

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

Genie Electrique

الكلية الوطنية للتكنولوجيا
Ecole Nationale Polytechnique
Secteur d'Etudes de l'Electrotechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Commande lineariste des systemes non
lineaires
Application au moteur asynchrone.*

Proposé par :

Etudié par :

Dirigé par

M^r F. BOUDJAMA

M^r S. BRAHIM BELHOUARI

M^r F. BOUDJEMA

M^r M. S. BOUCHERIT

M^r D. YAHIA MEUDAH

M^r M. S. BOUCHERIT

PROMOTION

Septembre 1995

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT: **GENIE ELECTRIQUE**

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

COMMANDE LINEARISANTE DES SYSTEMES NON LINEAIRES

application au moteur asynchrone

Proposé par:

M^r: F. BOUDJEMA

M^r: M.S. BOUCHERIT

Etudié par:

M^r: S. BRAHIM BELHOUARI

M^r: D. YAHIA MEDDAH

Dirigé par:

M^r: F. BOUJDEMA

M^r: M.S. BOUCHERIT

PROMOTION: JUIN 1993

E.N.P. 10, Avenue Hacem Badi El-Harrach ALGER

DEDICASES

*à ma très chère mère
à mon très chère père
à ma fiancée
à tous mes frères et soeurs
à tous mes amis*

Djamel

Je dédie ce modeste travail

*à ma chère mère pour toute son affection
à mon cher père pour tous ses sacrifices
à mes chers frères et soeurs
à tous ceux qui me sont chers*

Sofiane

REMERCIEMENTS

Nous remercions monsieur F. BOUDJEMA et monsieur M.S. BOUCHERIT pour toutes leurs aides et orientations précieuses.

*Nos remerciements vont à messieurs qui ont
bien voulu être membres du jury.*

Nous remercions également M^r S. YAHIA MEDDAH, M^r M. NIBOUCHE, M^r O. STIHI et M^r BAHJ pour leur valeureuse collaboration.

Nous tenons à exprimer toute notre gratitude à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'accomplissement de ce travail.

Sommaire

Introduction générale

1^{ère} Partie

Présentation de la théorie de la commande linéarisante des systèmes non-linéaires.

I. Théorie élémentaire du bouclage non-linéaire des systèmes Mono-Entrée Mono-Sortie.

1.1. Introduction	3
1.2. Transformation locale des coordonnées	4
1.2.1. Notion de degré relatif	4
1.2.2. Forme normale	6
1.3. Linéarisation exacte par bouclage	8
1.4. Dynamique des zéros	12
1.5. Poursuite d'une trajectoire de référence	15
1.6. Rejet de la perturbation	16
1.7. Conclusion	20

II. Théorie élémentaire du bouclage non-linéaire des systèmes Multi-Entrées Multi-Sorties.

II.1. Introduction	21
II.2. Transformation locale des coordonnées	22
II.2.1. Degré relatif vectoriel	22
II.2.2. Forme normale	23
II.2.3. Dynamique des zéros	25
II.3. Linéarisation exacte par bouclage	26
II.4. Commande non-interactive	28
II.5. Notion sur le bouclage statique et dynamique	30

Sommaire

II.5.1. Bouclage statique	31
II.5.2. Bouclage Dynamique	32
II.6. Conclusion	33

2^{ème} partie

Linéarisation exacte du moteur asynchrone par bouclage statique.

III. Modélisation.

III.1. Introduction	33
III.2. Equations électriques	34
III.3. Transformation de PARK	35
III.4. Modélisation dans le repère de PARK	37
III.5. Equation mécanique	41
III.6. Conclusion	42

IV. Découplage et linéarisation Entée-Sortie par bouclage statique.

IV.1. Introduction	43
IV.2. Objectif de la commande	44
IV.3. Synthèse de la commande	45
IV.3.1. Degré relatif vectoriel	45
IV.3.2. Bouclage statique	48

V. Commande du système linéarisé.

V.1. Introduction	52
V.2. Commande par régulateurs classiques	53
V.2.1. Structure de la commande	53

Sommaire

V.2.2. Résultats de la simulation	54
V.3. Commande par placement de pôles	55
V.3.1. Structure de la commande	56
V.3.2. Résultats de la simulation	56
V.5. Conclusion	57

3^{ème} Partie

Linéarisation partielle du moteur asynchrone par bouclage dynamique.

VI. Découplage et linéarisation par bouclage dynamique.

VI.1. Introduction	64
VI.2. Modèle du moteur asynchrone	65
VI.3. Synthèse de la commande linéarisante	68
VI.3.1. Degré relatif vectoriel	68
VI.3.2. Bouclage dynamique	69
VI.3.3. Transformation locale des coordonnées	73
VI.4. Commande du système linéarisé	75
VI.4.1. Choix de la commande	75
VI.4.2. Résultat des simulations	77
VI.5. Conclusion	78

Conclusion générale

Annexe A

Annexe B

Bibliographie

Notations

Symbole	Description
a_i	Coefficient
A	Matrice fondamentale
A_s	matrice de PARK
b	vecteur d'entrée
B	matrice d'entrée
C_i	coefficient
C^T	Vecteur ligne de sortie
C	Matrice de sortie
C_{em}	couple electromagnetique
C_r	couple de charge
d(s)	Le dénominateur de la fonction de transfert
f	Coefficient de frottement
J	Moment d'inertie
g	grandeur physique
G	Grandeur
H(s)	Matrice de transfert
h(x)	sortie de système
i	Courant
k_i	Coefficient d'un régulateur d'état
k_w	Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne
L_m	Inductance mutuelle
L_r	Inductance rotorique
L_s	Inductance statorique
MAS	Moteur asynchrone
M.I.M.O	Multi-Input Multi-Output

n	Ordre d'un système
n	Dimension du vecteur d'état
p_i	Pôle
p	Nombre de poles du moteur
$p(t)$	puissance instantannée
R	Resistance
$R(s)$	fonction de transfert du régulateur
S.I.S.O	Single-Input Single-Output
t	temps
u	Grandeur de commande
U	tension
V	Entrée de référence, tension
W	Pulsation mecanique
W_r	Pulsation rotorique
W_s	Pulsation statorique
W_a	Vitesse du repère (d,q)
w	Grandeur de consigne
x_i	Grandeur d'état
x	Vecteur d'état
y	Sortie du système
θ	Angle de rotation
θ_s	Angle de rotation du repère (d,q)
ϕ	Flux
z	Grandeur d'état

INTRODUCTION GENERALE

La conception des systèmes de commande nécessite une liaison étroite entre les notions théoriques et la réalité expérimentale, or celle ci montre que, même dans les cas les plus simples il est impossible d'ignorer l'existence des phénomènes non-linéaires, d'où la maîtrise rigoureuse de ce sujet s'avère primordiale. Aucun système réel n'est parfaitement linéaire. L'hypothèse linéaire couramment utilisée n'est donc qu'une approximation qui ne sera valable que dans certaines conditions.

La géométrie différentielle est un outil fondamental, pour l'analyse des systèmes de commande non-linéaires, comme est le cas pour la transformation de LAPLACE, la théorie des variables complexes et de l'algèbre linéaire dans l'analyse des systèmes linéaires.

Motivation

Vu la grande importance des systèmes non-linéaires, et les difficultés rencontrés dans leur commande, notre motivation principale dans ce travail est de présenter les techniques de la commande linéarisante basée sur les concepts de la géométrie différentielle, et d'appliquer cette nouvelle approche de commande sur le moteur asynchrone, vu son importance et l'aspect non-linéaire de ces modèles mathématiques.

Présentation du rapport

Le rapport est partagé en trois parties. La première partie comprend deux chapitres consacrés à une présentation de la théorie de la commande linéarisante des systèmes dont la dynamique est régie par des équations différentielles non-linéaires. Dans le premier chapitre nous présenterons la théorie de base de la linéarisation par bouclage des systèmes S.I.S.O, une extension de ces concepts au cas des systèmes M.I.M.O sera présentée au chapitre deux. Dans la deuxième partie, nous présenterons

en trois chapitres la linéarisation exacte par bouclage statique d'un modèle bilinéaire du moteur asynchrone, le troisième chapitre est consacré à la modélisation du moteur dans le repère de PARK, et on synthétisera la commande linéarisante Entrée-Sortie par bouclage statique dans le chapitre quatre. Au chapitre cinq, on commande le système linéarisé par deux structures de commande linéaires (régulateurs classiques et placement de pôles), nous étudions pour chaque cas la sensibilité aux variations des paramètres du moteur, afin de trouver celle qui présente la meilleure robustesse. Dans la troisième partie (chapitre six), nous présenterons la linéarisation partielle par bouclage dynamique d'un modèle du moteur asynchrone en mode "Voltage Frequency Control VFC", où on abordera le problème de la dynamique des zéros, montrée stable par simulation. Enfin, nous terminerons ce rapport par une conclusion générale et quelques perspectives que nous avons juger utiles à mentionner.

Chapitre

UN

*Théorie élémentaire du bouclage non-linéaire
des systèmes Mono-entrée Mono-sortie*

1.1. INTRODUCTION:

Dans ce chapitre nous allons présenter la théorie de base qui traite une classe de systèmes non-linéaires dont l'équation d'état est sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{1.1}$$

où x et le vecteur d'état, $f(x)$, $g(x)$ et $h(x)$ sont des fonctions vectorielles différentiables de dimensions appropriées. [1]

Le principe consiste à établir un bouclage non-linéaire qui linéarise le système après une transformation de coordonnées dans l'espace d'état. Ce bouclage ne doit pas être seulement linéarisant mais surtout stabilisant, cela en vérifiant une certaine condition concernant la notion du degré relatif, qui peut dans certains cas faire apparaître une partie non observable dont la dynamique est dite **dynamique des zéros**. Pour valider la linéarisation on doit s'assurer de sa stabilité.

I.2. TRANSFORMATION LOCALE DES COORDONNEES:

Le but de cette section est de montrer comment un système non-linéaire S.I.S.O peut être localement donné, par une transformation appropriée des coordonnées dans l'espace d'état, sous la forme dite **forme normale**, sur laquelle plusieurs propriétés importantes peuvent être illustrées.

I.2.1. Notion de degré relatif:

Soit le système (1.1). Il est dit de degré relatif r en un point x^0 si:

$$\begin{aligned} (i) \quad & L_g L_f^k h(x) = 0 \quad \forall x \text{ au voisinage de } x^0 \text{ et } \forall k < r-1 \\ (ii) \quad & L_g L_f^{r-1} h(x^0) \neq 0 \end{aligned} \tag{1.2}$$

Le degré relatif d'un système représente de façon générale le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître explicitement l'entrée.

En effet, derivant la sortie du système on obtient:

$$\begin{aligned} \dot{y} = & \frac{dy}{dt} = \frac{\partial y}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} (f(x) + g(x)u) \\ & - L_f h(x) + L_g h(x)u \end{aligned}$$

Si:

$$L_g h(x)|_{x=x^0} \neq 0$$

alors $r=1$, si on dérive encore une fois:

$$\ddot{y} - L_f^2 h(x) + L_g L_f h(x) u$$

Si:

$$L_g L_f(x)|_{x=x^*} \neq 0$$

alors $r=2$, si on continue encore:

$$y^{(r)} - L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u$$

Avec:

$$L_g L_f^{r-1} h(x)|_{x=x^*} \neq 0$$

Remarque:

Le degré relatif d'un système linéaire correspond à l'excédent des pôles sur les zéros de la fonction de transfert.

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

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + b u \\ y &= C x \end{aligned} \tag{1.3}$$

soit donné par la fonction de transfert:

$$\begin{aligned} H(s) &= \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \\ &= a_m s^{-(n-m)} + C^t s^{-(n+1-m)} + \dots \end{aligned} \tag{1.4}$$

d'autre part, en développant la forme générale:

$$H(s) = C (s I - A)^{-1} b - Cb s^{-1} + CA b s^{-2} + \dots + CA^{r-2} b s^{-r+1} + CA^{r-1} b s^{-r} + CA^r s^{-r-1} + \dots \tag{1.5}$$

En prenant la définition du degré relatif r, c.a.d que:

$$Cb - CA b - CA^2 b - \dots - CA^{r-2} b = 0 \tag{1.6}$$

on aura:

$$H(s) = CA^{r-1} b s^{-1} + \dots \tag{1.7}$$

En identifiant (1.7) et (1.4) on déduit que: $r = n - m$

1.2.2. Forme normale:

On pose:

$$\begin{aligned} z_1 &= \Phi_1(X) - h(X) \\ z_2 &= \Phi_2(X) - L_f h(x) \\ &\vdots \\ z_r &= \Phi_r(X) - L_f^{r-1} h(X) \end{aligned} \tag{1.8}$$

En choisissant $n-r$ fonctions, $\phi_{r+1}, \dots, \phi_n$, telles que l'application $\Phi(x) = [\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_n]^T$ soit un difféomorphisme, on peut réécrire le système (1.1) par les nouvelles coordonnées et on obtient:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= L_f h(x) - z_2 \\
 \dot{z}_2 &= L_f^2 h(x) - z_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_r &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u - b(z) + a(z) u \\
 \dot{z}_{r+1} &= L_f \phi_{r+1}(x) + L_g \phi_{r+1}(x) u - q_{r+1}(z) + p_{r+1}(z) u \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_n &= q_n(z) + p_n(z) u
 \end{aligned} \tag{1.9}$$

Il est toujours possible de choisir les $n-r$ fonctions $\phi_{r+1}, \dots, \phi_n$ de telle manière que:

$$L_g \phi_i(x) = 0 \quad \text{pour} \quad r+1 \leq i \leq n \tag{1.10}$$

Dans ce cas le système prend la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= z_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_r &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) u \\
 \dot{z}_{r+1} &= -q_{r+1}(z) \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_n &= -q_n(z)
 \end{aligned} \tag{1.11}$$

Cette forme est appelée **forme normale**. [2]

1.3. LINEARISATION EXACTE PAR BOUCLAGE:

Afin de pouvoir utiliser les techniques de commande des systèmes linéaires, nous avons à trouver la relation qui lie la commande u à l'état x , supposé mesurable, et à une entrée de référence v pour obtenir un comportement Entrée/Sortie linéaire. Cette relation est donnée par:

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \tag{1.12}$$

Ce qui donne en remplaçant dans (1.1):

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x)v \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{1.3}$$

Considérons un système ayant un degré relatif $r=n$, c.à.d exactement égal à la dimension du système, dans ce cas le changement de coordonnées nécessaire pour construire la forme normale est donné par:

$$z = \Phi(x) = \begin{pmatrix} \phi_1(x) \\ \phi_2(x) \\ \vdots \\ \phi_n(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h(x) \\ L_f h(x) \\ \vdots \\ L_f^{n-1} h(x) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \vdots \\ z_n \end{pmatrix} \tag{1.14}$$

En choisissant la loi de commande comme suit:

$$u = \frac{1}{a(z)}(-b(z) + v) \quad (1.15)$$

Avec:

$$\begin{aligned} a(z) &= L_g L_f^{n-1} h(x) \\ b(z) &= L_f^n h(x) \end{aligned} \quad (1.16)$$

le système va apparaître décrit par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_{n-1} &= z_n \\ \dot{z}_n &= v \end{aligned} \quad (1.17)$$

C'est un système linéaire et commandable. Il peut être représenté par la figure (fig 1.1).

