) :

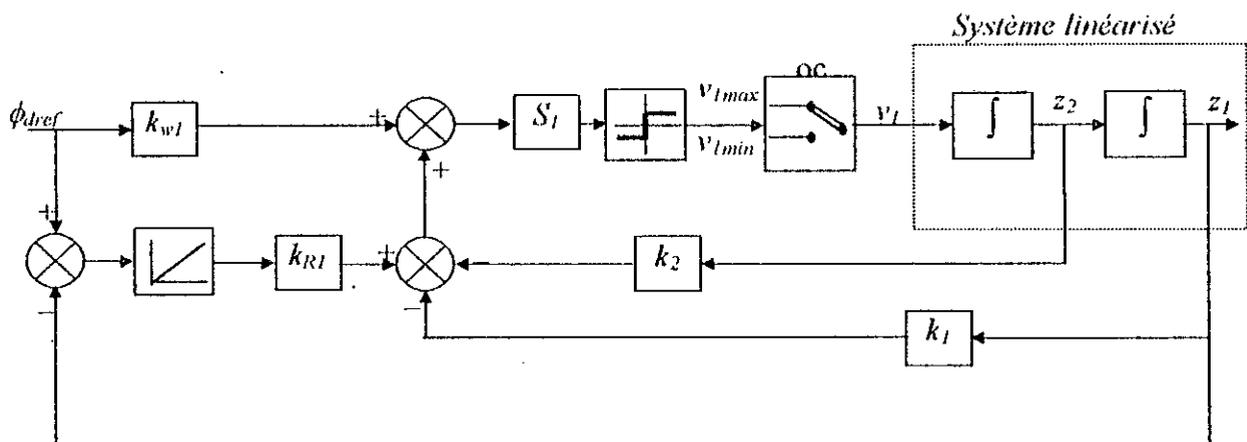


Fig.IV.5 réglage de flux par mode de glissement

IV.6.2.2 Détermination de v_2

La commande v_2 peut être déterminée en fonction de la loi de commutation $S_2(Z_2)$ du deuxième sous système linéarisé comme suit :

$$\begin{aligned} v_2 &= v_{2max} && \text{pour } S_2(Z_2) > 0 \\ v_2 &= v_{2min} && \text{pour } S_2(Z_2) < 0 \end{aligned} \tag{IV.42}$$

La loi de commutation $S_2(Z_2)$ est déterminée de la même manière que $S_1(Z_1)$ en utilisant l'équation d'état du deuxième sous système :

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_3 \\ \dot{z}_4 \\ \dot{x}_{R2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_{i2}} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_3 \\ z_4 \\ x_{R2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} v_2 + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_{i2}} \end{bmatrix} \omega_{ref} \tag{IV.43}$$

Nous aboutissons à la loi de commutation $S_2(Z_2)$ sous la forme :

$$S_2(Z_2) = -k_3 z_3 - k_4 z_4 + k_{R2} (\omega_{ref} - z_3) + k_{w2} \omega_{ref} \tag{IV.44}$$

où :

$$\begin{aligned} k_3 &= (2\rho_2 + 1) \cdot k_4 \\ k_{R2} &= (2\rho_2^2 + 2\rho_2 T_{i2} + T_{i2}) \cdot k_4 \end{aligned} \tag{IV.45}$$

Le coefficient k_4 peut être choisi librement tandis que k_{w2} n'a aucune influence en régime stationnaire. Le réglage de vitesse par mode de glissement est représenté par la figure (IV.6) :

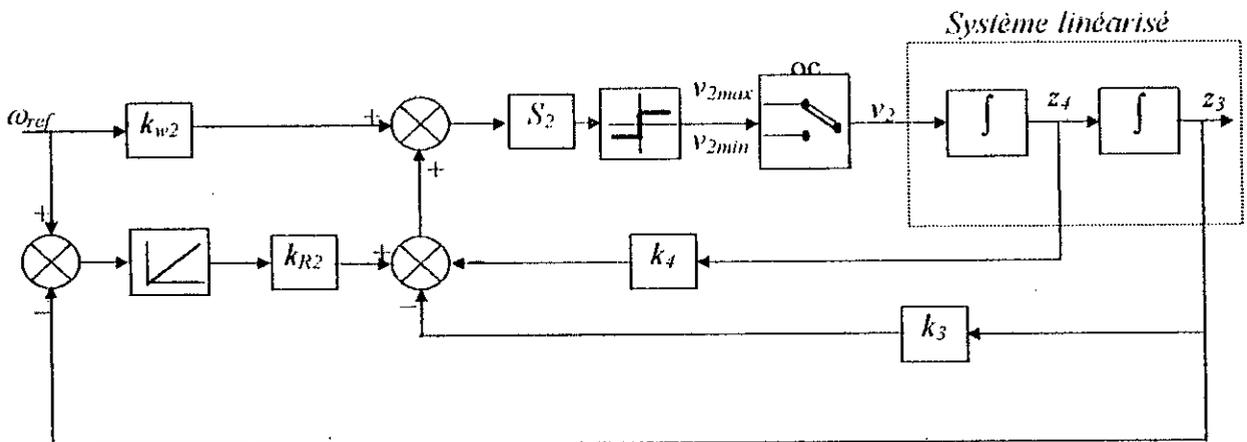


Fig.IV.6 Réglage de vitesse par mode de glissement

La figure IV.7 représente schématiquement la commande non linéaire avec réglage de flux et de vitesse par mode de glissement :

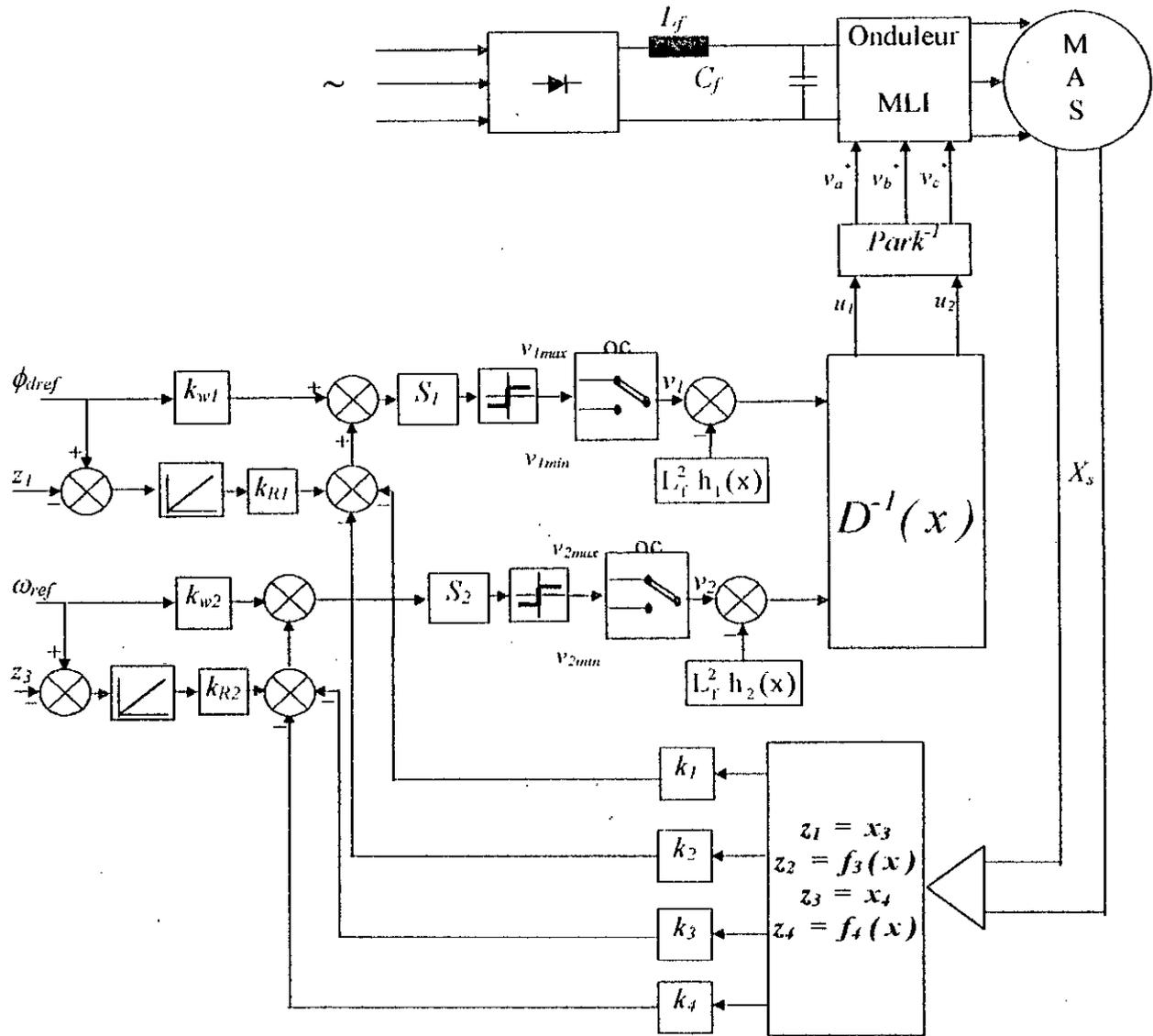


Fig.IV.7 commande non linéaire avec réglage par mode de glissement de la MAS.

VI.7 Résultats de simulation

En utilisant un modèle linéarisé de la MAS via une commande non linéaire, nous appliquons la technique du réglage par mode de glissement pour le réglage de vitesse et de la composante directe du flux rotorique.

Les résultats de simulation montrent l'évolution des grandeurs d'état sous différentes contraintes. Nous simulons un échelon de vitesse de 100 rad/s et un échelon de flux de 0.7 Wb en introduisant une perturbation de couple résistant de 10 Nm à $t = 1.5 \text{ s}$ et une inversion du sens de rotation.

Les deux lois de commutation S_1 et S_2 prennent des valeurs sensiblement nulles (zéros positifs et négatifs) ce qui caractérise le fonctionnement en mode de glissement du système de réglage (voir figure IV.8), par suite les deux commandes v_1 et v_2 fournies par l'organe de commande, prennent soit des valeurs maximales (v_{1max} , v_{2max}) soit des valeurs minimales (v_{1min} , v_{2min}) suivant le signe de S_1 pour v_1 et de S_2 pour v_2 .

L'évolution des grandeurs d'état montrent une très bonne poursuite des références par les grandeurs à régler et une meilleur robustesse vis-à-vis des perturbations et des variations paramétriques.

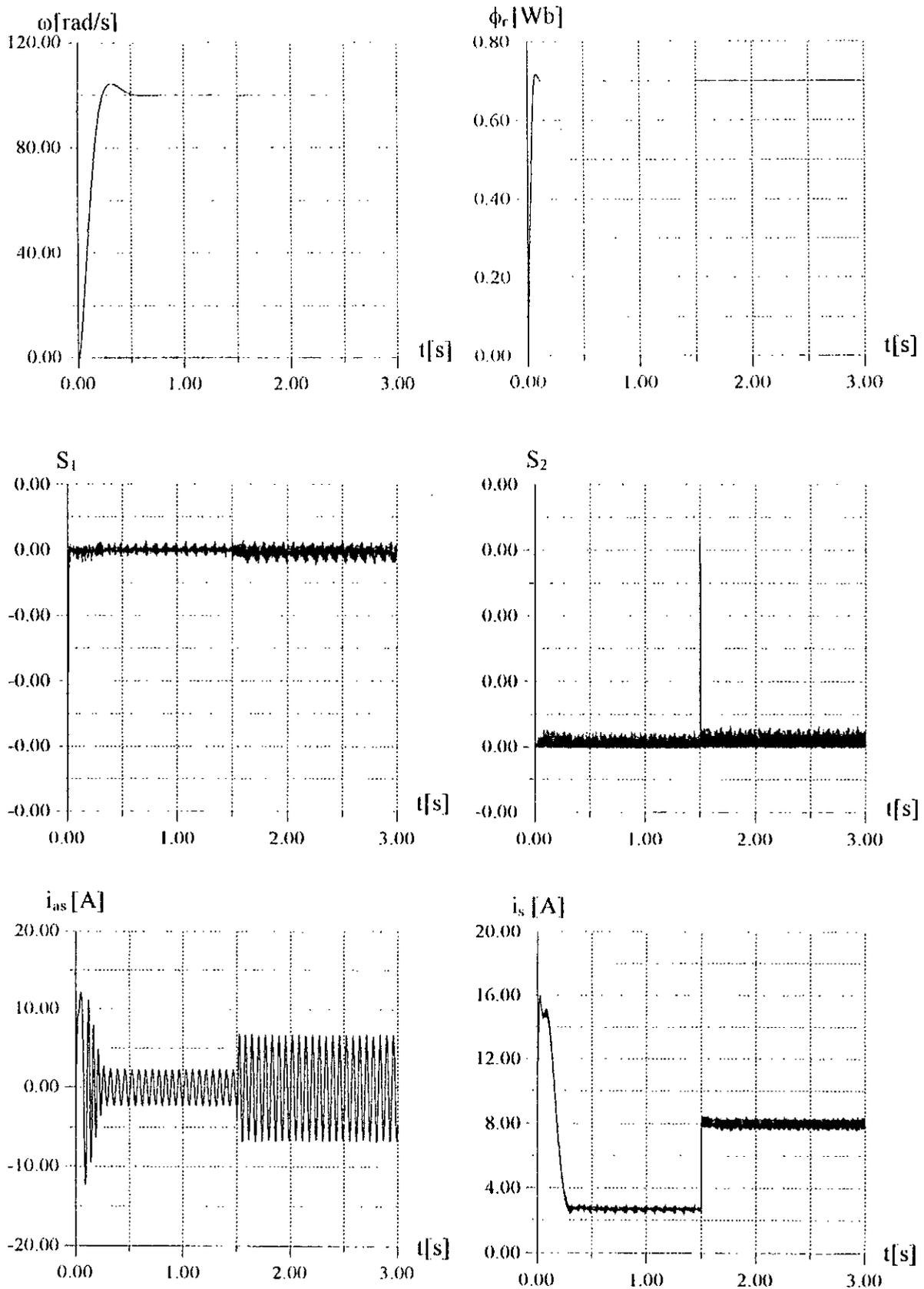


Fig. IV.8 Simulation de la commande non linéaire avec réglage par mode de glissement lors d'une variation de charge (Linéarisation exacte)