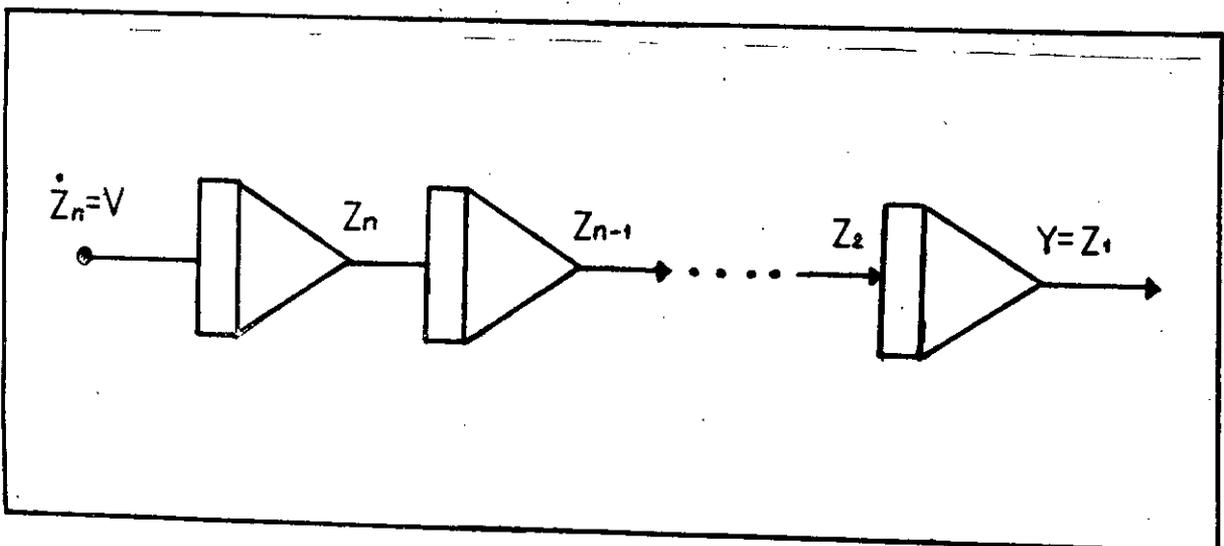


fig (1.1): système linéarisé par bouclage nonlinéaire

et transformation de coordonnées.

Conclusion:

Tout système nonlinéaire ayant un degré relatif n , en un point x^0 , peut être transformé en un système linéaire et commandable en un point $z^0 = \phi(x^0)$ en passant par deux étapes:

- Changement de base localement défini autour de x^0 .
- Bouclage d'état approprié aussi défini autour de x^0 .

Remarque:

Sur le système linéaire ainsi obtenu on peut imposer un nouveaux retour d'état (fig 1.2) par exemple:

$$v = K Z \tag{1.18}$$

où $K = (k_{0,k} 1, \dots, k_{\{n-1\}})$ est choisie pour satisfaire un placement de pôles ou un critère d'optimalité.

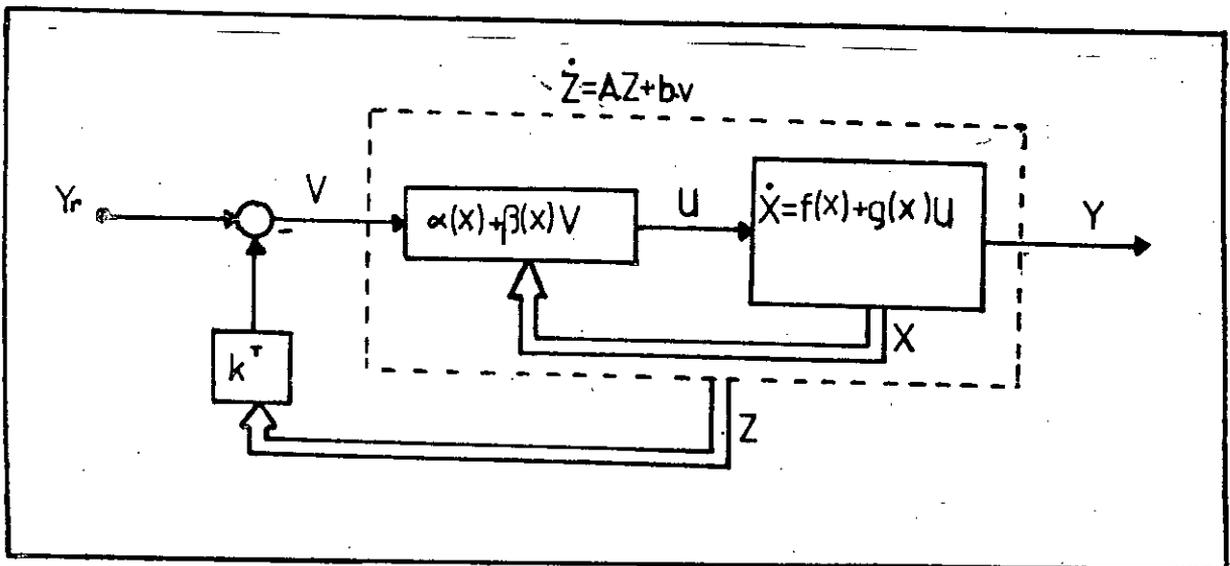


fig (1.2): commande du système linéarisé par retour d'état.

• **Linéarisation exacte avec sortie fictive: [2]**

Supposons que le système a un degré relatif $r < n$ alors, nous nous intéressons à trouver une sortie "fictive" telle que la linéarisation du comportement Entrée/Sortie soit exacte.

Si on note par $\lambda(x)$ la sortie fictive alors, elle doit satisfaire les conditions suivantes:

$$\begin{aligned} L_g \lambda(x) &= L_g L_f \lambda(x) = \dots = L_g L_f^{n-2} \lambda(x) = 0 \quad \forall x \\ L_g L_f^{n-2} \lambda(x^0) &\neq 0 \end{aligned} \tag{1.19}$$

L'existence d'une telle sortie fictive, assurant la linéarisabilité exacte du système, est traité par le lemme suivant. [1]

LEMME:

Il existe une fonction $\lambda(x)$ définie dans un ouvert U proche de x^0 solution de (1.19) ssi:

- Rang $[g(x^0) \text{ ad}_f g(x^0) \dots \text{ ad}_f^{\{n-2\}} g(x^0) \text{ ad}_f^{\{n-2\}} g(x^0)] = n$
- La distribution $D = \text{SPAN} \{ g, \text{ad}_f g, \dots, \text{ad}_f^{\{n-2\}} g \}$ est involutive au voisinage de x^0 .

Algorithme de linéarisation E/S fictive: [1],[2]

- Construire les champs de vecteurs:

$$\{ g, \text{ad}_f g, \dots, \text{ad}_f^{\{n-2\}} g \} \tag{1.20}$$

- Vérifier que l'ensemble (1.20) en $x = x^0$ est involutif.
- Résoudre par rapport à λ les équations aux dérivées partielles (1.19)
- Calculer les quantités:

$$\begin{aligned} a(x) &= L_g L_f^{n-1} \lambda(x) \\ b(x) &= L_f^n \lambda(x) \end{aligned} \quad (1.21)$$

Alors, le bouclage qui linéarise exactement le système est donné par:

$$u = a(x)^{-1} [-b(x) + v] \quad (1.22)$$

avec :

$$v = -a_{r-1}y^{r-1} - a_{r-2}y^{r-2} - \dots - a_1y - a_0 \quad (1.23)$$

1.4. DYNAMIQUE DES ZEROS:

C'est la dynamique interne du système lorsque l'entrée et les conditions initiales sont choisies de telle manière que la sortie soit égale à zéro. Cette dynamique joue un rôle similaire à celui des zéros de la fonction de transfert d'un système linéaire.

Soit le système (1.1) avec $r < n$ qui peut s'écrire en posant:

$$\xi = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ z_r \end{pmatrix} \quad \eta = \begin{pmatrix} z_{r+1} \\ z_{r+2} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ z_n \end{pmatrix} \quad (1.24)$$

sous la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= z_2 \\
 \dot{z}_2 &= z_3 \\
 &\vdots \\
 \dot{z}_{r-1} &= z_r \\
 \dot{z}_r &= b(\xi, \eta) + a(\xi, \eta)u \\
 \dot{\eta} &= q(\xi, \eta) \\
 y &= z_1
 \end{aligned}
 \tag{1.25}$$

où on a de (1.21):

$$\begin{aligned}
 a(\xi, \eta) &= L_g L_f^{r-1} h(x)|_{x=\phi^{-1}(z)} \\
 b(\xi, \eta) &= L_f^r h(x)|_{x=\phi^{-1}(z)}
 \end{aligned}
 \tag{1.26}$$

Soit u la commande qui porte la sortie à zéro à $t=t_0$ et l'y maintient. On vérifie facilement que:

$$y(t) = 0 \text{ pour tout } t > t_0 \text{ implique } \xi(t) = 0
 \tag{1.27}$$

donc $u(t)$ sera la solution unique de l'équation:

$$0 = b(0, \eta) + a(0, \eta)u(t)
 \tag{1.28}$$

à savoir,

$$u(t) = -a^{-1}(0, \eta)b(0, \eta)
 \tag{1.29}$$

En ce qui concerne l'état $\eta(t)$, on voit que si $\xi(0)=0$ et $\eta(0)\neq 0$ (pour écarter la solution triviale $(x^0, u^0)=(0,0)$), alors $\eta(t)$ sera la solution de l'équation différentielle:

$$\begin{aligned} \dot{\eta}(t) &= q(0, \eta(t)) \\ \eta(0) &= \eta^0 \end{aligned} \tag{1.30}$$

Cette dynamique s'appelle **dynamique des zéros**. Elle est dite **inobservable** parce qu'elle n'affecte pas la sortie (fig 1.3).

Remarque:

Dans le cas linéaire, il s'agit de la dynamique des zéros de la fonction de transfert. Si cette dynamique est asymptotiquement stable, on dit que le système est à minimum de phase.

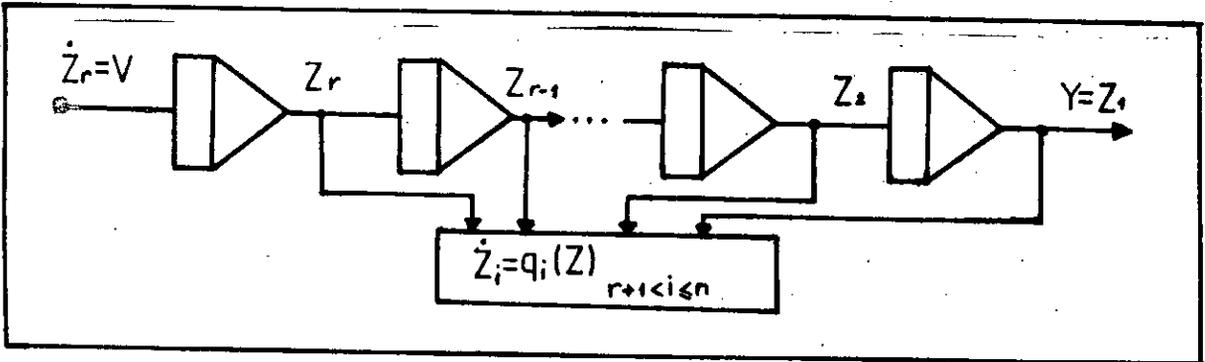


fig 1.3: Système partiellement linéarisé

Stabilisation par retour d'état:

Supposons que la dynamique des zéros soit asymptotiquement stable, alors si on impose le retour d'état suivant:

$$u = \frac{1}{a(\xi, \eta)} (-b(\xi, \eta) - c_0 z_1 - c_1 z_2 - \dots - c_{r-1} z_r) \tag{1.31}$$

où les coefficients c_i ($i = 0, 1, \dots, r-1$) sont fixés de telle sorte que le polynôme:

$$P(s) = c_0 + c_1 s + \dots + c_{r-1} s^{r-1} + s^r \quad (1.32)$$

soit de HURWITZ (c.à.d: ses racines sont situées sur le demi plan complexe gauche).

Le système bouclé donné par:

$$\begin{aligned} \dot{\xi} &= A\xi \\ \eta &= q(\xi, \eta) \end{aligned} \quad (1.33)$$

où:

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & & \vdots \\ \cdot & & & & & \cdot \\ \cdot & & & & & \cdot \\ \cdot & & & & & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ -c_0 & -c_1 & \dots & -c_{r-2} & -c_{r-1} \end{pmatrix} \quad (1.34)$$

se trouve asymptotiquement stable.

1.5. POURSUITE D'UNE TRAJECTOIRE DE REFERENCE:

L'idée est de faire converger asymptotiquement la sortie du système vers une fonction de référence $y_R(t)$.

Considérons encore le système sous la forme normale (1.24), en choisissant v telle que:

$$v = y_R^{(r)} - \sum_{i=1}^r c_{i-1} (z_i - y_R^{(i-1)}) \quad (1.35)$$

où c_i sont des nombres réels.

Posons:

$$e(t) = y(t) - y_R(t) \tag{1.36}$$

Alors:

$$v - y_R^{(r)} = \sum_{i=1}^r c_{i-1} e^{(i-1)} \tag{1.37}$$

En imposant la référence (1.35) on obtient:

$$\dot{z}_r - y^{(r)} - y_R^{(r)} - c_{r-1} e^{(r-1)} - \dots - c_1 e^{(1)} - c_0 e \tag{1.38}$$

c.à.d:

$$e^{(r)} + c_{r-1} e^{(r-1)} + \dots + c_1 e^{(1)} + c_0 e = 0 \tag{1.39}$$

Ainsi l'erreur $e(t)$ satisfait une équation différentielle linéaire d'ordre r dont les coefficients peuvent être arbitrairement imposés, on aura alors la sortie du système qui poursuit une sortie de référence avec une erreur qui converge vers zéro avec la dynamique désirée.