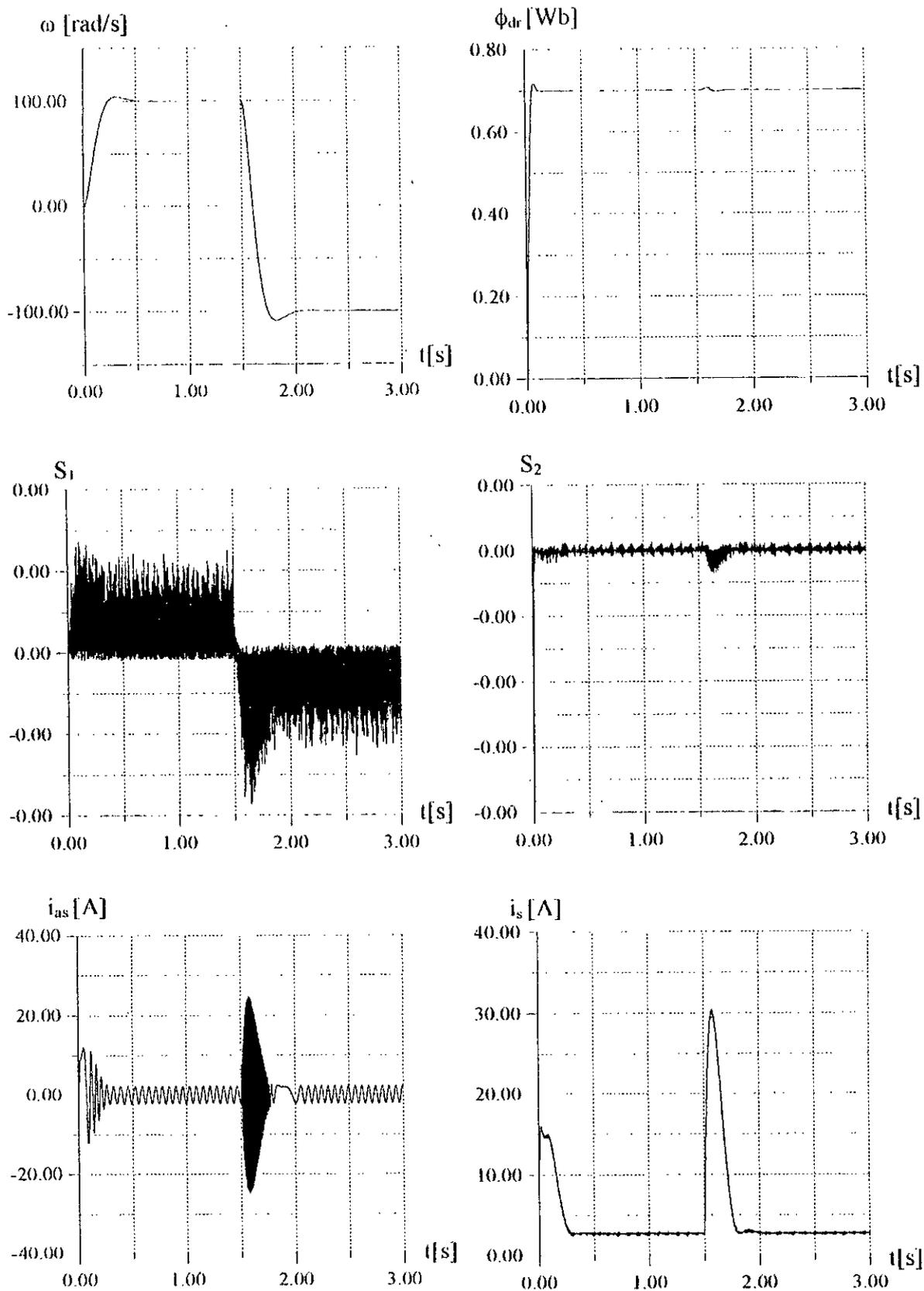


Fig.IV.9 Simulation de la commande non linéaire avec réglage par mode de glissement lors d'une inversion de vitesse et variation de charge : Linéarisation exacte.

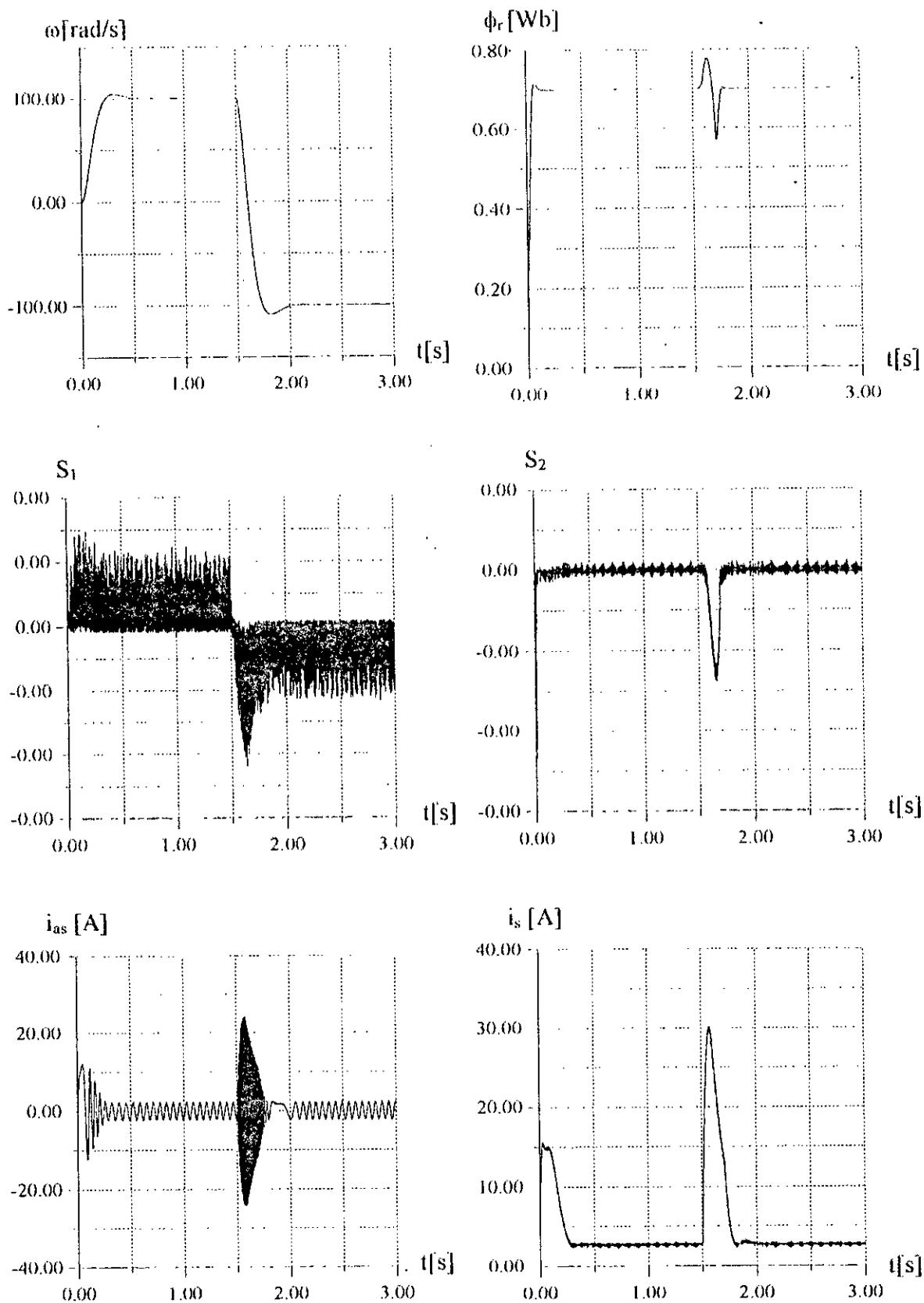


Fig. IV.10 Simulation de l'effet d'une variation paramétrique sur la commande non linéaire avec réglage par mode de glissement : Linéarisation exacte

IV.8 conclusion

Nous avons appliqué un réglage par mode de glissement avec loi de commutation par retour d'état et régulateur intégrateur sur un modèle exactement linéarisé.

Dans une première étape nous avons linéarisé exactement le modèle de la machine asynchrone via un retour d'état et difféomorphisme où nous avons aboutit à deux sous systèmes linéaires et découplés; ensuite nous avons déterminé les deux lois de commutation par retour d'état en utilisant le principe d'imposition des pôles.

Ce type de réglage a donné des résultats très satisfaisants en ce qui concerne le rejet de perturbations et la robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

Chapitre V

Commande non linéaire avec observation de l'état.

V.1 Introduction.

L'inaccessibilité de l'état posait toujours un problème pour la mesure des grandeurs de la machine, les commandes classiques utilisaient des capteurs à effet hall placés au niveau de l'entrefer pour mesurer le flux rotorique et une génératrice tachimétrique pour mesurer la vitesse. Ces méthodes directes de mesure présentent plusieurs inconvénients : leur coût très élevé, leur fiabilité très limitée et elles fragilisent la construction en milieu sévère ainsi que l'encombrement de l'installation mécanique.

Avec le développement des calculateurs numériques, ces méthodes directes de mesure sont remplacées avec succès par des observateurs qui transforment des signaux concernant des paramètres mesurables (courants, tensions) en informations concernant d'autres variables non accessibles (flux, vitesse).

Ces observateurs utilisent comme point de départ les équations d'état de la machine, et afin de réduire la sensibilité aux bruits de mesures et aux variations paramétriques, on introduit des gains qui sont des termes correcteurs.

Diverses approches peuvent être utilisées. Suivant le nombre de variables à observer, on distingue des observateurs d'ordre réduit estimant uniquement une partie de l'état (les deux composantes du flux rotoriques) et des observateurs d'ordre complet estimant toutes les composantes du vecteur d'état.

V.2 Observateur d'ordre réduit de Luenberger [ORLOWSKA-KOWALSKA 88]

Pour le développement de ce type d'observateurs, on utilise un modèle de la machine linéaire dans les états électromagnétiques (la vitesse mécanique varie lentement par rapport aux grandeurs électromagnétiques); les deux composantes du courant statorique sont mesurables; on peut les considérer comme des sorties du modèle :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A(\Omega)x + B \cdot u \\ y &= C \cdot x \end{aligned} \tag{V.1}$$

avec :

$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ \phi_{\alpha r} \\ \phi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\gamma & 0 & \frac{k}{T_r} & p\Omega k \\ 0 & -\gamma & -p\Omega k & \frac{k}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & \frac{-1}{T_r} & -p\Omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & p\Omega & \frac{-1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

On peut construire un observateur de type Luenberger de la forme :

$$\dot{\hat{z}} = F \cdot \hat{z} + H \cdot u + G \cdot y \tag{V.2}$$

avec

$$z = T \cdot x \tag{V.3}$$

x est le vecteur d'état initial.

Pour l'observation des états $x_3 = \phi_{\alpha r}$ et $x_4 = \phi_{\beta r}$, nous utilisons un observateur de la forme donnée par (V.2) où G représente le gain de l'observateur. Pour déterminer le gain G calculons l'équation de l'erreur :

$$e = \hat{z} - T \cdot x \quad (\text{V.4})$$

La dynamique de cette erreur est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e} &= \dot{\hat{z}} - T \cdot \dot{x} \\ &= F \cdot \hat{z} + H \cdot u + G \cdot y - T \cdot A \cdot x - T \cdot B \cdot u \\ &= F \cdot \hat{z} + H \cdot u + G \cdot C \cdot x - T \cdot A \cdot x - T \cdot B \cdot u \\ &= F \cdot (e + T \cdot x) + H \cdot u + G \cdot C \cdot x - T \cdot A \cdot x - T \cdot B \cdot u \\ &= F \cdot e + (F \cdot T - T \cdot A + G \cdot C) \cdot x + (H - T \cdot B) \cdot u \end{aligned} \quad (\text{V.5})$$

Afin d'avoir la forme :

$$\dot{e} = F \cdot e \quad (\text{V.6})$$

On doit vérifier les relations suivantes :

$$\begin{aligned} T \cdot A - F \cdot T &= G \cdot C \\ H &= T \cdot B \end{aligned} \quad (\text{V.7})$$

L'équation (V.6) représente la dynamique de l'erreur qui doit être stable, pour cela λ_1 et λ_2 doivent être négatifs, où :

$$F = \text{diag}(\lambda_1, \lambda_2) \quad (\text{V.8})$$

Dans ce cas les équations de l'observateur s'écrivent :

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= \lambda_1 z_1 + g_{11} y_1 + g_{12} y_2 + h_{11} u_1 + h_{12} u_2 \\ \dot{z}_2 &= \lambda_2 z_2 + g_{21} y_1 + g_{22} y_2 + h_{21} u_1 + h_{22} u_2 \end{aligned} \quad (\text{V.9})$$

La matrice est de la forme [ORLOWSKA-KOWALSKA 88] :

$$T = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} & 1 & 0 \\ t_{21} & t_{22} & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{V.10})$$

A partir de (V.7) on peut déterminer les composantes des matrices T , G , H comme suit :

$$\begin{aligned}
t_{11} &= \frac{\theta_r^2 + \lambda_1 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k \cdot (\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{12} &= \frac{-\lambda_1 p \Omega}{k \cdot (\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\
t_{21} &= \frac{\lambda_1 p \Omega}{k \cdot (\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} & t_{22} &= \frac{\theta_r^2 + \lambda_2 \theta_r + p^2 \Omega^2}{k \cdot (\theta_r^2 + p^2 \Omega^2)} \\
g_{11} &= -(\gamma + \lambda_1) \cdot t_{11} + L_m \theta_r & g_{12} &= -(\gamma + \lambda_2) t_{12} \\
g_{21} &= -(\gamma + \lambda_1) \cdot t_{21} & g_{22} &= -(\gamma + \lambda_2) t_{22} + L_m \theta_r
\end{aligned} \tag{V.11}$$

$$\begin{aligned}
h_{11} &= \frac{t_{11}}{\sigma L_s} & h_{12} &= \frac{t_{12}}{\sigma L_s} \\
h_{21} &= \frac{t_{21}}{\sigma L_s} & h_{22} &= \frac{t_{22}}{\sigma L_s}
\end{aligned}$$

A partir de l'équation $\hat{z} = T \cdot \hat{x}$, on obtient les états originaux x_3 et x_4 sous la forme :

$$\begin{aligned}
x_3 &= z_1 - t_{11} \cdot x_1 - t_{12} \cdot x_2 \\
x_4 &= z_2 - t_{21} \cdot x_1 - t_{22} \cdot x_2
\end{aligned} \tag{III.12}$$

V.3 Observateur d'ordre réduit de flux de Verghesse [VERGHESSE 88]

V.3.1 Modèle de l'observateur

En utilisant les deux équations rotorique et un terme correcteur pour minimiser la sensibilité aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, on peut construire un observateur de flux ayant le modèle suivant [VERGHESSE 88] :

$$\begin{aligned}
\dot{\hat{\phi}}_{ar} &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{ar} - p\Omega \cdot \hat{\phi}_{pr} + L_m \theta_r \cdot i_{as} + G \cdot (\hat{v}_{as} - v_{as}) \\
\dot{\hat{\phi}}_{pr} &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{pr} + p\Omega \cdot \hat{\phi}_{ar} + L_m \theta_r \cdot i_{ps} + G \cdot (\hat{v}_{ps} - v_{ps})
\end{aligned} \tag{V.13}$$

où

- $\hat{\phi}_{ar}, \hat{\phi}_{pr}$: Valeurs estimées du flux rotorique
- $v_{as}, v_{ps}, i_{as}, i_{ps}$: Composantes mesurables de tension et de courant
- $\hat{v}_{as}, \hat{v}_{ps}$: Tensions calculées à partir des équations statorique

$$\begin{aligned}\hat{v}_{\alpha s} &= \frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} + \sigma L_s \cdot \dot{i}_{\alpha s} + R_s \cdot i_{\alpha s} \\ \hat{v}_{\beta s} &= \frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} + \sigma L_s \cdot \dot{i}_{\beta s} + R_s \cdot i_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{V.14})$$

En remplaçant $\hat{v}_{\alpha s}$ et $v_{\beta s}$ par leurs expressions données par (V.14) dans (V.13) on obtient le système d'équations différentielles suivant :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \cdot \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r \cdot \dot{i}_{\alpha s} + G \cdot \left(\frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} + \sigma L_s \cdot \dot{i}_{\alpha s} + R_s \cdot i_{\alpha s} - v_{\alpha s} \right) \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{\beta r} + p\Omega \cdot \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r \cdot \dot{i}_{\beta s} + G \cdot \left(\frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} + \sigma L_s \cdot \dot{i}_{\beta s} + R_s \cdot i_{\beta s} - v_{\beta s} \right)\end{aligned}\quad (\text{V.15})$$

En regroupant tous les termes contenant des dérivées d'un seul coté on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned}\dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} - G \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} - G \cdot \sigma L_s \cdot \dot{i}_{\alpha s} &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \cdot \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r \cdot \dot{i}_{\beta s} + G \cdot R_s i_{\alpha s} - G \cdot v_{\alpha s} \\ \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} - G \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} - G \cdot \sigma L_s \cdot \dot{i}_{\beta s} &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{\beta r} + p\Omega \cdot \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r \cdot \dot{i}_{\beta s} + G \cdot R_s i_{\beta s} - G \cdot v_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{V.16})$$

Afin d'avoir des équations sous forme d'état, nous définissons deux nouvelles variables z_1 et z_2 comme suit :

$$\begin{aligned}z_1 &= \hat{\phi}_{\alpha r} \cdot \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) - G \cdot \sigma L_s i_{\alpha s} \\ z_2 &= \hat{\phi}_{\beta r} \cdot \left(1 - \frac{L_m}{L_r}\right) - G \cdot \sigma L_s i_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{V.17})$$

Avec ce changement de variable le système (V.16) devient :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{\alpha r} - p\Omega \cdot \hat{\phi}_{\beta r} + L_m \theta_r \cdot \dot{i}_{\alpha s} + G \cdot R_s \cdot i_{\alpha s} - G \cdot v_{\alpha s} \\ \dot{z}_2 &= -\theta_r \cdot \hat{\phi}_{\beta r} + p\Omega \cdot \hat{\phi}_{\alpha r} + L_m \theta_r \cdot \dot{i}_{\beta s} + G \cdot R_s \cdot i_{\beta s} - G \cdot v_{\beta s}\end{aligned}\quad (\text{V.18})$$

Après ces transformations mathématiques nous obtenons enfin les équations donnant les valeurs observées du flux rotorique comme suit :

$$\begin{aligned}\hat{\phi}_{\alpha r} &= \frac{1}{1 - \frac{G \cdot L_m}{L_r}} (z_1 + G \cdot \sigma L_s \cdot i_{\alpha s}) \\ \hat{\phi}_{\beta r} &= \frac{1}{1 - \frac{G \cdot L_m}{L_r}} (z_2 + G \cdot \sigma L_s \cdot i_{\beta s})\end{aligned}\tag{V.19}$$

où z_1 et z_2 sont données par deux équations d'état obtenues en remplaçant (V.19) dans (V.18) :

$$\begin{aligned}\dot{z}_1 &= \frac{1}{1 - G \cdot \frac{L_m}{L_r}} \cdot [-\theta_r (z_1 + G \sigma L_s i_{\alpha s}) - p \Omega (z_2 + G \sigma L_s i_{\alpha s})] + L_m \theta_r i_{\alpha s} + G \cdot (R_s i_{\alpha s} - v_{\alpha s}) \\ \dot{z}_2 &= \frac{1}{1 - G \cdot \frac{L_m}{L_r}} \cdot [-\theta_r (z_2 + G \sigma L_s i_{\beta s}) + p \Omega (z_1 + G \sigma L_s i_{\beta s})] + L_m \theta_r i_{\beta s} + G \cdot (R_s i_{\beta s} - v_{\beta s})\end{aligned}\tag{V.20}$$

V.3.2 Détermination du gain de l'observateur

Afin de déterminer le gain G de l'observateur de Verghesse nous calculons les équations d'erreurs données par la différence entre les grandeurs réelles (données par le modèle de la machine) et les grandeurs observées (données par les équations (V.19)).

Les erreurs d'observation sont données par :

$$\begin{aligned}e_{\alpha} &= \hat{\phi}_{\alpha r} - \phi_{\alpha r} \\ e_{\beta} &= \hat{\phi}_{\beta r} - \phi_{\beta r}\end{aligned}\tag{V.21}$$

La dynamique de l'erreur d'observation est donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{e}_{\alpha} &= \dot{\hat{\phi}}_{\alpha r} - \dot{\phi}_{\alpha r} \\ &= -\theta_r \cdot e_{\alpha} - p \Omega \cdot e_{\beta} + G \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{e}_{\alpha} \\ \dot{e}_{\beta} &= \dot{\hat{\phi}}_{\beta r} - \dot{\phi}_{\beta r} \\ &= -\theta_r \cdot e_{\beta} - p \Omega \cdot e_{\alpha} + G \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \dot{e}_{\beta}\end{aligned}\tag{V.22}$$

Le système (V.22) peut prendre la forme suivante :

$$\begin{aligned}\dot{e}_\alpha &= \frac{1}{1 - G \cdot \frac{L_m}{L_r}} (-\theta_r \cdot e_\alpha - p\Omega \cdot e_\alpha) \\ \dot{e}_\beta &= \frac{1}{1 - G \cdot \frac{L_m}{L_r}} (-\theta_r \cdot e_\beta - p\Omega \cdot e_\beta)\end{aligned}\tag{V.23}$$

Nous utilisons une fonction de Lyapunov pour étudier la stabilité de l'observateur :

$$V = e_\alpha^2 + e_\beta^2\tag{V.24}$$

Nous dérivons V pour obtenir :

$$\begin{aligned}\dot{V} &= 2e_\alpha \dot{e}_\alpha + 2e_\beta \dot{e}_\beta \\ &= \frac{-2\theta_r}{1 - G \cdot \frac{L_m}{L_r}} \cdot (e_\alpha^2 + e_\beta^2)\end{aligned}\tag{V.25}$$

Pour assurer la stabilité de l'observateur le gain G doit vérifier la condition suivante :

$$G < \frac{L_r}{L_m}\tag{V.26}$$

V.4 Observateur de flux et de courant par mode de glissement [BENCHAIB 96]

V.4.1 Introduction

Dans cette section nous développons un observateur d'état d'ordre complet pour des systèmes non linéaires en utilisant le mode de glissement; ce type d'observateur présente l'avantage d'être plus robuste que les autres types d'observateurs.

Les observateurs utilisant le mode de glissement ont été développés pour des systèmes linéaires de la forme :

$$\begin{aligned}\dot{X} &= A \cdot X + B \cdot u \\ y &= C \cdot X\end{aligned}\tag{V.27}$$

Et l'équation de l'observateur est donnée par :

$$\dot{\hat{X}} = A \cdot \hat{X} + B \cdot u + L \cdot \text{sign}(y - C \cdot \hat{X})\tag{V.28}$$

Ce type d'observateur est étendu pour des systèmes non linéaires.