I.6. REJET DE LA PERTURBATION:

Soit un système affecté par une perturbation donné par:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)u + p(x)w \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{1.40}$$

Cherchons un retour d'état:

$$u = \alpha(x) + \beta(x)v \quad (1.41)$$

donnant en boucle fermée une sortie indépendante de l'entrée indésirable c'est le problème de **découplage sortie-perturbation**.

Supposons que le système possède un degré relatif r en x_0 et le champs de vecteurs $p(x)$ vérifie l'équation suivante:

$$L_p L_f^i h(x) = 0 \quad 0 \leq i \leq r-1 \quad (1.42)$$

En dérivant la sortie du système, on obtient:

$$\begin{aligned} \frac{dz_1}{dt} &= \frac{dh}{dt} = \frac{\partial h}{\partial x} (f(x) + g(x)u + p(x)w) \\ &= L_f h(x) + L_g h(x)u + L_p h(x)w \\ &= L_f(x) - z_2 \end{aligned} \quad (1.43)$$

si on continue jusqu'à r :

$$\frac{dz_r}{dt} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)u \quad (1.44)$$

on obtient la forme normale suivante:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= z_3 \\ &\vdots \\ \dot{z}_r &= b(\xi, \eta) + a(\xi, \eta)u \\ \dot{\eta} &= q(\xi, \eta) + k(\xi, \eta)w \\ y &= z_1 \end{aligned} \quad (1.45)$$

Après le bouclage donné par:

$$u = \frac{-b(\xi, \eta)}{a(\xi, \eta)} + \frac{v}{a(\xi, \eta)} \quad (1.46)$$

Le problème de découplage sortie-perturbation se trouve résolu, Ainsi le schéma bloc donné par la figure (fig 1.4).

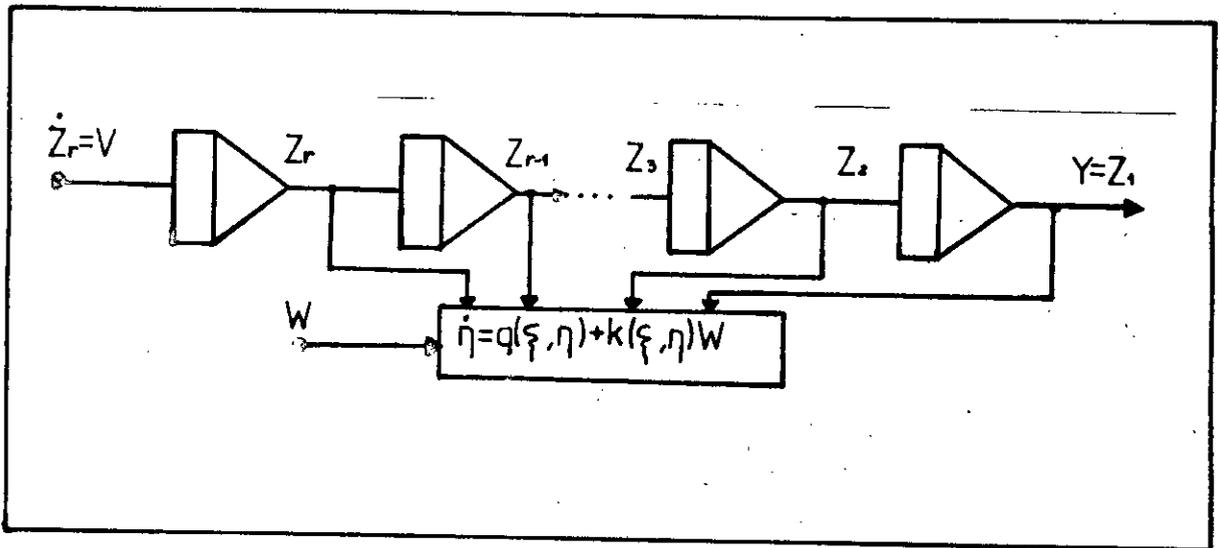


fig 1.4: Découplage Sortie-Perturbation

Ainsi, on peut dire que le problème de rejet de la perturbation est résolu ssi l'équation (1.42) est satisfaite.

Dans le cas où la perturbation est mesurable, on adopte une commande par bouclage d'état contenant une boucle d'anticipation.

$$u = \alpha(x) + \beta(x) + \gamma(x)w \quad (1.47)$$

où $\gamma(x)$ est la fonction à calculer afin de garantir le découplage sortie-perturbation.

En boucle fermée on a:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x)v + (g(x)\gamma(x) + p(x))w \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (1.48)$$

Cherchons $\gamma(x)$ tel que:

$$\begin{aligned} 0 - L_{g\gamma+p}L_f^i h(x) - L_g L_f^i h(x)\gamma(x) + L_p L_f^i h(x) \\ 0 \leq i \leq r-1 \end{aligned} \quad (1.49)$$

et puisque le degré relatif est r alors on doit avoir:

$$\begin{aligned} L_p L_f^i h(x) &= 0 \quad 0 \leq i \leq r-2 \\ L_p L_f^{r-1} h(x) &= -L_g L_f^{r-1} h(x)\gamma(x) \end{aligned} \quad (1.50)$$

d'où l'expression voulue:

$$\gamma(x) = -\frac{L_p L_f^{r-1} h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)} \quad (1.51)$$

Ainsi si la condition (1.50) est vérifiée la résolution du problème est assurée par:

$$u = -\frac{L_f^r h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)} + \frac{v}{L_g L_f^{r-1} h(x)} - \frac{L_p L_f^{r-1} h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)} w \quad (1.52)$$

1.7. CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons entamer une approche astucieuse de la synthèse des systèmes S.I.S.O. régit par des équations différentielles non linéaires, en les transformant par un retour d'état non linéaire et un difféomorphisme, en un système linéaire. La détermination de la commande linéarisante nécessite un calcul formel compliqué surtout lorsqu'il s'agit d'un système fortement non linéaire et dont l'ordre est supérieur à trois. Il peut exister certains points dont la commande n'est plus définie. Sa validité est aussi liée à la stabilité de la dynamique des zéros.

Chapitre

DEUX

Théorie élémentaire des systèmes non-linéaires

Multi-entrées Multi-sorties.

II.1. INTRODUCTION:

Dans ce chapitre nous allons montrer que la théorie, développée pour les systèmes non-linéaires monovariabiles, peut être étendue pour le cas multivariable, en se limitant par certaines considérations (système carré c.à.d ayant le même nombre de sorties que d'entrées). De ce fait un grand nombre de résultats issues des systèmes monovariabiles peuvent faire l'objet d'une extension au cas multivariable, tels que la transformation locale des coordonnées, dynamique des zéros... On introduira la notion de la commande non-interactive qui donne un ensemble de sous systèmes S.I.S.O indépendants. Finalement les notions de bouclage statique et dynamique seront présentées, ainsi que le cas où l'un ou l'autre de ces bouclages doit être utilisé.

II.2. TRANSFORMATION LOCALE DES COORDONNÉES:

Soit un système non-linéaire multivariable donné dans l'espace d'état par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i \\ y_1 &= h_1(x) \\ y_2 &= h_2(x) \\ &\vdots \\ y_m &= h_m(x) \end{aligned} \quad (2.1)$$

où $f(x), g(x)$ et $h_i(x)$ sont des fonctions vectorielles différentiables de dimensions appropriées.

II.2.1. Degré relatif vectoriel:

Le système (2.1) à un degré relatif vectoriel (r_1, r_2, \dots, r_m) au point x^0 si:

$$\bullet L_{g_j} L_f^k h_i(x) = 0 \quad \text{pour } 1 \leq j \leq m \text{ et } 1 \leq i \leq m \text{ et } \forall k \leq r_i \quad (2.2)$$

•• La matrice carrée, appelée matrice de découplage:

$$\begin{pmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

est non singulière au point $x = x^0$.

Le degré relatif r_i est exactement le nombre de fois qu'il faut dériver la $i^{\text{ème}}$ sortie $y_i(t)$ afin de faire apparaître au moins une entrée du vecteur u .

Remarque:

Dans le cas où la matrice de découplage est non carrée, la deuxième condition est remplacée par:

$$\text{Rang}[A(x)] = n_s \quad (2.4)$$

où n_s est le nombre de sorties.

H.2.2. Forme normale:

Soit le système (2.1) dont le degré relatif vectoriel $\{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ satisfait la condition suivante:

$$r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \leq n$$

Posons:

$$\phi_1^i(x) = h_i(x)$$

$$\phi_2^i(x) = L_j h_i(x)$$

$$1 \leq i \leq m \quad (2.5)$$

$$\phi_{r_i}^i(x) = L_j^{r_i-1} h_i(x)$$

et on peut toujours choisir les $(n-r)$ fonctions $\phi_{r+1}(x), \dots, \phi_n(x)$ telles que:

$$L_{g_j} \phi_i(x) = 0 \quad r+1 \leq i \leq n \quad 1 \leq j \leq m \quad (2.6)$$

afin de trouver la forme normale:

$$\begin{aligned} \xi_1^i - \xi_2^i \\ \vdots \\ \xi_{r_i-1}^i - \xi_{r_i}^i \\ \xi_{r_i}^i - b_i(\xi, \eta) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(\xi, \eta) u_j \end{aligned} \quad (2.7)$$

$$y_i - \xi_1^i$$

$$\begin{aligned} \dot{\eta} - q(\xi, \eta) + \sum_{i=1}^m p_i(\xi, \eta) u_i \\ - p(\xi, \eta) + q(\xi, \eta) u_i \end{aligned}$$

où on a posé:

$$\xi = (\xi^1, \xi^2, \dots, \xi^m)$$

et $\eta = (\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_{n-r})$

$$\xi^i = \begin{pmatrix} \xi_1^i \\ \xi_2^i \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \xi_{r_i}^i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \phi_1^i(x) \\ \phi_2^i(x) \\ \vdots \\ \vdots \\ \vdots \\ \phi_{r_i}^i(x) \end{pmatrix} \quad 1 \leq i \leq m \quad (2.8)$$

$$\eta_j = \phi_{r+j}(x) \quad 1 \leq j \leq n-r \quad (2.9)$$

Avec:

$$\begin{aligned} a_{ij}(\xi, \eta) &= L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i(\phi^{-1}(\xi, \eta)) \\ b_i(\xi, \eta) &= L_f^{r_i} h_i(\phi^{-1}(\xi, \eta)) \quad 1 \leq i, j \leq m \end{aligned} \quad (2.10)$$

Remarque:

Le choix pris n'est possible que si la distribution engendrée par $\{g_1, g_2, \dots, g_m\}$ est involutive, ceci implique que les $p_i(\xi, \eta)$ dans (2.7) vont être nuls.

II.2.3. Dynamique des zéros:

Soit un système dont le degré relatif vectoriel $\{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ tel que:

$$r_1 + r_2 + \dots + r_m < n$$

L'idée est toujours de trouver les conditions initiales et l'entrée qu'il faut appliquer à l'instant t_0 pour maintenir la sortie nulle $\forall t \geq t_0$, ainsi on analyse le comportement interne du système.

On montre facilement que si $y(t) = 0$ alors $\forall t$:

$$\xi(t) = (\xi^1(t) \dots \xi^m(t)) = 0^T \quad (2.11)$$

Ce qui entraîne:

$$0 = b_i(0, \eta) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(0, \eta) u_j(t) \quad \text{pour } 1 \leq i \leq m \quad (2.12)$$

En utilisant une représentation vectorielle, on trouve:

$$u(t) = -[A(0, \eta)]^{-1} b(0, \eta) \quad (2.13)$$

Ainsi la dynamique des zéros est donnée par:

$$\dot{\eta}(t) = q(\xi, \eta) - p(\xi, \eta)[A(0, \eta)]^{-1}b(0, \eta) \quad (2.14)$$

Avec la condition initiale:

$$\eta(0) = \eta^0 \quad (2.15)$$

II.3. LINEARISATION EXACTE PAR BOUCLAGE:

Nous allons illustrer comment le système (2.1) peut être transformé en un système linéaire et commandable par le moyen d'un bouclage non-linéaire et d'un changement de coordonnées dans l'espace d'état.

Choisissons une nouvelle entrée de référence v_1, v_2, \dots, v_m :

$$U_i = \alpha_i(x) + \sum_{j=1}^m \beta_{ij}(x)v_j \quad (2.16)$$

où α_i et β_{ij} ($1 \leq i, j \leq m$) sont des fonctions définies dans un ouvert de \mathbb{R}^n .

En utilisant l'expression condensée:

$$U = \alpha(x) + \beta(x)V \quad (2.17)$$

Le système en boucle fermée se trouve donné par:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x)v \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (2.18)$$

On suppose que la matrice $\beta(x)$ est nonsingulière $\forall x$.

Considérons un système (2.1) dont le degré relatif vectoriel obéit à cette condition:

$$r_1 + r_2 + \dots + r_m = n \tag{2.19}$$

Prenant le difféomorphisme:

$$Z = \varrho(x) \tag{2.20}$$

où:

$$\begin{aligned} \phi_k^i(x) - L_f^{k-1} h_i(x) & \quad 1 < i < m \\ & \quad 1 < k < r_i \end{aligned} \tag{2.21}$$

Suivi d'un bouclage d'état statique:

$$U = -A^{-1}(x)b(x) + A^{-1}(x)V = \alpha(x) + \beta(x)V \tag{2.22}$$

Ainsi on obtient un système linéaire commandable donné par:

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1^i - \xi_2^i \\ \vdots \\ \dot{\xi}_{r_i-1}^i - \xi_{r_i}^i \\ \dot{\xi}_{r_i}^i - v_i \end{aligned} \quad 1 \leq i \leq m \tag{2.23}$$

Remarque:

- Le problème de linéarisation exacte est résoluble ssi:

$$r_1 + r_2 + \dots + r_m = n$$

c.à.d après difféomorphisme et bouclage le système se trouve linéaire et commandable.