V.4.2 Modèle de l'observateur

Le modèle de ce type d'observateur est une copie du modèle de la machine où nous ajoutons des termes correcteurs sous forme de gains :

Soit le vecteur d'état : $X = [x_1 \quad x_2 \quad x_3 \quad x_4]^T = [i_{as} \quad i_{\beta s} \quad \phi_{ar} \quad \phi_{\beta r}]^T$

Le modèle de l'observateur est donné par :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1 = -\gamma \cdot x_1 + \frac{k}{T_r} \cdot \hat{x}_3 + pkx_5 \cdot \hat{x}_4 + \alpha v_{as} + \wedge_1 \cdot I_s \\ \dot{\hat{x}}_2 = -\gamma \cdot x_2 + \frac{k}{T_r} \cdot \hat{x}_4 - pkx_5 \cdot \hat{x}_3 + \alpha v_{\beta s} + \wedge_2 \cdot I_s \\ \dot{\hat{x}}_3 = \frac{L_m}{T_R} \cdot x_1 + \frac{1}{T_r} \cdot \hat{x}_3 - p x_5 \cdot \hat{x}_4 + \wedge_3 \cdot I_s \\ \dot{\hat{x}}_4 = \frac{L_m}{T_R} \cdot x_2 - \frac{1}{T_r} \cdot \hat{x}_4 + p x_5 \cdot \hat{x}_3 + \wedge_4 \cdot I_s \end{cases} \quad (V.29)$$

où les gains de l'observateur sont donnés par :

$$\wedge_j = [\wedge_{j1} \quad \wedge_{j2}] \quad j = 1, 2, 3, 4$$

et le vecteur I_s est donné par :

$$I_s = \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix}$$

tel que S_1 et S_2 sont des surfaces de glissement données par :

$$S = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} = \Gamma \cdot \begin{bmatrix} x_1 - \hat{x}_1 \\ x_2 - \hat{x}_2 \end{bmatrix} \quad (V.30)$$

où Γ est une matrice 2×2 donnée par :

$$\Gamma = \frac{1}{\beta} \begin{bmatrix} \frac{k}{T_r} & -pk\omega \\ pk\omega & \frac{k}{T_r} \end{bmatrix}, \quad \text{avec : } \beta = \left(\frac{k}{T_r}\right)^2 + (pk\omega)^2$$

Pour déterminer les gains de l'observateur nous définissons tout d'abord les erreurs d'observation :

$$\begin{aligned} e_1 &= i_{sa} - \hat{i}_{sa} \\ e_2 &= i_{sb} - \hat{i}_{sb} \\ e_3 &= \phi_{ra} - \hat{\phi}_{ra} \\ e_4 &= \phi_{rb} - \hat{\phi}_{rb} \end{aligned} \quad (\text{V.31})$$

La dynamique de cette erreur est donnée par le système suivant :

$$\begin{aligned} \dot{e}_1 &= \frac{k}{T_r} \cdot e_3 + pk\omega \cdot e_4 - \wedge_1 \cdot I_s \\ \dot{e}_2 &= \frac{k}{T_r} \cdot e_4 - pk\omega \cdot e_3 - \wedge_2 \cdot I_s \\ \dot{e}_3 &= -\frac{1}{T_r} \cdot e_3 - pk\omega \cdot e_4 - \wedge_3 \cdot I_s \\ \dot{e}_4 &= -\frac{1}{T_r} \cdot e_4 + pk\omega \cdot e_3 - \wedge_4 \cdot I_s \end{aligned} \quad (\text{V.32})$$

V.4.3.1 Détermination de \wedge_1 et de \wedge_2

L'analyse de la stabilité des deux premières équations du système (V.32) par la théorie de Lyapunov permet de déterminer \wedge_1 et \wedge_2 .

Soit V la fonction de Lyapunov donnée par :

$$V = \frac{1}{2} S^T S \quad (\text{V.33})$$

Nous dérivons V pour obtenir :

$$\dot{V} = S^T \dot{S} = S^T \cdot (\Gamma \cdot J_s) \quad (\text{V.34})$$

avec :

$$J_s = \begin{bmatrix} \frac{k}{T_r} & pk\omega \\ -pk\omega & \frac{k}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \wedge_{11} & \wedge_{12} \\ \wedge_{21} & \wedge_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix}$$

Posons :

$$A_1 = \begin{bmatrix} \frac{k}{T_r} & \rho k \omega \\ -\rho k \omega & \frac{k}{T_r} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad \Lambda_1^2 = \begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix}$$

Et par conséquent la dérivée de la fonction de Lyapunov prend la forme suivante :

$$\dot{V} = S^T \Gamma A_1 \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - S^T \Gamma \Lambda_1^2 \cdot I_s \quad (\text{V.35})$$

La condition de stabilité $\dot{V} \leq 0$ impose :

$$S^T \Gamma A_1 \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \leq S^T \Gamma \Lambda_1^2 \cdot I_s \quad (\text{V.36})$$

Nous avons :

$$S^T \Gamma \Lambda_1^2 \cdot I_s = (S_1 \quad S_2) \cdot \Gamma \Lambda_1^2 \cdot \begin{bmatrix} \text{sign}(S_1) \\ \text{sign}(S_2) \end{bmatrix}$$

Posons :

$$S^T \Gamma \Lambda_1^2 \cdot I_s = \delta_1 \cdot |S_1| + \delta_2 \cdot |S_2| \quad (\text{V.37})$$

Ce qui conduit à la relation suivante :

$$\Gamma \cdot \Lambda_1^2 = \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \Lambda_1^2 = \Gamma^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.38})$$

Et nous aboutissons enfin à la relation donnant les gains Λ_1^2 comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Lambda_1^1 & \Lambda_1^2 \\ \Lambda_2^1 & \Lambda_2^2 \end{bmatrix} = \Gamma^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \quad (\text{V.39})$$

Les coefficients δ_1 et δ_2 sont données par la condition de stabilité :

$$\delta_1 \cdot |S_1| + \delta_2 \cdot |S_2| > S^T \Gamma \Lambda_1^2 I_s \quad (\text{V.40})$$

V.4.3.2 Détermination de Λ_3 et de Λ_4

Nous allons déterminer Λ_3 et Λ_4 de façon à avoir une stabilité exponentielle de e_3 et e_4 .

A partir de (V.32) nous pouvons écrire : $\dot{e}_1^2 \equiv 0 \Rightarrow \wedge_1^2 \cdot I_s = A_1 \cdot e_3^4$

d'où :

$$I_s = (\wedge_1^2)^{-1} \cdot A_1 \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad (\text{V.41})$$

Dans (V.32); la dynamique de l'erreur \dot{e}_3 et \dot{e}_4 prend la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = A_2 \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} - \wedge_3^4 \cdot ((\wedge_3^4)^{-1} \cdot A_1 \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix})$$

$$\text{où } A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{T_r} & -p \omega \\ p \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}$$

d'où l'équation différentielle du premier ordre suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = (A_2 - \wedge_3^4 \cdot (\wedge_1^2)^{-1} \cdot A_1) \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad (\text{V.42})$$

qui peut prendre la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \dot{e}_3 \\ \dot{e}_4 \end{bmatrix} = -Q \cdot \begin{bmatrix} e_3 \\ e_4 \end{bmatrix} \quad (\text{V.43})$$

avec :

$$Q = \begin{bmatrix} q_1 & 0 \\ 0 & q_2 \end{bmatrix}$$

d'où :

$$A_2 - \wedge_3^4 \cdot (\wedge_1^2)^{-1} \cdot A_1 = -Q \Rightarrow \wedge_3^4 = (A_2 + Q) \cdot A_1^{-1} \cdot \Gamma^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$$

mais :

$$A_1^{-1} \cdot \Gamma^{-1} = I$$

d'où :

$$\hat{\Lambda}_3^4 = (A_2 + Q) \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_{31} & \hat{\Lambda}_{32} \\ \hat{\Lambda}_{41} & \hat{\Lambda}_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1 - \frac{1}{T_r} & -p\omega \\ p\omega & q_2 - \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \delta_1 & 0 \\ 0 & \delta_2 \end{bmatrix}$$

Et nous aboutissons enfin à la relation donnant les gains $\hat{\Lambda}_3^4$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} \hat{\Lambda}_{31} & \hat{\Lambda}_{32} \\ \hat{\Lambda}_{41} & \hat{\Lambda}_{42} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (q_1 - \frac{1}{T_r})\delta_1 & -p\omega\delta_2 \\ p\omega\delta_1 & (q_2 - \frac{1}{T_r})\delta_2 \end{bmatrix} \quad (V.44)$$

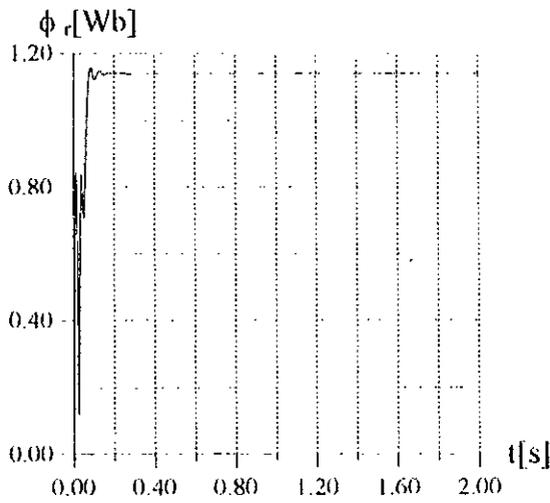
Les deux systèmes (V.39) et (V.44) donnent les gains de l'observateur par mode de glissement et le système (V.29) donne les valeurs observées sous forme d'équations d'état.

Dans ce qui suit, nous allons donner les résultats de simulation pour les trois types d'observateurs où nous verrons une comparaison entre les différentes techniques d'observation.

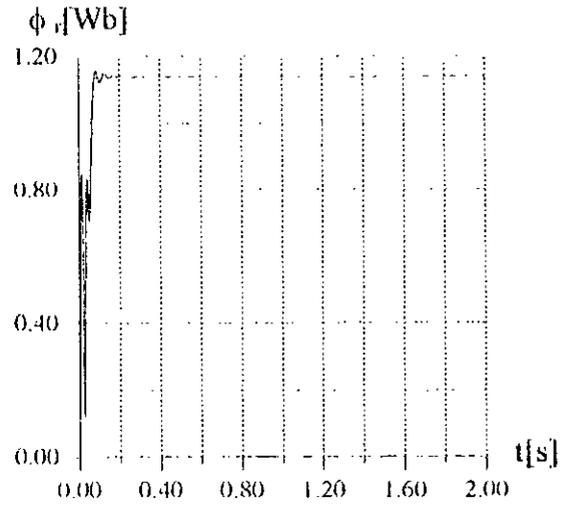
V.5 Résultats de simulation des observateurs

D'après les résultats de simulation des différentes techniques d'observation de flux de la MAS nous constatons que les trois types d'observateurs présentés donnent des valeurs approximatives de flux (ou de courant) de la machine, cependant et d'après les erreurs d'observation nous remarquons que la différence entre valeurs réelles et valeurs observées dépend de la technique d'observation.

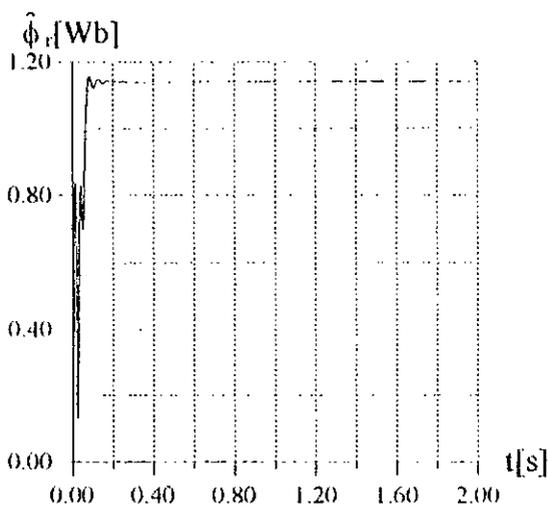
Nous avons présenté deux types d'observateurs d'ordre réduit et un autre d'ordre complet. Les deux premiers ne présentent pas les mêmes caractéristiques : l'observateur de Verghessr donne une erreur qui tend vers zéro rapidement comparativement à celle de Luemberger et présente une meilleure robustesse vis-à-vis des variation paramétriques (variation de la résistance rotorique). Tandis que l'observateur d'ordre complet (utilisant le mode de glissement) présente une erreur d'observation pratiquement nulle sur le flux, et une erreur qui tend vers zéro sur le courant, et présente l'avantage d'être insensible à une variation de 50% sur la résistance rotorique.



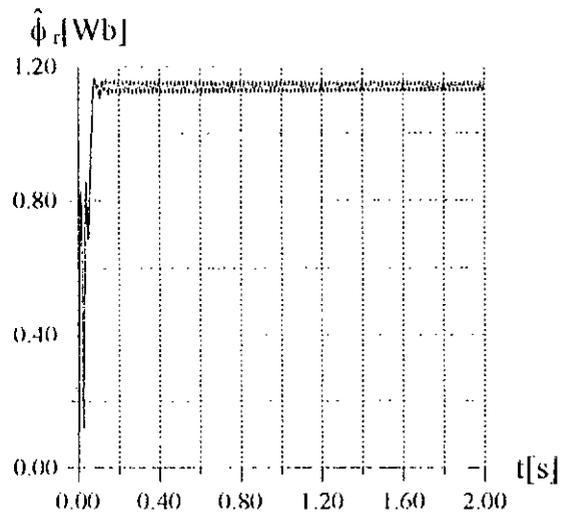
a). Flux réel (VERGHESSIE)



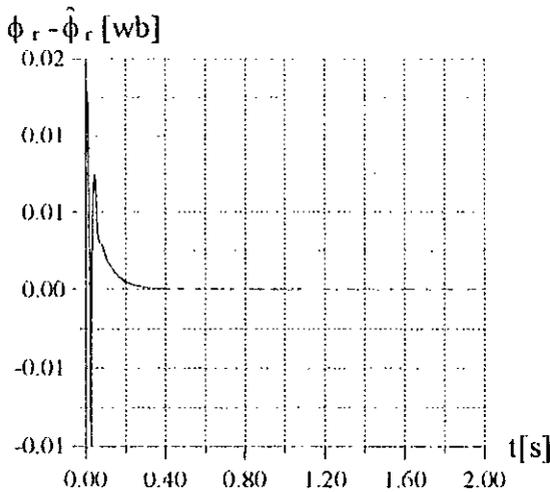
d). Flux réel (LUEMBERGER)



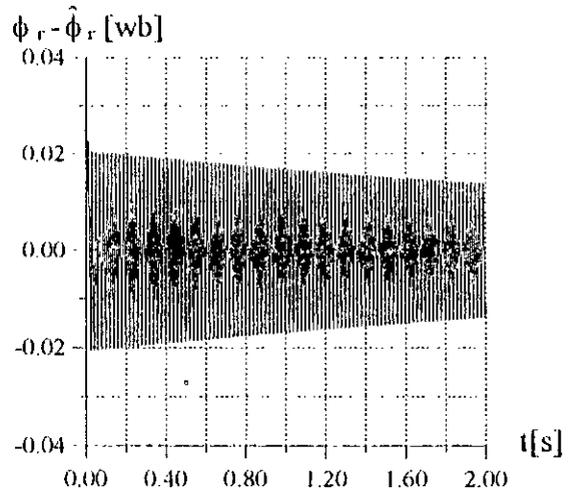
b). Flux observé (VERGHESSIE)



e). Flux observé (LUEMBERGER)

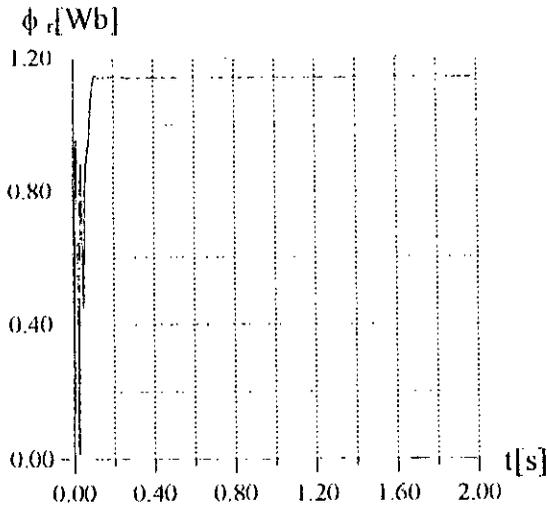


c). Erreur d'observation (Verghesse)

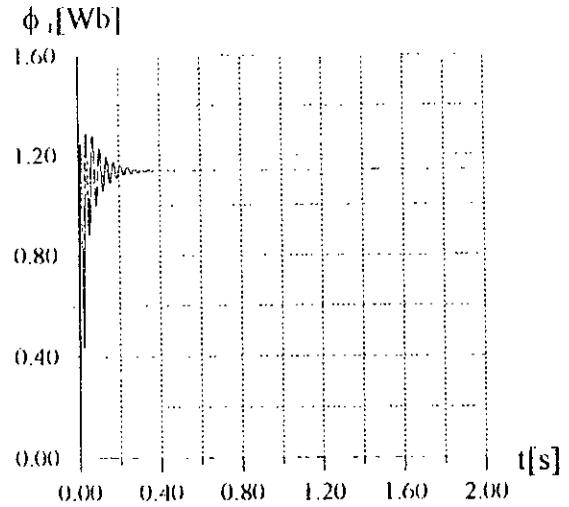


f). Erreur d'observation (Luemberger)

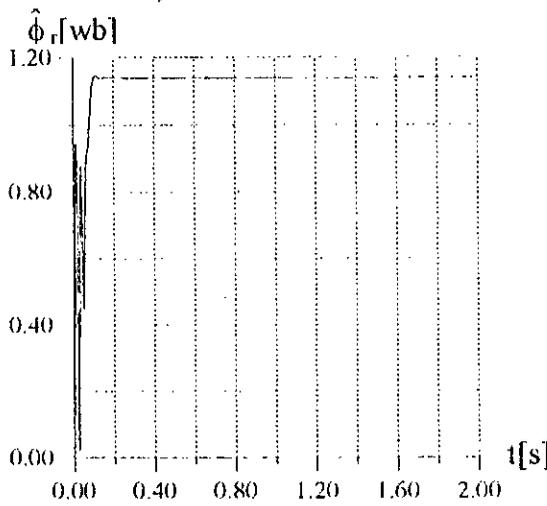
Fig. V.1 Observateurs d'ordre réduit de flux



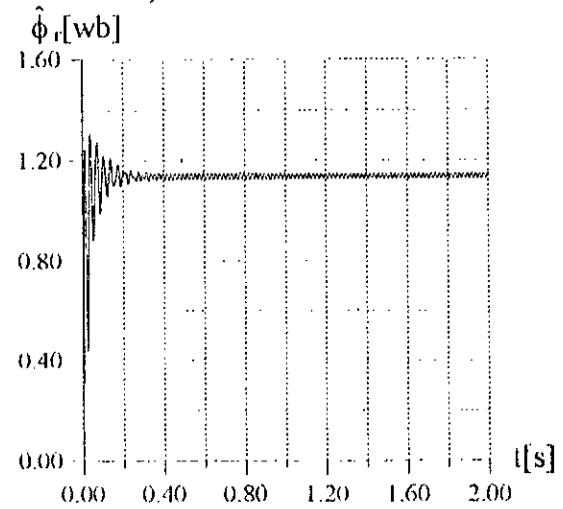
a). Flux réel



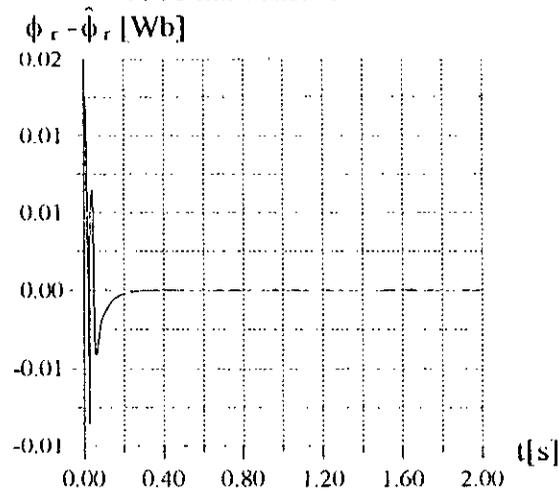
d). Flux réel



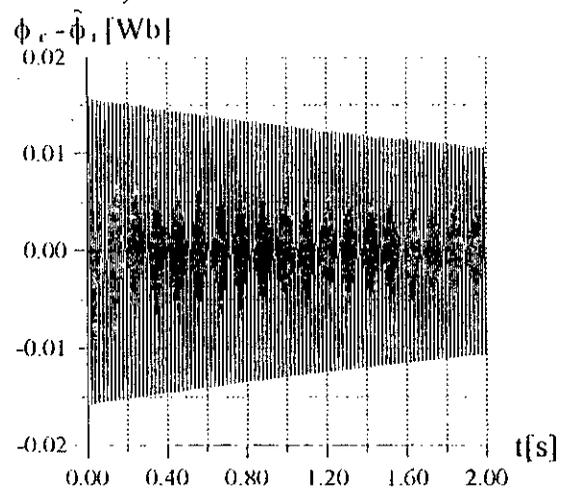
b). Flux observé



e). Flux observé

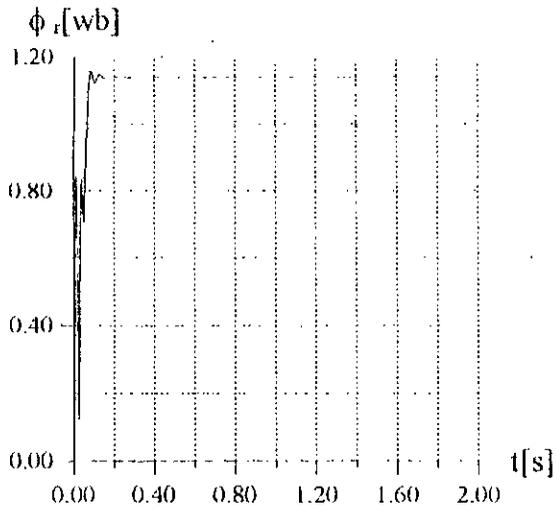


c). Erreur d'observation

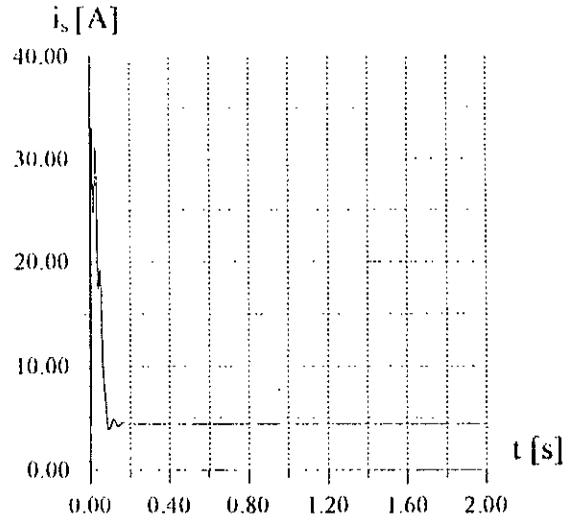


f). Erreur d'observation

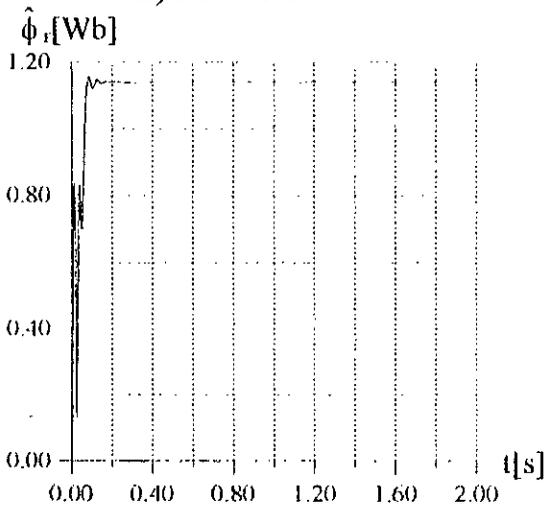
Fig. V.2 Effet d'une variation paramétrique sur les observateurs d'ordre réduit