- Le système linéarisé se trouve sous la forme canonique de BRUNOWSKY:

[1]

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= Az + Bv \\ y &= Cz \end{aligned} \quad (2.24)$$

où: $A = \text{diag}(A_1, A_2, \dots, A_m)$ et $B = \text{diag}(b_1, b_2, \dots, b_m)$

$$A_i = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}, [r_i \times r_i]$$

$$b_i = [00\dots 01]^T \quad [r_i \times 1]$$

$C = \text{diag}(c_1, c_2, \dots, c_m)$

où: $c_i = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$

II.4. COMMANDE NONINTERACTIVE:

Souvent en multivariable, on cherche une commande non-interactive annulant les interactions qui couplent le système, en le transformant en m sous-systèmes découplés. Nous allons montrer que l'objectif peut être atteint dans le cas non-linéaire.

Considérons toujours le système (2.1), le bouclage d'état donné par (2.22) où:

$$\alpha(x) = -A^{-1}(x) b(x)$$

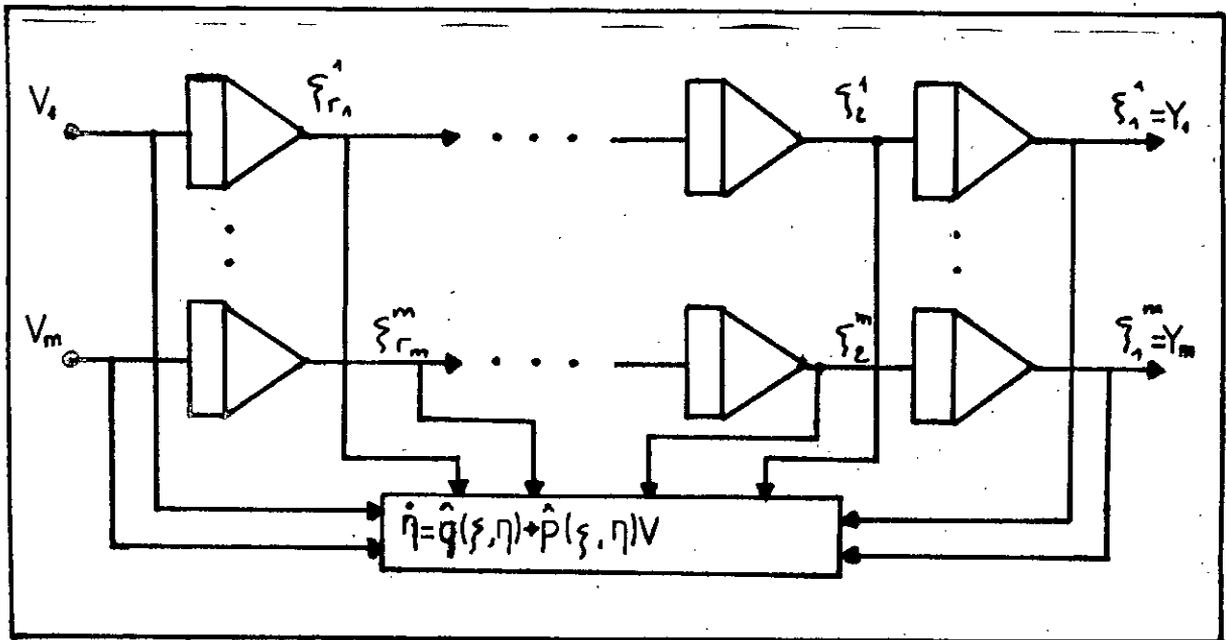
$$\beta(x) = A^{-1}(x)$$

assure un découplage standard, le fait que chaque sortie y_i ($1 \leq i \leq m$) se trouve affectée par une entrée de référence v_i seulement, à travers r_i intégrateurs.

Selon le degré relatif, on peut envisager deux cas:

une partie non observable existe en boucle fermée qui n'a aucun effet sur les sorties (fig(2.1)).

$$\bullet \sum_{i=1}^n r_i < n \tag{2.25}$$



fig(2.1): Schéma symptomatique du système partiellement linéaire découplé.

$$\bullet\bullet \sum_{i=1}^n r_i = n$$

Le comportement est complètement découplé dont la matrice de transfert est donnée par:

$$H(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{s^{r_1}} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \frac{1}{s^{r_2}} & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ 0 & 0 & \dots & \frac{1}{s^{r_m}} \end{pmatrix} \tag{2.27}$$

Remarque:

- La non singularité de la matrice (2.3) de découplage est une condition nécessaire et suffisante pour linéariser et découpler le système.
- Une fois le système est découplé, un bouclage additive donné par:

$$V_i = -C_0^i \xi_1^i - C_1^i \xi_2^i - \dots - C_{r_i-1}^i \xi_{r_i}^i + \bar{V}_i \quad (2.28)$$

où: C_j^i sont des coefficients réels.

Ce retour d'état peut stabiliser le système après avoir vérifier la stabilité de la dynamique des zéros.

II.5. NOTION SUR LE BOUCLAGE STATIQUE ET DYNAMIQUE:

Selon que la matrice de découplage donnée par (2.3) soit singulière ou non, on peut envisager deux types de bouclage.

II.5.1 Bouclage statique:

Le bouclage statique est un bouclage dont la commande u dépend seulement de l'état du système x et de la nouvelle entrée v , si la matrice de découplage est non singulière alors le bouclage linéarisant donné par (2.24) peut s'écrire:

$$U = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^{r_1} h_1(x) \\ L_f^{r_2} h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^{r_m} h_m(x) \end{bmatrix} + A^{-1}(x)V \quad (2.30)$$

Ce bouclage non-linéaire est dit statique. Il rend le système bouclé sous la forme suivante:

$$\begin{bmatrix} y_1^{r_1} \\ y_2^{r_2} \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m^{r_m} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ V_m \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

II.5.2 Bouclage dynamique:

C'est un bouclage dont la commande u est composée par une sortie d'un système dynamique, l'état du système et une entrée de référence v .

Il peut être donné par:

$$\begin{aligned} U &= \alpha(x, \xi) + \beta(x, \xi)V \\ \dot{\xi} &= \gamma(x, \xi) + \delta(x, \xi)V \end{aligned} \quad (2.32)$$

où ξ est une variable d'état additionnelle.

Dans le cas où la matrice $A(x)$ est singulière (le degré relatif n'existe pas), alors la linéarisation si elle possible ne peut se faire que par bouclage dynamique qui consiste à faire augmenter le rang de $A(x)$ jusqu'à m , ainsi le degré relatif du système étendu existera.

A noter que l'addition d'une intégration sur certaine entrée aide beaucoup à obtenir un degré relatif. Nous allons décrire une procédure qui identifie la voie où on

doit insérer des intégrateurs, et le nombre de ceux-ci.

Algorithme de l'extension dynamique:

Considérons la matrice $A(x)$ définie par (2.3) dont le rang est q où $q < m$. Les deux fonctions analytiques $\alpha(x, \xi)$ et $\beta(x, \xi)$ de l'équation (2.33) sont données par:

$$\begin{aligned} L_{f+g\beta} L_f^{r_i-1} h_i(x) &= 0 & 1 \leq i \leq q \\ L_{g\beta_j} L_f^{r_i-1} h_i(x) &= \delta_{ij} & 1 \leq j \leq m \end{aligned} \tag{2.34}$$

Posons:

$$\begin{aligned} \xi &= [\xi_1 \ \xi_2 \ \dots \ \xi_q]^T \\ V' &= [V_1 \ V_2 \ \dots \ V_q]^T \\ V'' &= [V_{q+1} \ V_{q+2} \ \dots \ V_m]^T \end{aligned} \tag{2.33}$$

Prenant $\beta'(x)$ (respectivement $\beta''(x)$) la matrice formée par les premières q colonnes (respectivement les dernières $q-m$ colonnes) de $\beta(x)$. D'où le bouclage dynamique:

$$\begin{aligned} U &= \alpha(x) + \beta'(x)\xi + \beta''(x)V'' \\ \dot{\xi} &= V' \end{aligned} \tag{2.35}$$

On aura le système en boucle fermée correspondant:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta'(x)\xi + g(x)\beta''(x)V'' \\ \dot{\xi} &= V' \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{2.36}$$

II.6. CONCLUSION:

La théorie des systèmes non linéaires M.I.M.O n'est qu'une extension au cas multivariable de la théorie des systèmes S.I.S.O, son avantage reside dans le faite qu'avec le même bouclage on peut assurer la linéarisation et le découplage Entrée/Sortie. A noter que le calcul formele devient très compliqué.

Chapitre

TROIS

Modélisation du moteur asynchrone.

III. INTRODUCTION:

Vu les avantages que présente le moteur asynchrone (induction motor) et particulièrement le moteur à cage d'écureuil par rapport aux autres machines électriques (robustesse, longue durée de vie, prix peu élevé, facilité d'emploi...), son utilisation s'impose de plus en plus dans l'industrie.

Le moteur asynchrone présente un grand défi de commande causé par trois problèmes:

- La non linéarité du modèle dynamique du système.
- flux rotorique généralement non mesurable.
- variation des paramètres en fonction de la température ce qui perturbe la dynamique du système.

Ainsi plusieurs schémas de commande ont été établis pour résoudre les problèmes posés. Mais la commande du MAS est un domaine qui est toujours ouvert.

Dans ce chapitre on veut obtenir un modèle mathématique souple et facilement manipulable, et surtout qui se rapproche de la réalité en mettant en évidence l'aspect non-linéaire.

III.2 EQUATIONS ELECTRIQUES:

Considerons un MAS ayant les caracteristiques suivantes [5]:

- Les resistances des enroulement ne varient pas avec la température.
- l'effet de peau est négligeable ainsi que l'effet d'encochage.
- la saturation du circuit magnetique et les courants de FOUCAULT sont négligeables.
- la machine est symétrique à entrefer constant.
- le circuit magnetique est supposé parfaitement feuilleté.

Les équations électriques sont données sous la forme matricielle suivante:

$$\begin{aligned}
 U_s - R_s I_s + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\
 U_r - R_r I_r + \frac{d}{dt} [\Phi_r]
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

où:

$$\begin{aligned}
 U_{s,r} &= [U_{as,r} \ U_{bs,r} \ U_{cs,r}]^T \\
 I_{s,r} &= [i_{as,r} \ i_{bs,r} \ i_{cs,r}]^T \\
 \Phi_{s,r} &= [\Phi_{as,r} \ \Phi_{bs,r} \ \Phi_{cs,r}]^T
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques sont:

$$\begin{aligned}
 \Phi_s &= L_s I_s + L_m I_r \\
 \Phi_r &= L_r I_r + L_m I_s
 \end{aligned}
 \tag{3.3}$$

avec:

$$L_s = \begin{pmatrix} l_s & l_{sm} & l_{sm} \\ l_{sm} & l_s & l_{sm} \\ l_{sm} & l_{sm} & l_s \end{pmatrix}$$

$$l_r = \begin{pmatrix} l_r & l_{rm} & l_{rm} \\ l_{rm} & l_r & l_{rm} \\ l_{rm} & l_{rm} & l_r \end{pmatrix}$$

$$L_m = l_m \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta + 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

En remplaçant (3.3) dans (3.1) on obtient:

$$\begin{aligned} U_s - R_s I_s + \frac{d}{dt}[L_m I_r] + L_s \frac{d}{dt}[I_s] \\ U_r - R_r I_r + \frac{d}{dt}[L_m I_s] + L_r \frac{d}{dt}[I_r] \end{aligned} \quad (3.4)$$

C'est des équations différentielles à coefficients variables dans le temps, leurs manipulation est très délicate d'où la nécessité d'une transformation trigonométrique pour obtenir un modèle équivalent plus simple.

III.3 TRANSFORMATION DE PARK:

Afin d'analyser le moteur réel, on développe un modèle dont le comportement est aussi proche que possible de celui de l'original, et cela par des transformations des enroulements de la machine en d'autres, équivalents du point de vue électrique et magnétique.

la transformation de PARK se prête bien pour cet effet, en transformant un enroulement triphasé en deux enroulements équivalents à axes orthogonaux, dans laquelle on définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux, donnée par:

$$A_s = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & \cos(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

Ainsi, on aura:

$$G_{dq} = A G \quad (3.6)$$

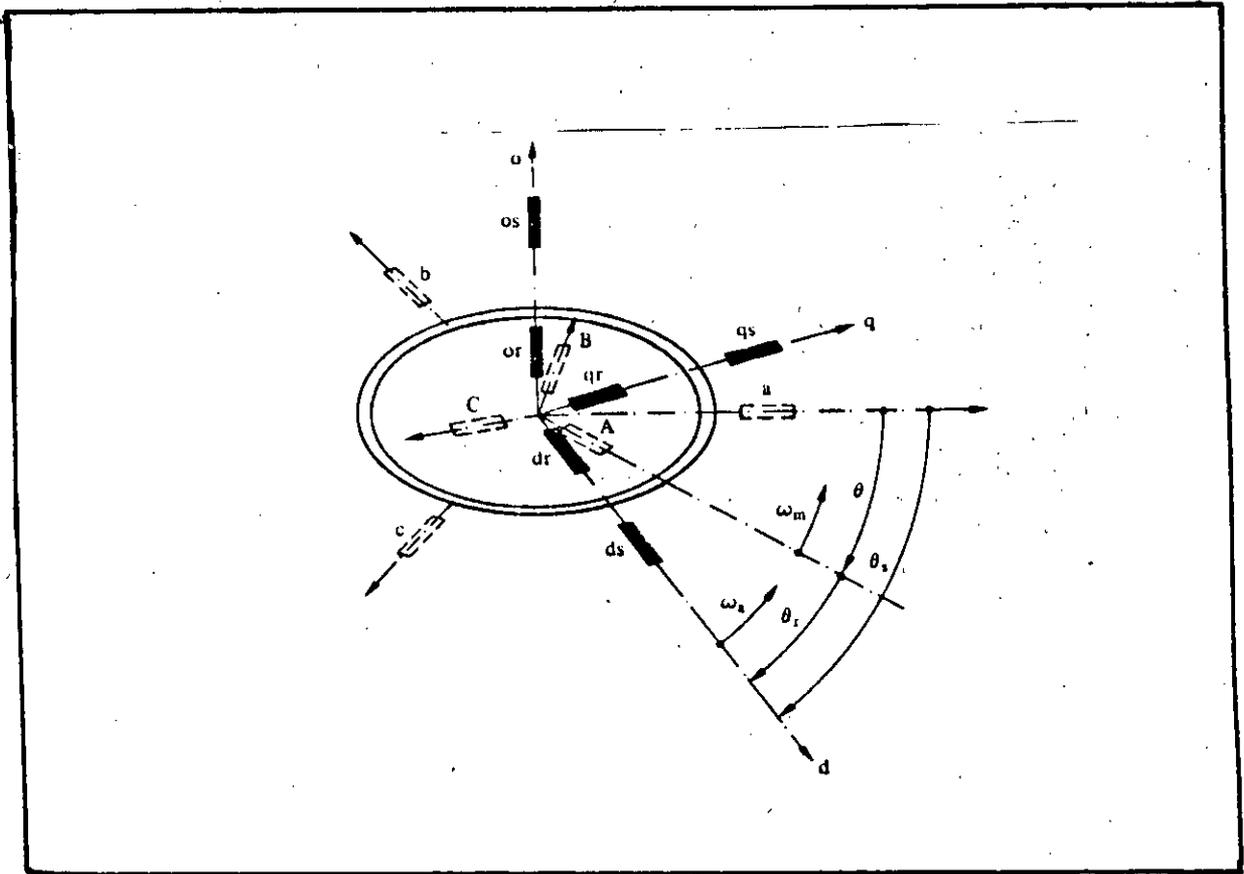
avec:

$$\begin{aligned} G_{dq} &= [G_d G_Q]^T \\ G &= [G_a G_b G_c]^T \end{aligned}$$

où G est une grandeur physique qui peut être courant, flux ou tension.