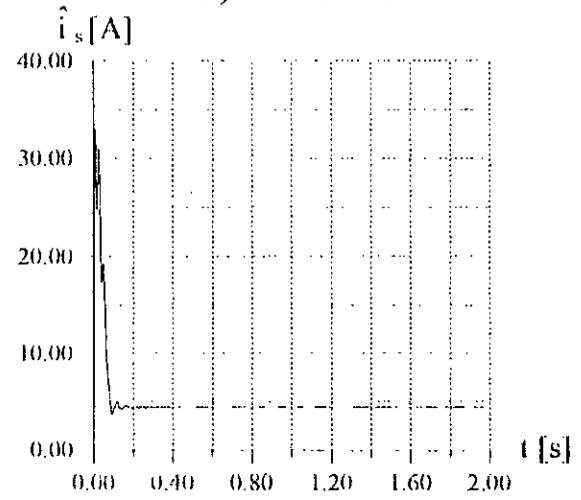
a). Flux réel



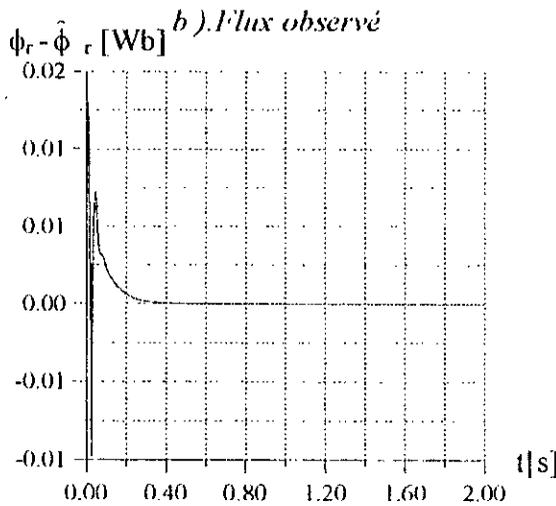
d). Courant réel



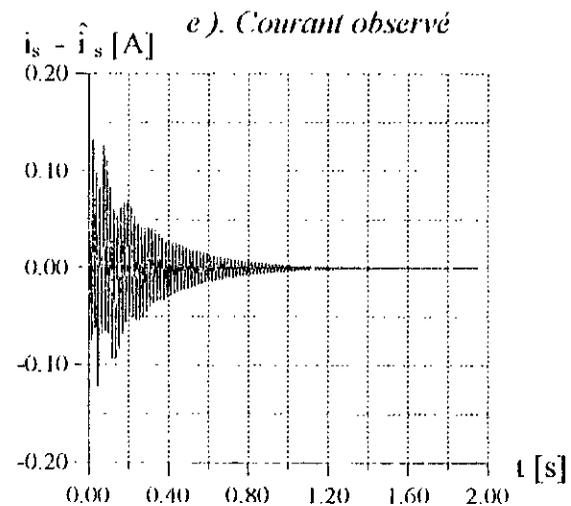
b). Flux observé



e). Courant observé

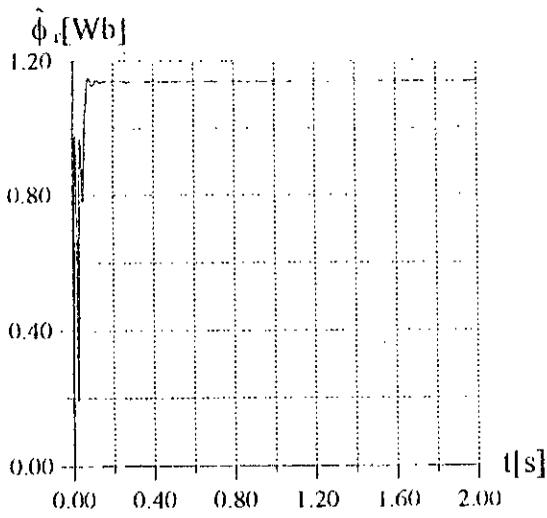


c). Erreur d'observation sur le flux

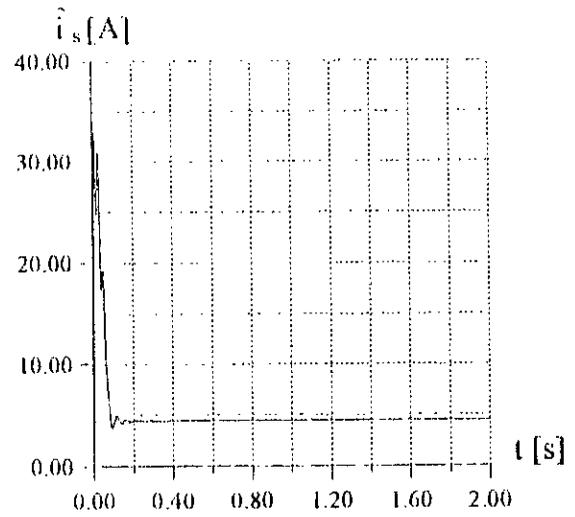


f). Erreur d'observation sur le courant

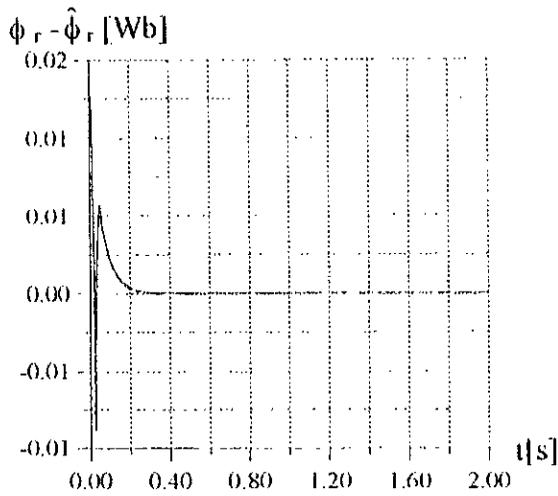
Fig.V.3 Observateur d'ordre complet par mode de glissement



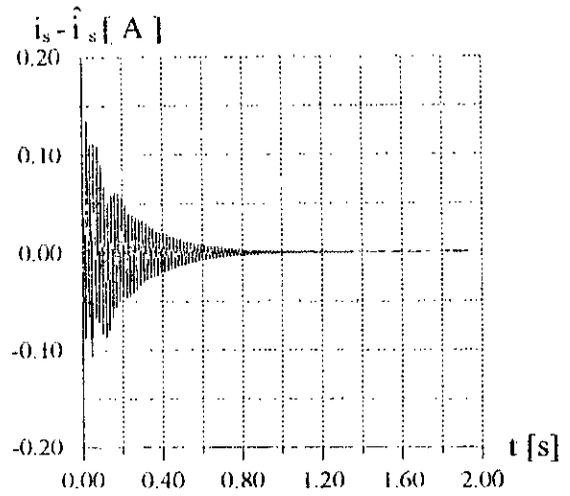
a). Flux observé



c). Courant observé



b). Erreur d'observation sur le flux



d). Erreur d'observation sur le courant

Fig.V.4 Effet d'une variation paramétrique sur l'observateur d'ordre complet :
(Variation de 50% sur R_r)

V.6 Commande non linéaire avec observation de flux

D'après les résultats de simulation et vu les propriétés de robustesse et les avantages que présente l'observateur par mode de glissement, nous appliquons ce type d'observateur sur la commande non linéaire en tension de la machine asynchrone comme schématise la figure ci-dessous :

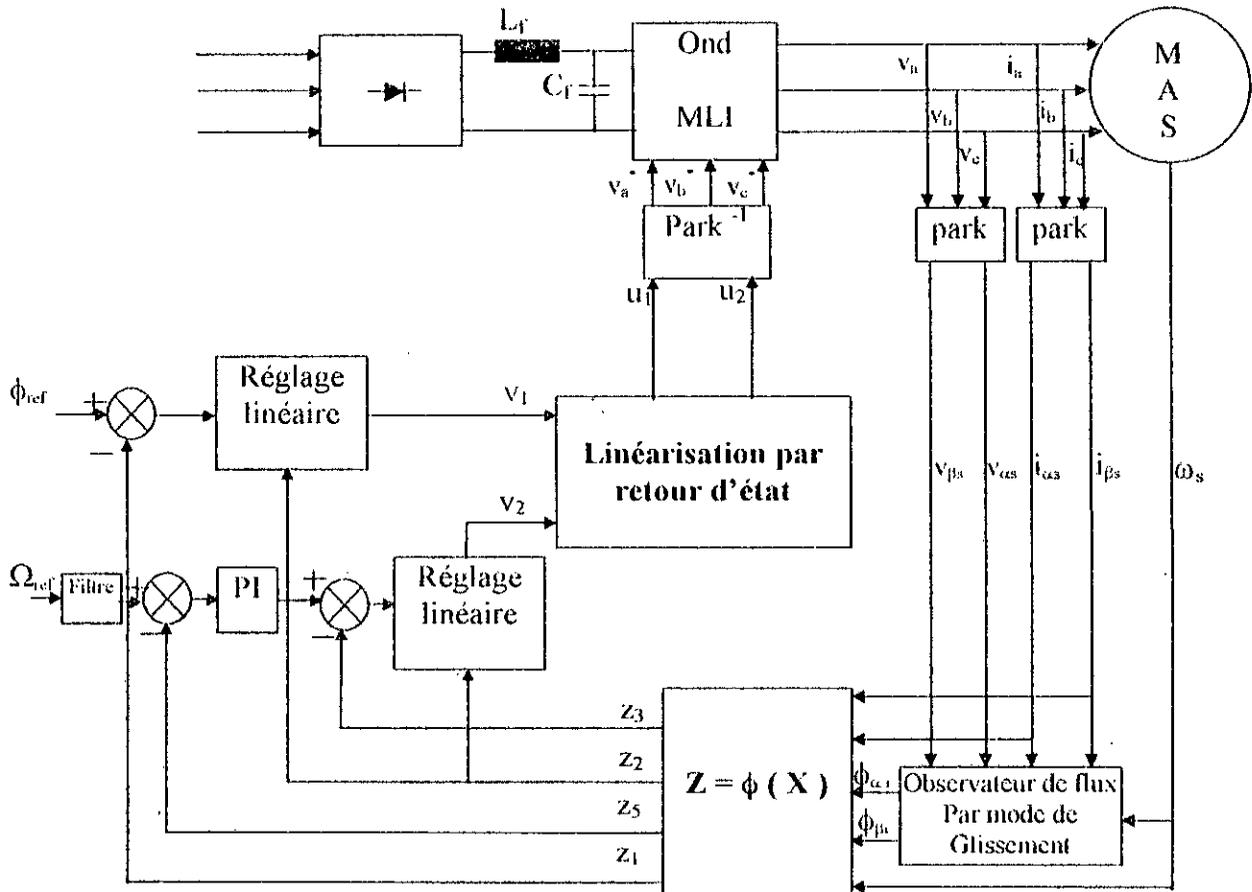


Fig.V.5 Commande non linéaire avec observateur de flux par mode de glissement.

V.7 Résultats de simulation

Nous simulons la commande non linéaire de la machine asynchrone avec un observateur par mode de glissement; cette commande présente l'avantage de travailler avec un flux très proche de celui de la machine.