la transformée inverse est donnée par la matrice A_s^{-1} :

$$A_s^{-1} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \cos(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - 2\frac{\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + 2\frac{\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (3.7)$$



fig(2.1): Transformation de PARK

III.4. MODELISATION DANS LE REPERE DE PARK:

L'application de la transformation de PARK aux équations électriques (3.1) donne:

- Au stator:

$$\begin{aligned}
 U_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}[\Phi_{ds}] - \omega_a \Phi_{qs} \\
 U_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}[\Phi_{qs}] - \omega_a \Phi_{ds}
 \end{aligned}
 \tag{3.8}$$

- Au rotor:

$$\begin{aligned} U_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}[\phi_{dr}] - (w_a - W_m)\phi_{qr} \\ U_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}[\phi_{qr}] + (W_a - w_m)\phi_{dr} \end{aligned} \quad (3.9)$$

W_a étant la vitesse du repère (d,q), et W_m est la pulsation mécanique.

De même pour (3.3):

- Flux statorique:

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \end{aligned} \quad (3.10)$$

- Flux rotorique:

$$\begin{aligned} \phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{aligned} \quad (3.11)$$

Les variables rotoriques étant inaccessibles, il est préférable d'exprimer les équations en grandeurs statoriques [6].

Tirons le courant rotorique de (3.10) et remplaçons dans (3.11):

$$\begin{aligned} \phi_{dr} &= \frac{L_r}{L_m} [\phi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}] \\ \phi_{qr} &= \frac{L_r}{L_m} [\phi_{qs} - \sigma L_s i_{qs}] \end{aligned} \quad (3.12)$$

avec:

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (3.13)$$

Ainsi:

$$\begin{aligned} i_{ds} &= \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_{dr} \\ i_{qs} &= \frac{1}{\sigma L_s} \varphi_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \varphi_{qr} \end{aligned} \quad (3.14)$$

En dérivant ces deux relations on aura:

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \dot{\varphi}_{ds} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \dot{\varphi}_{dr} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \dot{\varphi}_{qs} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \dot{\varphi}_{qr} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Suivant le référentiel de repère de PARK, on aboutit à différents modèles.

Soit le référentiel lié au champ tournant, dans ce cas $W_a = W_m$ et sachant que le rotor est court-circuité, les équations (3.8) et (3.9) seront:

$$\begin{aligned} U_{ds} - R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - W_s \varphi_{qs} \\ U_{qs} - R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + W_s \varphi_{ds} \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (W_s - W_m) \varphi_{qr} = 0 \\ R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (W_s - W_m) \varphi_{dr} = 0 \end{aligned} \quad (3.17)$$

Si on choisit comme état de notre modèle, les grandeurs statoriques alors de (3.16)

on a:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_{ds} - U_{ds} - R_s i_{ds} + W_s \varphi_{qs} \\ \dot{\varphi}_{qs} - U_{qs} - R_s i_{qs} - W_s \varphi_{ds} \end{aligned} \quad (3.18)$$

En combinant (3.10),(3.12),(3.15),(3.17) et (3.18) on trouve:

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= -(\alpha + \beta)i_{ds} + (W_s - W_m)i_{qs} + \frac{\beta}{L_s}\varphi_{ds} + \frac{W_m}{\sigma L_s}\varphi_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s}U_{ds} \quad (3.19) \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= -(W_s - W_m)i_{qs} - (\alpha + \beta)i_{ds} - \frac{W_m}{\sigma L_s}\varphi_{ds} + \frac{\beta}{L_s}\varphi_{qs} + \frac{1}{\sigma L_s}U_{qs} \end{aligned}$$

avec:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{R_s}{\sigma L_s} \\ \beta &= \frac{R_r}{\sigma L_r} \end{aligned} \quad (3.20)$$

sachant que:

$$W_s = W_r + W_m \quad (3.21)$$

L'équation dynamique qui régit le moteur sera écrite comme suit:

$$\dot{x} = f(x) + g(x)U \quad (3.22)$$

où:

$$f(x) = \begin{pmatrix} -(\alpha + \beta) & 0 & \frac{\beta}{L_s} & \frac{W_m}{\sigma L_s} \\ 0 & -(\alpha + \beta) & -\frac{W_m}{\sigma L_s} & \frac{\beta}{L_s} \\ -\alpha \sigma L_s & 0 & 0 & W_m \\ 0 & -\alpha \sigma L_s & -W_m & 0 \end{pmatrix} x - Ax$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & i_{qs} \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & -i_{ds} \\ 1 & 0 & \varphi_{qs} \\ 0 & 1 & -\varphi_{ds} \end{pmatrix}$$

$$x = [i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{ds} \ \varphi_{qs}]$$

$$U = [U_{ds} \ U_{qs} \ W_r]$$

C'est un modèle bilinéaire en tenant compte du principe de la séparation des modes électriques (variables rapides) et des modes mécaniques (variables lentes). [6]

III.5. EQUATION MECANIQUE:

La puissance instantanée est donnée par:

$$P(t) = U_{as} i_{as} + U_{bs} i_{bs} + U_{cs} i_{cs} \quad (3.23)$$

Après la transformation de PARK, on obtient:

$$P(t) = \frac{3}{2} (U_{ds} i_{ds} + U_{qs} i_{qs}) \quad (3.24)$$

En substituant l'équation (3.16) dans (3.24) et en multipliant par dt, on trouve:

$$\begin{aligned} dW_{em} = & \left[\frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \right] + \left[\frac{3}{2} W_r (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}) dt \right] + \\ & + \left[\frac{3}{2} (d\varphi_{ds} i_{ds} + d\varphi_{qs} i_{qs}) \right] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Tel que:

- Le premier terme représente l'énergie perdue par effet JOULE.
- Le second représente l'énergie transformée du stator au rotor.
- Le troisième représente la variation d'énergie mécanique.

A partir du second terme, on tire le couple électromagnétique:

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\varphi_{ds}i_{ds} - \varphi_{qs}i_{qs}) \quad (3.26)$$

Comme $C_{em} = C_{mec}$ alors l'équation mécanique peut être donnée par:

$$C_{em} = \frac{J}{p} \frac{dW_m}{dt} + \frac{f}{p} W_m + C_r \quad (3.27)$$

ou bien:

$$\frac{dW_m}{dt} = \frac{3p^2}{2J}(\varphi_{ds}i_{ds} - \varphi_{qs}i_{qs}) - \frac{f}{J}W_m - \frac{p}{J}C_r \quad (3.28)$$

III.6. CONCLUSION:

Le modèle du MAS n'est pas unique, en effet le choix du modèle est gouverné par:

- L'application industrielle: choix des sorties.
- L'instrumentation utilisée: choix des états et des variables de commande.
- Séparation des modes mécaniques et électromagnétiques.

Chapitre

QUATRE

*Découplage et linéarisation entrée-sortie
par bouclage statique*

IV.1. INTRODUCTION:

Une nouvelle approche de la commande du moteur asynchrone sera présentée, elle est basée sur les concepts de la géométrie différentielle pour la commande des systèmes non-linéaires présentés dans la première partie. Une sélection adéquate des sorties du système [7],[8] assure, à travers un bouclage non-linéaire statique, une linéarisation exacte et un découplage Entrée-Sortie du système en boucle fermée.

IV.2. OBJECTIF DE LA COMMANDE:

On se basant sur la représentation équivalente à deux phases de la machine, et sous les hypothèses simplificatrices standards, considérons le modèle bilinéaire donné par (3.22), où les composantes du courant statorique (i_{ds}, i_{qs}) peuvent être obtenu par mesure directe, tandis que les composantes du flux statorique (ϕ_{ds}, ϕ_{qs}) doivent être reconstruites par des observateurs non-linéaire, néanmoins nous avons considéré que ces dernières sont disponibles pour la mesure.

les variables d'entrée sont les deux projection V_{ds} et V_{qs} de la tension statorique et la pulsation rotorique W_r qui est la différence entre la vitesse angulaire désirée du flux et la pulsation mécanique, qui varie lentement par rapport aux variables électromagnétiques.

Vu l'importance de la sortie dans la conception de la commande linéarisante, on est contraint de la définir à priori, d'un autre côté elle doit satisfaire le but de la commande.

Dans notre cas le moteur asynchrone est utilisé comme un actionneur, nous nous intéressons à la commande du couple, et pour garantir un fonctionnement correct, le flux ne doit pas dépasser une valeur limite. Et afin d'avoir un système carré et d'assurer une orientation du référentiel (d-q), la variable ϕ_{qs} est choisie comme troisième sortie. La commande synthétisée doit garder le courant limité par la valeur maximale que les convertisseur peuvent débiter.

IV.3. SYNTHÈSE DE LA COMMANDE LINÉARISANTE:

D'après l'objectif de la commande adoptée, considérons les sorties suivantes:

$$\begin{aligned}
 Y_1 - h_1(x) - k_1 \|\varphi_r\| &= \frac{1}{2} [(x_3 - \sigma L_s x_1)^2 + (x_4 - \sigma L_s x_2)^2] \\
 Y_2 - h_2(x) - k_2 C_{em} &= x_2 x_3 - x_1 x_4 \\
 Y_3 - h_3(x) - \varphi_{qs} &= x_4
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

où k_1 et k_2 sont fonctions des paramètres de la machine:

$$\begin{aligned}
 k_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \\
 k_2 &= \frac{2}{3p}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Ces constantes sont introduites pour la simplification des calculs.

IV.3.1. Degré relatif vectoriel:

Pour déterminer le degré relatif, on dérive les sorties assez de fois jusqu'à faire apparaître au moins l'une des entrées:

$$\begin{aligned}
 \dot{Y}_1 &= \sigma \beta [(x_3 - \sigma L_s x_1)(L_s x_1 - x_3) + (x_4 - \sigma L_s x_2)(L_s x_2 - x_4)] \\
 \ddot{y}_1 &= \sigma \beta (W L_s (1 - \sigma) h_2(x) - L_s [(\alpha + \beta)(1 - \sigma) + 4\beta \sigma] (x_1 x_3 + x_2 x_4) \\
 &\quad + L_s^2 [\sigma(\alpha + 2\beta) - \alpha \sigma^2] (x_1^2 + x_2^2) + \beta(1 - \sigma)(x_3^2 + x_4^2)) + \\
 &\quad + \{\beta(1 - \sigma)x_3 + \sigma\beta(\sigma - 1)L_s x_1\} U_1 + \\
 &\quad + \{\beta(1 - \sigma)x_4 + \sigma\beta(\sigma - 1)L_s x_2\} U_2 - \\
 &\quad - L_f^2 h_1(x) + L_{g_1} L_f h_1(x) U_1 + L_{g_2} L_f h_1(x) U_2
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

d'où si

$$L_{g_1} L_f h_1(x) = 0 \Rightarrow x_1 \neq \frac{x_3}{\sigma L_s} \quad (4.4)$$

ou

$$L_{g_2} L_f h_1(x) \neq 0 \Rightarrow x_2 \neq \frac{x_4}{\sigma L_s} \quad (4.5)$$

alors: $r_1 = 2$

$$\begin{aligned} \dot{Y}_2 = & \{W(x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{w}{\sigma L_s}(x_4^2 + x_3^2) - (\alpha + \beta)h_2(x)\} - \\ & - \frac{1}{\sigma L_s}(x_4 - \sigma L_s x_2)U_1 + \frac{1}{\sigma L_s}(x_3 - \sigma L_s x_1)U_2 \\ & - L_f h_2(x) + L_{g_1} h_2(x)U_1 + L_{g_2} h_2(x)U_2. \end{aligned} \quad (4.3)$$

d'où si:

$$L_{g_1} h_2(x) \neq 0 \Rightarrow x_2 \neq \frac{x_4}{\sigma L_s} \quad (3.7)$$

$$L_{g_2} h_2(x) \neq 0 \Rightarrow x_1 \neq \frac{x_3}{\sigma L_s}$$

alors: $r_2 = 1$

$$\begin{aligned} \dot{Y}_3 = & \dot{x}_4 - \alpha \sigma L_s x_2 - Wx_3 + U_2 - x_3 U_3 \\ & - L_f h_3(x) + L_{g_2} h_3(x)U_2 + L_{g_3} h_3(x)U_3 \end{aligned} \quad (4.7)$$

donc quelque soit $x \in \mathbb{R}^4$ alors $r_3 = 1$

Verifions la non singularite de la matrice de découplage donnée par (2.3), pour s'assurer de l'existence du degré relatif vectoriel:

$$A(x) = \begin{pmatrix} \beta(1-\sigma)[x_3 - \sigma L_s x_1] & \beta(1-\sigma)[x_4 - \sigma L_s x_2] & 0 \\ -\frac{1}{\sigma L_s}[x_4 - \sigma L_s x_2] & \frac{1}{\sigma L_s}[x_3 - \sigma L_s x_1] & 0 \\ 0 & 1 & -x_3 \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

$$\text{Det}A(x) = \frac{2x_3\beta(\sigma-1)}{\sigma L_s} h_1(x) \quad (4.10)$$

Pourque la matrice (4.9) soit inversible il faut que :

$$x_3 \neq 0 \quad \text{et} \quad h_1(x) \neq 0 \quad (4.11)$$

Ces deux inégalites (la composante d du flux statorique et le module du flux rotorique non nuls), définissent le domaine de validité de la commande, or durant le fonctionnement normale ces singularités n'interviennent jamais [8].

Le système est exactement linéarisable ssi:

$$\sum_{i=1}^n r_i = n$$

or: λ

$$r_1 + r_2 + r_3 = 4$$

$$\forall x \in U - \left\{ x \in \mathbb{R}^4, x_1 \neq \frac{x_3}{\sigma L_s} \quad \text{ou} \quad x_2 \neq \frac{x_4}{\sigma L_s} \right\}$$

Le système est linéarisable avec un bouclage statique non-linéaire au voisinage de tout point $X \in U$.

IV.3.2 Bouclage statique:

Appliquons le bouclage statique présenté dans (M.4.1): fig(4.2)

$$U = -A^{-1}(x)b(x) + A^{-1}(x)V$$

$$U = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L^2 h_1(x) \\ L h_2(x) \\ L h_3(x) \end{bmatrix} + A^{-1}(x)V \tag{4.12}$$

où:

$$A^{-1}(x) = \begin{pmatrix} \frac{(x_3 - \sigma L_s x_1)}{2\beta(1-\sigma)h_1(x)} & -\frac{\sigma L_s(x_4 - \sigma L_s x_2)}{2h_1(x)} & 0 \\ \frac{x_4 - \sigma L_s x_2}{2\beta(1-\sigma)h_1(x)} & \frac{\sigma L_s(x_3 - \sigma L_s x_1)}{2h_1(x)} & 0 \\ \frac{(x_4 - \sigma L_s x_2)}{2x_3\beta(1-\sigma)h_1(x)} & \frac{\sigma L_s(x_3 - \sigma L_s x_1)}{2x_3h_1(x)} & \frac{-1}{x_3} \end{pmatrix} \tag{4.13}$$

V étant la nouvelle entrée du système linéarisé.

En transformant les coordonnées du système dans un nouveau espace d'état donné par:

$$\begin{aligned}
 z_1 &= h_1(x) - Y_1 \\
 z_2 &= L_f h_1(x) - \dot{Y}_1 \\
 z_3 &= h_2(x) - Y_2 \\
 z_4 &= h_3(x) - Y_3.
 \end{aligned} \tag{4.14}$$

Le système se trouve sous la forme suivante:

$$\begin{aligned}
 \dot{z}_1 &= -\dot{Y}_1 \\
 \dot{z}_2 &= \ddot{Y}_1 - L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) U \\
 \dot{z}_3 &= \dot{Y}_2 - L_f h_2(x) + L_g h_2(x) U \\
 \dot{z}_4 &= \dot{Y}_3 - L_f h_3(x) + L_g h_3(x) U
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

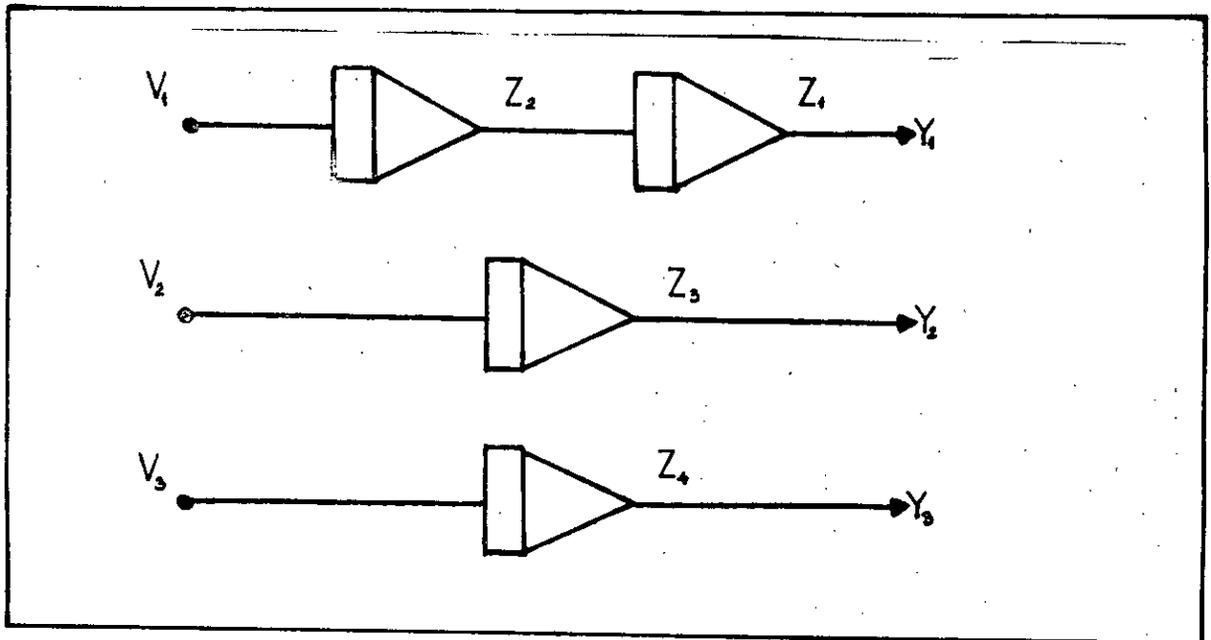
Et en injectant la commande (4.12), on obtiendra le système sous la forme de **BRUNOWSKY**:

$$\dot{Z} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} Z + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} V \tag{4.16}$$

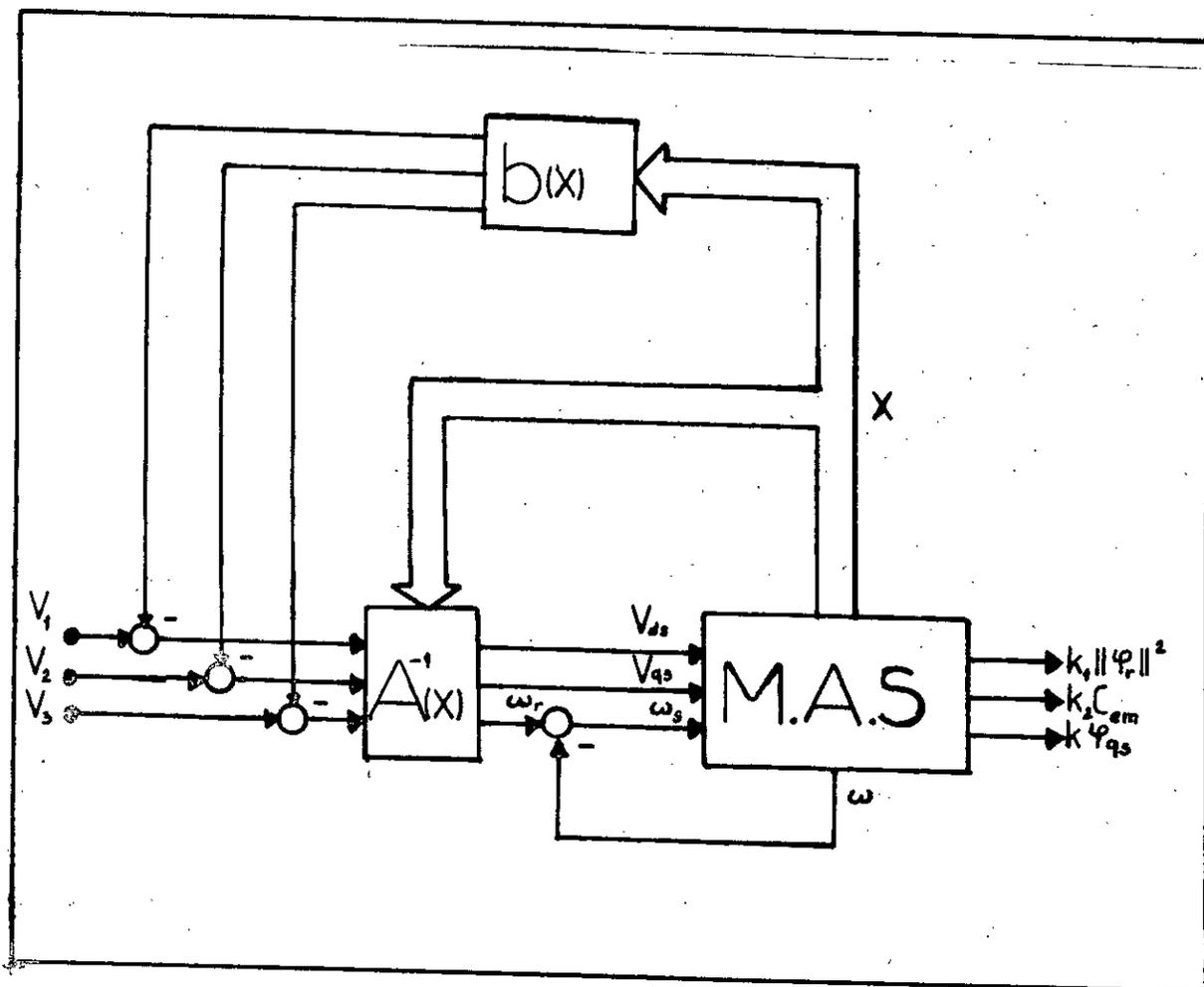
$$Y = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} z$$

Le système se trouve ainsi, formé de trois sous systèmes linéaires et découplés (fig(4.1)), dont la matrice de transfert est donnée par:

$$H(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{s^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{s} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{s} \end{pmatrix} \quad (4.16)$$



Fig(4.1):schéma équivalent du système linéarisé découplé.



Fig(4.2): Structure générale de la commande linéarisante.

Chapitre

CINQ

Commande du système linéarisé

V.I. INTRODUCTION:

Après avoir linéariser et découpler le système, la conception des régulateurs des sous systèmes (v_i, y_i) peut être faite indépendamment, en utilisant les techniques de commande linéaires, telles que les régulateurs classiques, placement de poles, commande optimale,...

Sachant que les paramètres du moteur ne sont pas exactement connus en particulier, α et β sont affectés par de larges variations durant le fonctionnement. Nous nous proposons de trouver la commande qui présente une robustesse vis à vis de ces variations.

V.2. COMMANDE PAR REGULATEURS CLASSIQUES:

V.2.1. Structure de la commande:

Nous avons adopté un régulateur PID pour la commande du flux rotorique, un régulateur PI pour la composante suivant l'axe q du flux statorique et un régulateur P pour le couple fig (5.1).

Les fonctions de transfert des correcteurs R_1 , R_2 et R_3 sont:

$$R_1(s) = K_{P1} + \frac{K_{I1}}{s} + K_{D1}s$$

$$R_2(s) = K_{P2}$$

$$R_3(s) = K_{P3} + \frac{K_{I3}}{s}$$

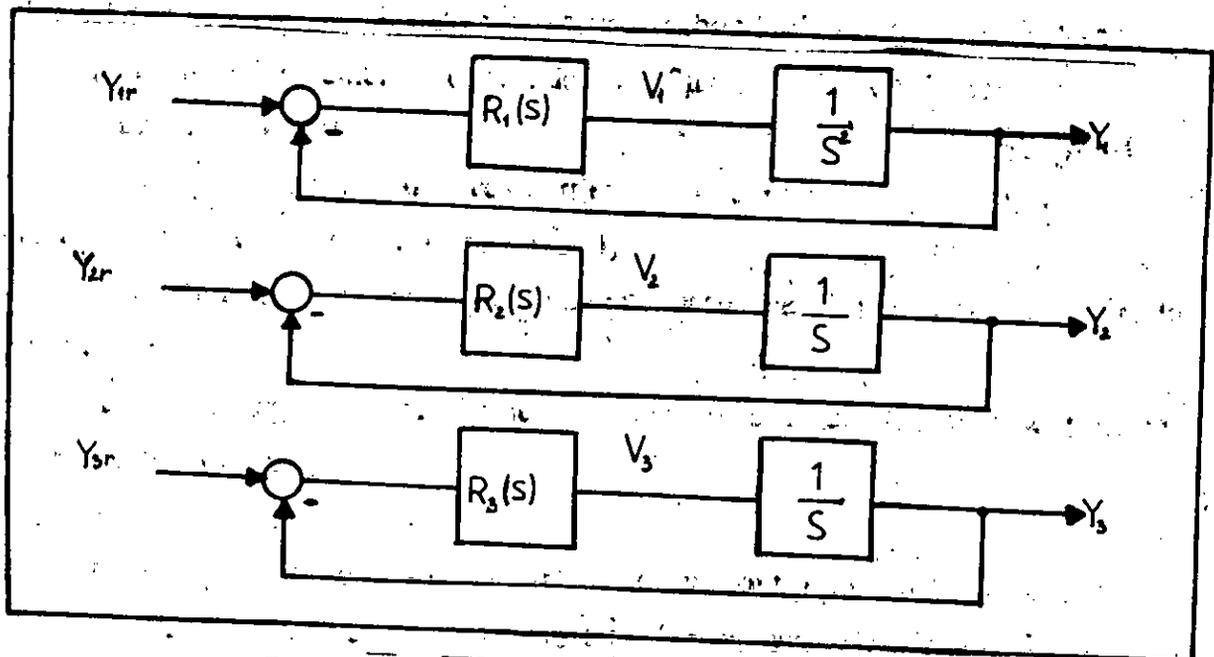


Fig 5.1 : Commande par régulateurs classiques.

table 1 donne les erreurs en régime permanent en présence de ces variations.

	ΔC_{em}	$\Delta \phi_r$	$\Delta \phi_{qs}$
$\Delta \alpha / \alpha = 0.1$	5.17%	10.56%	0.56
$\Delta \beta / \beta = 0.5$	15.04%	9.24%	7.3 10 ⁻⁷

Table 1: Erreurs en regime permanent en présence de variation des paramètres.

V.3. COMMANDE PAR PLACEMENT DE POLES:

V.3.1. Structure de la commande:

Cette methode consiste à imposer la dynamique désirée, par un retour d'état dont les coefficients sont déterminés par un placement optimal des poles de la fonction de transfert en boucle fermée (fig 5.2).