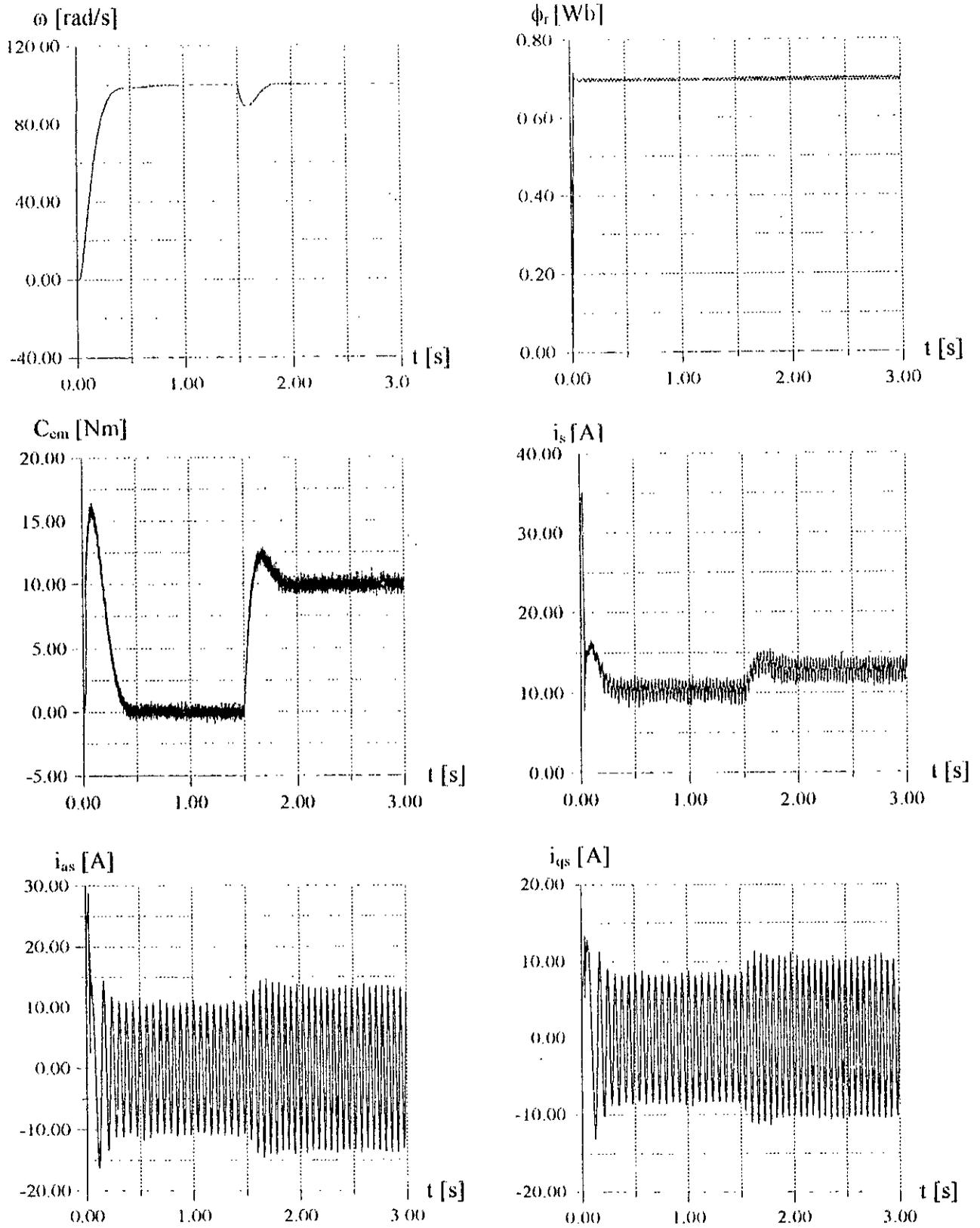


Fig.V.6 Commande non linéaire avec observation de l'état: Linéarisation partielle

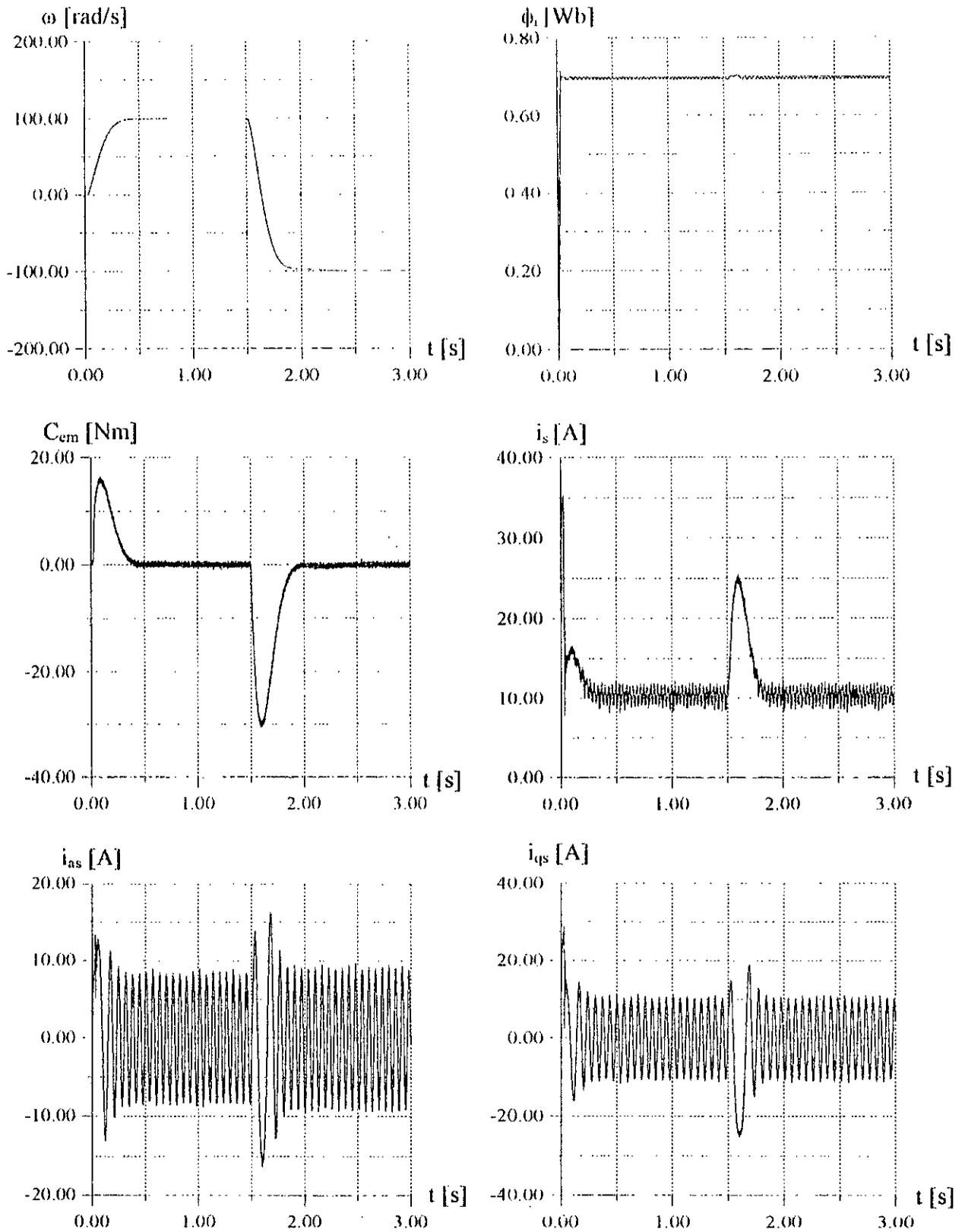


Fig.V.7 Commande non linéaire avec observation de l'état (inversion de vitesse) :
Linéarisation partielle.

V.8 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre trois techniques d'observation de l'état, en vue de l'utilisation dans la commande linéarisante. Nous avons présenté deux méthodes d'observation d'ordre réduit permettant d'estimer la valeur du flux rotorique inaccessible, tandis que la troisième technique donne un observateur d'ordre complet estimant le vecteur d'état. Pour l'observation nous avons simulé les équations du modèle de la machine en introduisant des termes correcteurs sous forme de gain. L'utilisation des observateurs nous a permis d'éviter l'utilisation des méthodes directes de mesure fragilisant la construction mécanique du système.

Conclusion générale

Notre travail contribue à l'étude de différentes techniques de commande non linéaire appliquées à la machine asynchrone.

Nous avons présenté tout d'abord la modélisation et la commande vectorielle de la machine asynchrone où nous avons constaté que cette commande présente l'inconvénient de ne pas découpler la commande du couple de celle du flux et par conséquent une variation au niveau du flux induit une perte de contrôle de couple.

Le recours à une commande linéarisante est alors indispensable; nous avons procédé à la linéarisation du modèle de la machine asynchrone via un retour d'état et difféomorphisme. Par rapport à la commande vectorielle cette commande présente l'avantage de pouvoir découpler parfaitement le flux et le couple.

L'application de la commande non linéaire sur le modèle complet de la machine asynchrone nous fait aboutir à une linéarisation partielle avec une dynamique interne d'ordre deux. Sur ce modèle linéarisé nous avons appliqué un réglage linéaire classique qui a donné de bons résultats en ce qui concerne la poursuite des références et le rejet de perturbation.

Nous avons introduit ensuite le réglage par retour d'état, et afin de l'appliquer sur le modèle de la machine asynchrone nous avons procédé à la linéarisation exacte du modèle de la machine asynchrone grâce un choix judicieux des sorties, les résultats de simulation montrent que ce type de réglage est très performant en ce qui concerne le rejet de perturbations de charge.

Sur un modèle exactement linéarisé nous avons appliqué un réglage par mode de glissement connu par sa robustesse vis à vis des variations paramétriques; les résultats de simulation montrent une insensibilité du réglage vis-à-vis des variations paramétriques.

En fin nous avons présenté trois types d'observateurs d'état; deux d'ordre réduit et un troisième d'ordre complet ayant des erreurs d'observation pratiquement nulles.

Perspectives

Comme perspectives, nous proposons l'application de l'échantillonnage sur ces différentes techniques de réglage, ce qui donne une meilleur robustesse. Nous proposons aussi l'utilisation des observateur de la vitesse mécanique en développant des observateurs non linéaires et l'application

Annexe A

Alimentation de la machine

A.1 Modulation de largeur d'impulsion

A partir d'une source de tension continue composée par un redresseur et un filtre, la méthode de contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsion, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de telle sorte que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de tension sinusoïdale désirée avec des harmoniques très faibles.

Cette technique consiste à comparer deux signaux ; un signal de référence appelé modulatrice avec un signal triangulaire appelé porteuse de fréquence très élevée par rapport à celle de la modulatrice.

A.2 MLI triangulo-sinusoidale

Cette technique ; simple dans son principe, consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdal (modulatrice), les intersections de ces deux signaux définissent les instants de commutation des interrupteurs. Cette commande est caractérisée par le taux d'ondulation m qui est le rapport de l'amplitude de la porteuse et la modulatrice et le rapport de fréquence du signal porteuse F_p et la fréquence du signal modulatrice F_m doit être entier :

$$F_m = n \cdot F_p$$

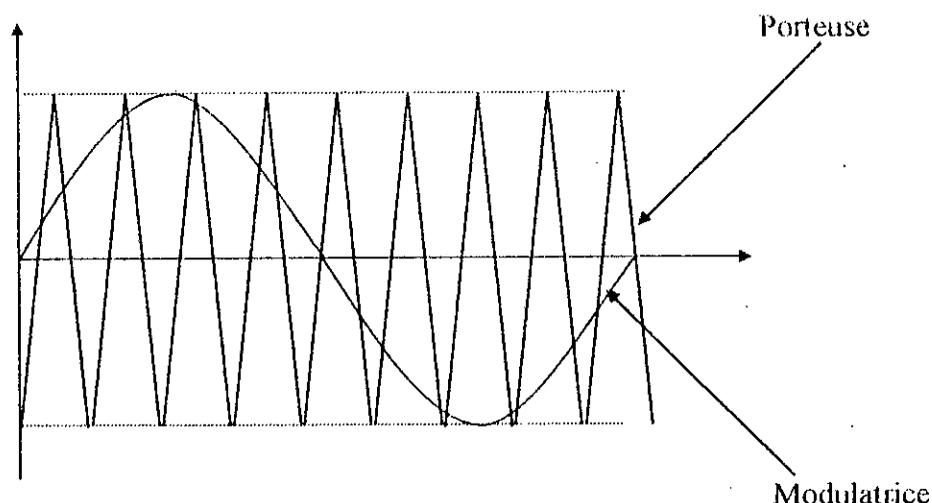


Fig.A.1 M.L.I triangulo-sinusoidale

Cette méthode de modulation présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse, ainsi les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytiques simples. (génération de sinus), pour leurs implantation dans un micro-contrôleur.

Annexe B

Notions de géométrie différentielle

Nous présentons dans cet annexe des notions de base de la géométrie différentielle que le lecteur Peut trouver tous les détails et les démonstrations dans [ISIDORI 89], [SLOTINE 90].

B.1 Champs de vecteurs

Soit f une fonction tel que :

$$f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$$

$$x \mapsto \begin{pmatrix} f_1(x_1 \dots x_n) \\ \dots \\ f_n(x_1 \dots x_n) \end{pmatrix}; \quad \text{avec : } x = (x_1 \dots x_n)$$

Nous appelons f un champs de vecteur, nous considérons uniquement des fonctions qui ont des dérivées partielles continues quel que soit l'ordre de dérivation (classe C^∞).