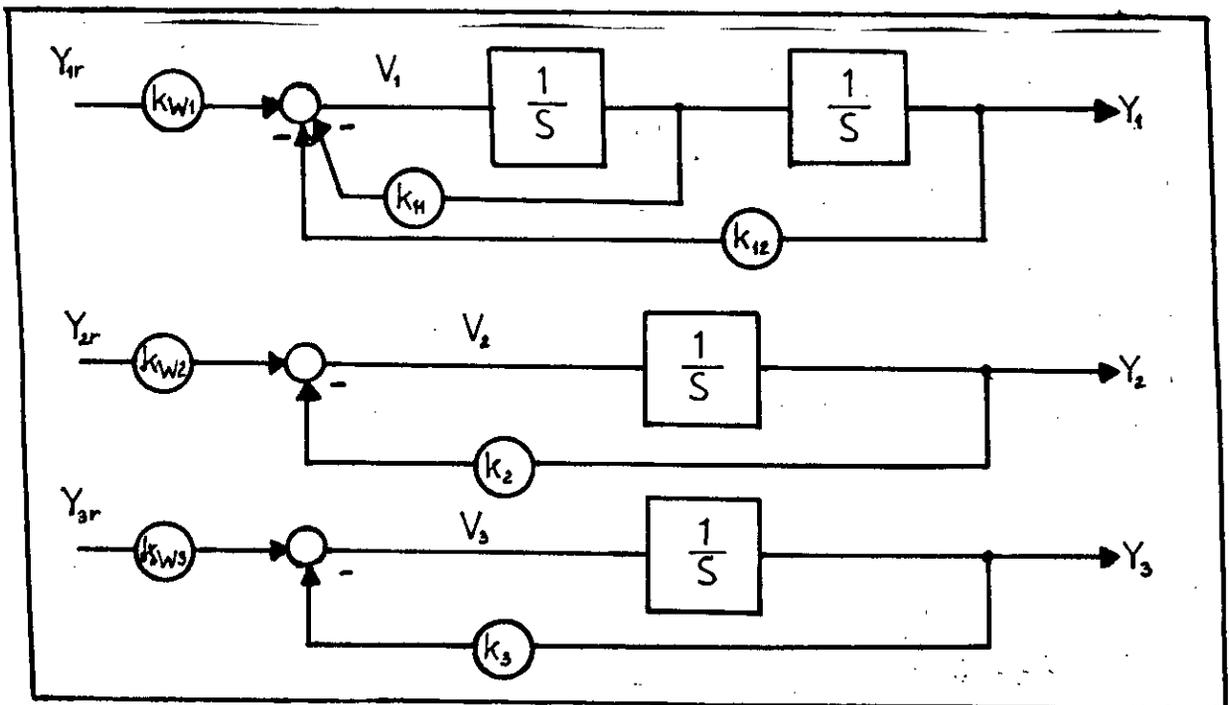


Fig 5.2: Commande par retour d'état.

La matrice de transfert du système en boucle fermée est donnée par:

$$H(s) = \begin{pmatrix} \frac{k_{w1}}{k_{12} + k_{11}s + s^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{k_{w2}}{s + k_2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{k_{w3}}{s + k_3} \end{pmatrix}$$

les coefficients sont données par:

$$\begin{cases} k_{11} - p_{11} + p_{12} \\ k_{12} - p_{11}p_{12} \\ k_{w1} - k_{12} \\ k_2 - p_2 \\ k_{w2} - k_2 \\ k_3 - p_3 \\ k_{w3} - k_3 \end{cases}$$

V.3.2. Résultats de la simulation:

Dans les mêmes conditions, la simulation a montré une dynamique plus performante, le temps de réponse du couple a été nettement amélioré, le flux rotorique et la composante du flux statorique suivant l'axe q ont été maintenus à leurs valeurs de consigne. Les variables de sortie sont insensibles aux variations du couple de charge fig(C5.4).

Les variables de commande restent dans les limites acceptables **fig(C5.5)**, les variables indirectement commandées sont données par **fig(C5.6)**.

Lors du placement de pôles, on a remarqué que leurs éloignement de l'axe imaginaire présente une meilleure rapidité et une robustesse aux variations des paramètres, mais il provoque une transition brusque des variables de commande, inacceptable par les systèmes physiques.

La sensibilité du réglage vis à vis des variations des paramètres est présentée par la table 2:

	ΔC_{em}	$\Delta \phi_r$	$\Delta \phi_{qs}$
$\Delta \alpha / \alpha = 0.1$	2.65%	0.3%	$5.46 \cdot 10^{-2}$
$\Delta \beta / \beta = 0.5$	8.13%	0.3%	$4.86 \cdot 10^{-8}$

Table 2: Erreurs en regime permanent en présence des variations des paramètres.

Nous remarquons que ce réglage diminue la sensibilité aux variations des paramètres.

V.4. CONCLUSION:

La simulation a validé la commande linéarisante synthétisée par bouclage statique, en effet les sous-systèmes sont parfaitement linéaires et découplés.

Les deux techniques de commande linéaire ont tous deux présentées des réponses satisfaisantes du point de vue poursuite de la consigne et sensibilité vis à vis de la variation de la charge.

La commande par placement de pôles a clairement amélioré les performances, et nous a permis de surmonter le problème de variation des paramètres en présentant une meilleure robustesse.

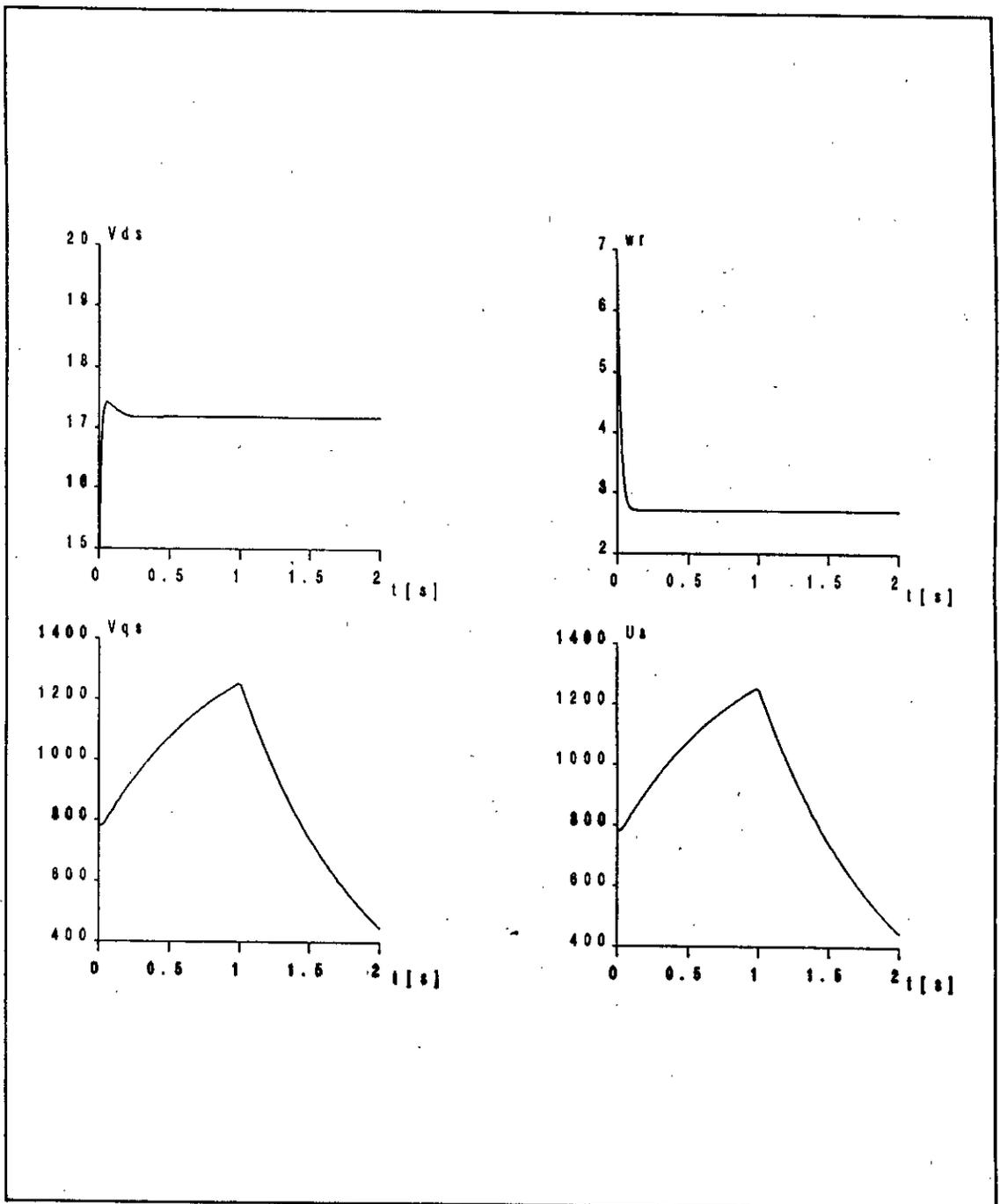


Fig c5.2: Variables de commande:
 tension stat.(d), (q) [V]
 pulsation rot.[rad/s], tension stat.[V]

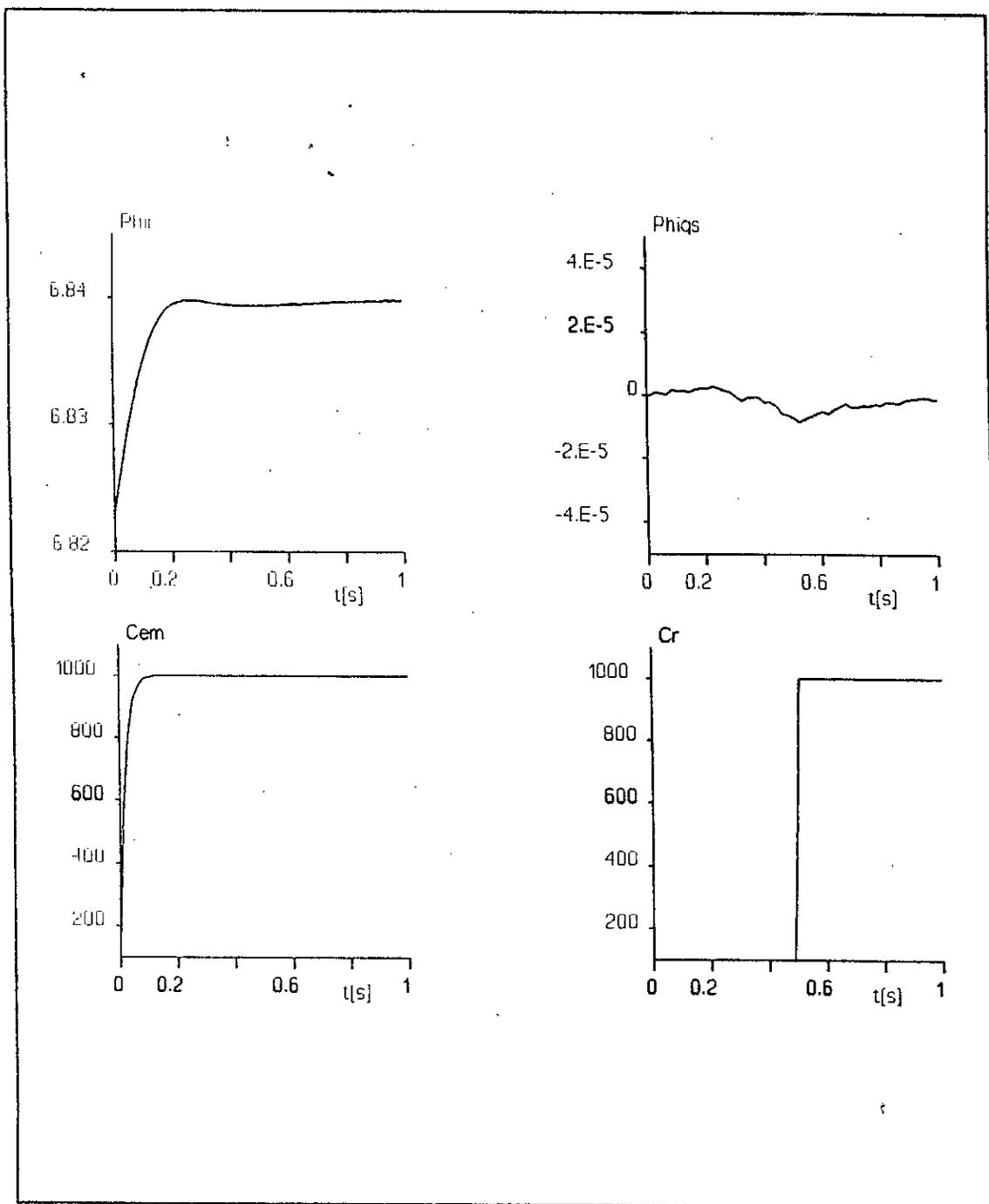


Fig c5.1: Commande classique:
 Flux rot.[v/s], flux stat.(q)[v/s]
 couple[Nm], couple de charge