B.2 Dérivée de Lie

Considérons une fonction $h(x)$ et un champs de vecteur f . La dérivée de la fonction $h(x)$ le long du champs vecteurs f donnée par :

$$L_f h(x) = \sum_{i=1}^n \frac{\partial h(x)}{\partial x_i} f_i(x)$$

est appelé la dérivée de Lie de $h(x)$ suivant le champs de vecteurs f . Ou encore si g est un autre champs de vecteurs, nous pouvons dériver la dérivée de Lie précédente suivant le nouveau champs de vecteurs g pour obtenir :

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial (L_f h(x))}{\partial x} g(x)$$

Ainsi si $h(x)$ est différencié m fois suivant le champs de vecteurs f , nous obtenons par récurrence :

$$L_f^m h(x) = \frac{\partial (L_f^{m-1} h(x))}{\partial x} f(x) \quad \text{avec} \quad L_f^0 h(x) = h(x)$$

B.3 Crochet de Lie

Nous définissons également le produit de Lie ou plus souvent le crochet de Lie de f et de g le champs de vecteurs défini par :

$$\begin{aligned} [f, g] &= \sum_{i=1}^n \frac{\partial g(x)}{\partial x_i} f_i(x) - \sum_{i=1}^n \frac{\partial f(x)}{\partial x_i} g_i(x) \\ &= L_f g(x) - L_g f(x) \end{aligned}$$

Afin de définir des crochets d'une façon récursive on note $[f, g]$ comme $ad_f^1 g$ (pour adjoint) d'où :

$$\begin{aligned} ad_f^0 &= g(x) \\ ad_f^i g &= [f, ad_f^{i-1} g] \quad i = 1, 2, \dots \end{aligned}$$

B.3.1 Propriétés

Le crochet de Lie de champs de vecteurs est caractérisé par les propriétés suivantes :

- 1) Soient f_1, f_2, g_1 et g_2 des champs de vecteurs et r_1 et r_2 deux nombres réels :

$$\begin{aligned} |r_1 f_1 + r_2 f_2, g_1| &= r_1 |f_1, g_1| + r_2 |f_1, g_2| \\ |f_1, r_1 g_1 + r_2 g_2| &= r_1 |f_1, g_1| + r_2 |f_1, g_2| \end{aligned}$$

2) Commutativité

$$|f, g| = -|g, f|$$

3) Identité de Jacobi : si f, g et t trois champs de vecteurs :

$$|f, [g, t]| + |g, [t, f]| + |t, [f, g]| = 0$$

4) Soient f et g deux champs de vecteurs et α une fonction réelle, alors :

$$L_{[f, g]} \alpha(x) = L_f L_g \alpha(x) - L_g L_f \alpha(x)$$

B.4 Difféomorphisme

C'est un changement de coordonnées généralisé : $\Phi : R^n \rightarrow R^n$ définie dans un sous espace Ω de R^n est appelée difféomorphisme si Φ est de classe C^∞ et si son inverse Φ^{-1} existe et est de classe C^∞ .

En utilisant la notion des difféomorphisme on peut transformer un système non linéaire dans un autre non linéaire :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) \cdot u \\ y &= h(x) \\ z &= \Phi(x) \\ \dot{z} &= \frac{\partial \Phi}{\partial x} \dot{x} = \frac{\partial \Phi}{\partial x} \cdot (f(x) + g(x) \cdot u) \\ \dot{z} &= \tilde{f}(z) + \tilde{g}(z) \cdot u \\ y &= h(z) \end{aligned}$$

B.5 Distribution

Une distribution est un espace ou sous-espace vectoriel engendré par une base formée par les champs de vecteurs : f_1, f_2, \dots, f_m :

$$\Delta(x) = \text{span}\{f_1, f_2, \dots, f_m\}$$

B.6 Involutivité

La distribution Δ est dite involutive si et seulement si elle est stable par crochet de Lie c'est à dire pour tout champs de vecteurs X et Y éléments de Δ alors $[X, Y]$ est aussi élément de Δ .

Annexe C

Données de la machine utilisée pour les simulations numériques, [BOUSSAK 89].

Tension nominale	220/380 V
Courant nominal	6,4/3,7 A
Puissance nominale	1,5 kW
Nombre de paires de pôles	$p = 2$
Résistance rotorique par phase	$R_r = 3,805 \Omega$
Résistance statorique par phase	$R_s = 4,85 \Omega$
Inductance cyclique du stator	$L_s = 0,274 \text{ H}$
Inductance cyclique du rotor	$L_r = 0,274 \text{ H}$
Inductance mutuelle cyclique	$L_m = 0,258 \text{ H}$
Moment d'inertie de la partie tournante	$J = 0,013 \text{ kg m}^2$
Vitesse nominale	$N = 1420 \text{ tr / mn}$

Bibliographie.

- [BARKATI 97] S. Barkati " *Commande Par Retour D'état à Placement De Pôles Robuste De La Machine Asynchrone*", Thèse De Magister, ENP, 1997.
- [BENCHAIB 96] A. Benchaib, M. Tadjine and A. Rachid " *On DSP-BASED Real Time Control Of An Induction Motor Using Sliding Mode*", 1996 IEEE.
- [BOSE 86] B.K. Bose. " *Power Electronics And AC Drive*". Prentice-Hall, 1986.
- [BOSE 85] B. K. Bose, " *Sliding Mode Control Of Induction Motor* ", IEEE IAS Annul Meeting, 1985, pp 479-486.
- [BOUSSAK 89] M. Boussak, " *Contribution A La Modélisation Entrée-Sortie Et A L'identification Paramétrique Des Machines A Induction* ", Thèse De Doctorat De l'Université Paris 6, Juin 1989.
- [BUHLER 88] H. Buhler, " *Conception Des Systèmes Automatiques*", Presse Polytechnique Romande Lausanne, 1988.
- [BUHLER 86] H. Buhler " *Réglage Par Mode De Glissement* ", Presse polytechnique Romande, 1986.
- [CARON 95] J. P. Caron et J. P. Hautier " *Modélisation et Commande Vectorielle De La Machine Asynchrone* ", Edition technip, Paris 1995.
- [CHATELIN 83] J. Chatelin, " *Machines Electriques* ", Vol 2, Dunod 1983.
- [CHIASSON 95] J. Chiasson. " *A New Approach To Dynamic Feedback Linéarisation Control Of Induction Motor* ", proceeding of the 34th conference on decision and control, New Orleans, December 1995, pp 2173-2178.
- [DE CARLO 87] R. A. De carlo, S. H. Zak and J. P. Matthews, " *Variable Structure Control Of Non Linear Multivariable System: A tutorial* ", IEEE, Vol 76 N°3 March 1988, pp 212-232.
- [DOTE 80] Y. Dote, R. Holt " *Microprocessor Based Sliding Mode Controller For Motor Drive*", IEEE. IAS Annu Meeting, Cincinnati, 1980.
- [DEFORNEL 88] B. Defornel, " *Variation De Vitesse De Machines Alternatives* ", INP Toulouse 1988.
- [FAIDALLAH 95] A. Faidallah, " *Contribution à L'identification Et A La Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones*", Thèse de doctorat de l'INPL, France, 1995.
- [GAO 93] W. Gao, J. C. Hung, " *Variable Structure Control Of Nonlinear System: A New Approach* ", IEEE Trans Ind Elec. Vol 40 N° 1 February 1993, pp 45-55.

- [IFRAH 95] S. Ifrah, " *Contribution à l'Étude Des Régimes Glissants Statiques Et Dynamiques : Application A La Machine Asynchrone*", Thèse De Magister , ENP 1995.
- [KHALIL 96] S. Khalil, " *Non Linear Control System* ", Printice Hall, 1996.
- [JONES 67] C. V. Jones " *The Unified Theory Of Electrical Machines* ", Butterworth and CO (Publishers') LTD 1967.
- [KRAUSE 87] P.C. Krause, " *Analyses Of Electronic Machinery*", M.C. Graw-Hill International, édition 1987.
- [KIM 97] K.C. Kim, R. Ortega, A. Charara and J.P. Vilan, " *Theoretical And Experimental Comparison Of Two Non-linear Controllers For Current-Fed induction Motor*" IEEE. Trans. Cont. Syst. Tech May 1997, pp 338-348.
- [LAJOIE-MAZENC 92] E. Lejoie-Mazenc, " *Les Techniques De Commande Vectorielle De Machines Asynchrones Destinées A La Variation De Vitesse A Lente Performances* ", Rapport interne, EDF, 1992.
- [LALILI 99] J. Lalili, " *Sur Les Commandes Non Linéaires Adaptatives De La Machine Asynchrone*", Thèse de magister, ENP, Alger 1999.
- [LEONHARD 90] W. Leonhard, " *Control Of Electrical Drives* ", Springer Verlag, 2^e édition, 1990.
- [GEORGIU 94] G. Georgiou " *Sur Des Méthodes De Commande Non Linéaire Adaptative* ", Thèse de doctorat, Orsay, France, 1994.
- [GILLES 1986] G. Gilles and N. Laggoun, " *Commande Numérique Par Retour D'état De Processus Continus Non Linéaires* ", Le point en automatique, Vol N° 2 1986.
- [HU 95] J. Hu, D. M. Dawson and Y. Qian, " *Position Tracking Control Of An Induction Motor Via Partial State Feedback*", Automatica, 1995, pp 989-1000.
- [ISIDORI 89] A. Isidori, " *Non-linear Control Systems*", Springer Verlag, 1989.
- [MARINO 95] R. Marino and P. Tomei, " *Non-linear Control Design*", Printie Hall, 1995.
- [NIBOUCHE 94] M. Nibouche " *Application De Commandes Non Linéaires Au Moteur Asynchrone*", Thèse de magister. ENP Alger 1994.
- [NIJMEIJER 90] H. Nijmeijer, " *Non-linear Dynamic Control Systems*". Springer Verlag, 1990.

- [ORLOWSKA-KOWALSAKA] Orłowska-Kowalska, "*Observer For Flux And Rotor Time Constant Estimation In Induction Motor Drives*", IEEE proceeding, Novembre 1989.
- [RACHID 97] A. Rachid, "*On Induction Motor Control*", IEEE Trans. Cont. Syst. Tech. May 1997, pp 380-3882.
- [RAUMER 94] T. V. Raumer, "*Commande Adaptative Non Linéaire De Machine Asynchrone*", Thèse de doctorat, INP Grenoble, France, 1994.
- [ROBYNS 92] B. Robyns, "*Commande Numérique Des Moteurs Synchrones Et Asynchrones*" Siminaire sur les entraînements électriques à vitesse variable, Rabat, Avril 1992.
- [ROBYNS 93] B. Robyns "*Commande Numérique Evoluée Des Actionneurs A Courant Alternatif*", Thèse De Doctorat, Université Catholique De Louvain, Décembre 1993.
- [SABANOVIC 89] A. Sabanovic, F. Bilalovic, "*Slicing Mode Control Of AC Drives*" IEEE Trans. Ind Appl Vol 25, N° 1 January-February 1989, pp 70-75.
- [SLOLINE 91] E. Slotine, "*Applied Non-linear Control*", Prentice-Hall, Inc, 1991.
- [SLOLINE 93] J.J.E. Slotine and J.K.Hedrick "*Robust Input-Output Feedback Linearization*", Int.J.Control, Vol 57, N° 5, 1993.
- [SEGUIER 80] G. Segulier, J. Lessene et F. Niolet, "*Introduction A l'Electrotechnique Approfondie*", Techniques et documentation, 1980.
- [SLOLINE 86] J. J. Slotine, "*Adaptative Sliding Controller Synthesis For Non-linear Systems*" IJC, 1986, Vol 43, N° 6 pp 1631-1651.
- [SEGUIER 89] G. Segulier et F. Labrique, "*Les Convertisseurs De l'Electronique De Puissance : La Conversion Continu Alternatif*", Tome 4, Tec et Doc, Lavoisier, 1989.
- [SERON 95] M. M. Seron, D. J. Hill and A. L. Fradkov, "*Nonlinear Adaptive Control Of Feedback Passive Systems*", Automatica, 1995, pp 1053-1060.
- [SMAIL 91] B. I. Smail, F. Bouillant et A. Razek, "*Modélisation Et Commande Vectorielle D'un Moteur Asynchrone Saturé Avec Contrôle Vectoriel Du Flux*", Journal of physique III, France, December 1991.
- [TAOUTAOU 96] D. Taoutaou, "*Control Non Linéaire Des Machines Asynchrones : Passivité, Contrôle Vectoriel Et Discrétisation Exacte*", Thèse de doctorat de l'UT copeigne, France 1996.
- [VAS 90] P. Vas, "*Vector Control Of AC Machine*", Clarendon presse, Oxford, 1990, USA.

- [VEDAGARBHA 96] P. Vedagrba, D. Dawson, W. Rhodes and T. Burg, "*Nonlinear Control Of Induction Motors : The Observed Field Oriented Control Scheme*", Department of electrical and computer engineering
Clemson University, Clemson, SC 29634, USA
- [VERGHESSE 88] G.C. Verghesse and S.R. Sanders, "*Observers For Flux Estimation In Induction Machines*", IEEE Trans . Ind. Electronics, Vol 35 N° 1, 1988.
- [YANG 95] J. H. Yang and L. C. Fu, "*Nonlinear Observe-Based Adaptive Tracking Control For Induction Motors With Unknown Load*", IEEE, , Trans, Ind Electron, December 1995, pp 579-586.