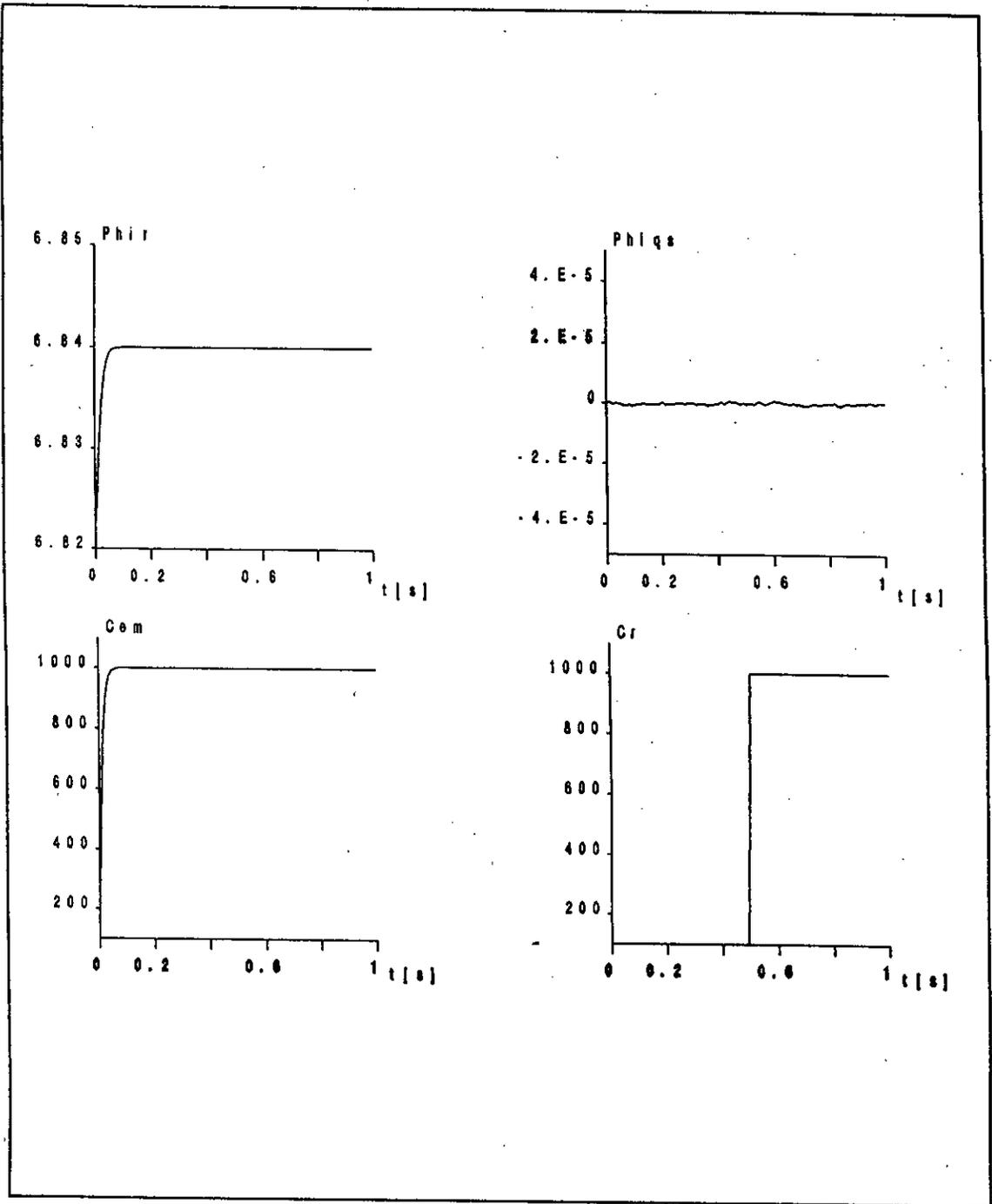


Fig c5.4: commande par retour d'état:
 flux rot.[V/s], flux stat.(q)[V/s]
 couple[Nm], couple de charge[Nm]

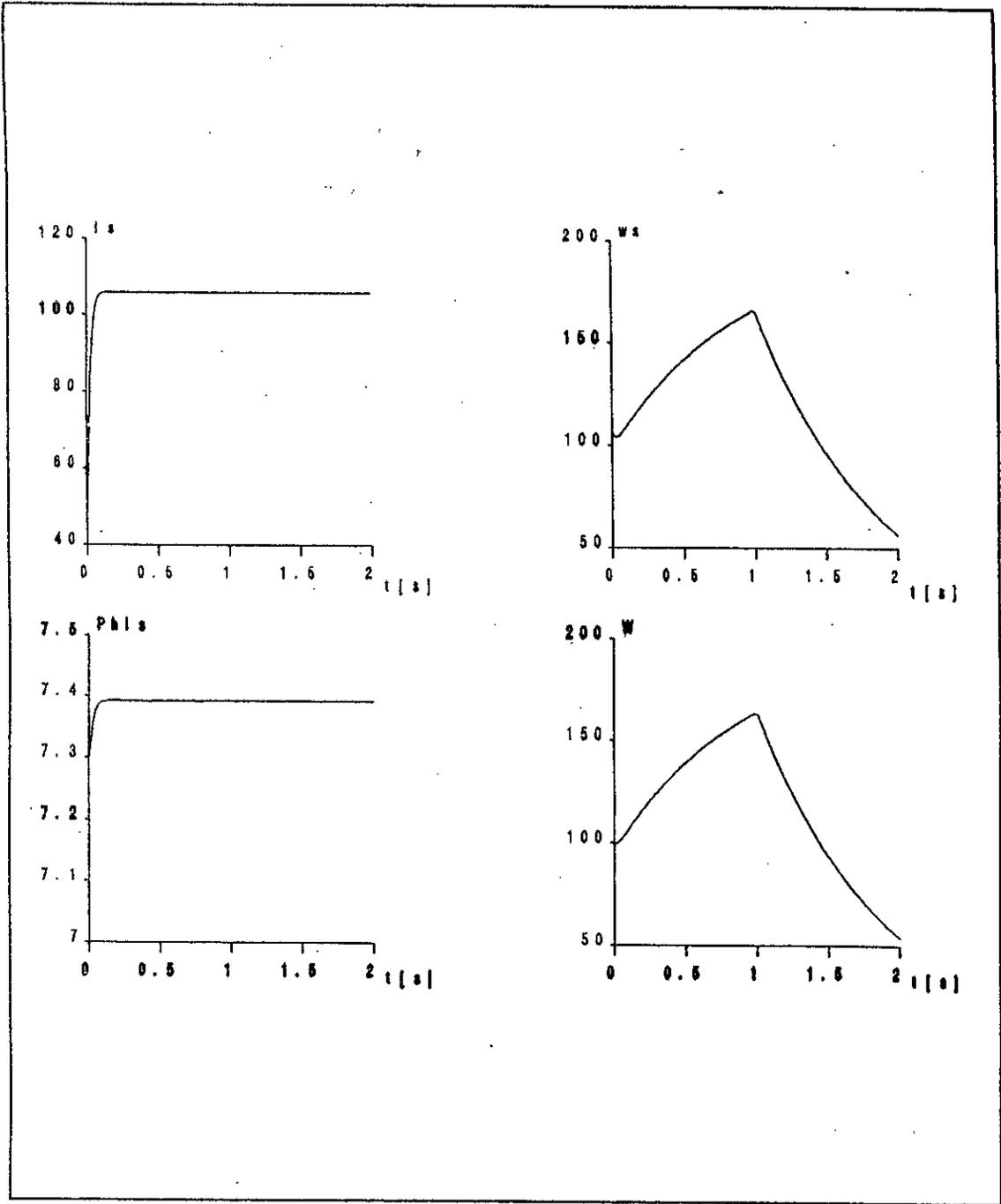


Fig c5.3: courant stat.[A], flux stat.[V/s]
pulsation stat[rad/s], vitesse rot.[rad/s].

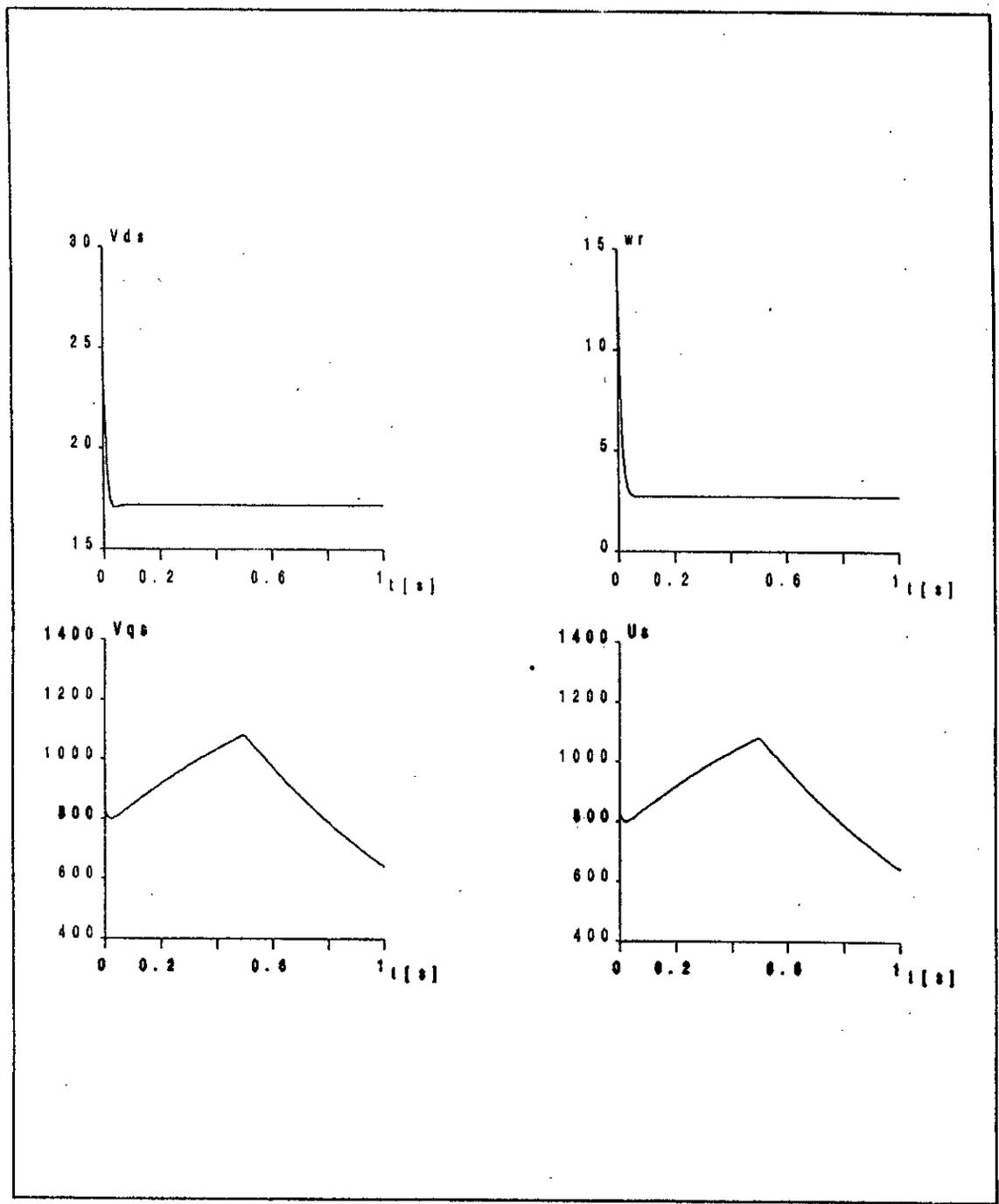


Fig c5.5: Variables de commande:
tension stat.(d),(q)[V], pulsation rot.[V/s]
tension stat.[V]

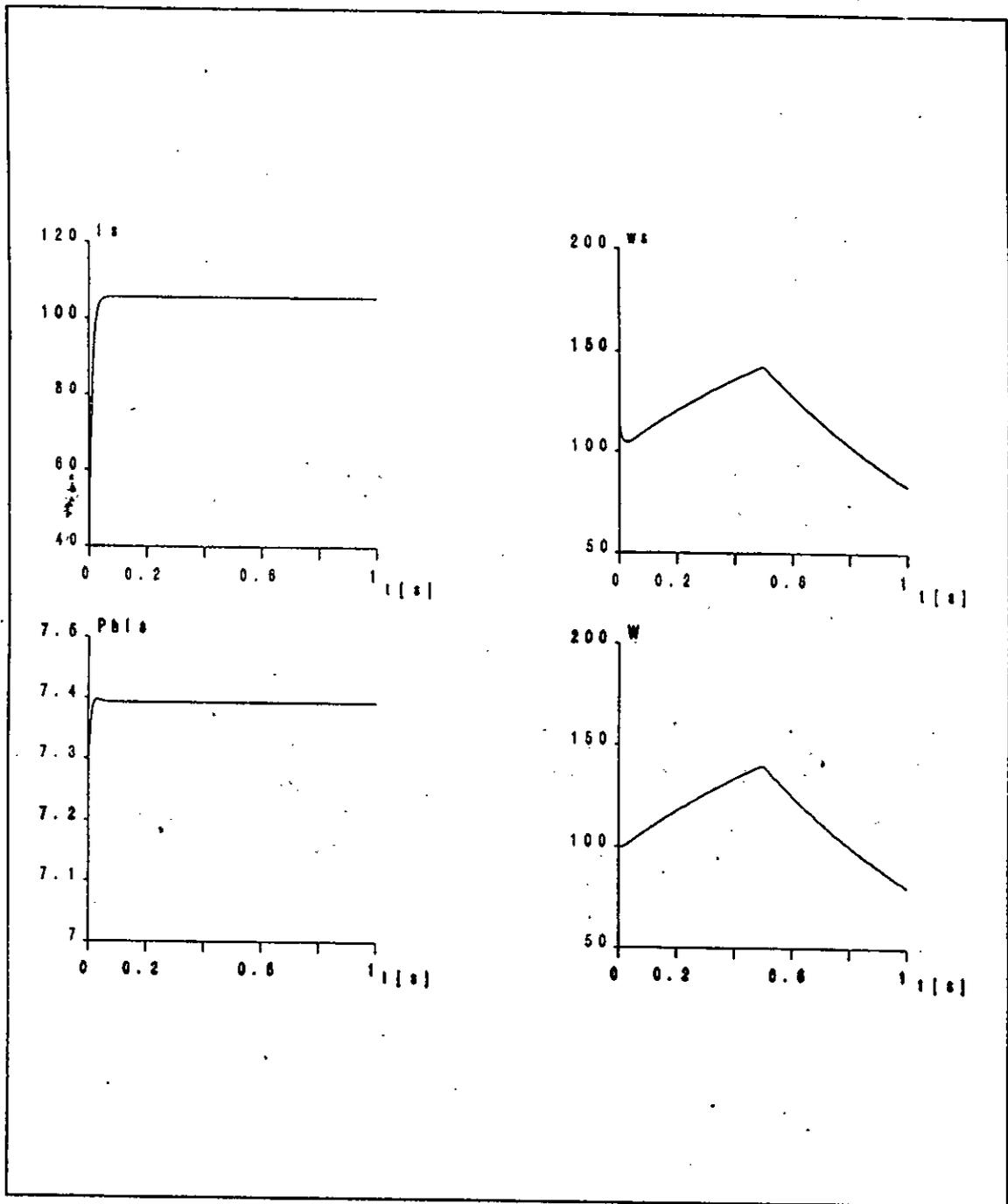


Fig c5.6: Courant stat.[A], flux stat.[V/s]
 pulsation stat.[rad/s], vitesse rot.[rad/s]

Chapitre

SIX

*Découplage et linéarisation Entrée/Sortie
par bouclage dynamique*

VI.1. INTRODUCTION:

La méthode de commande la plus commune, des moteurs asynchrones, est d'utiliser la fréquence et l'amplitude de la tension d'alimentation comme variables de commande. C'est le mode connu sous le nom de "Voltage Frequency control VFC" appelé particulièrement quand le moteur est alimenté par un onduleur de tension.[9]

Les variables à contrôler sont imposées par l'objectif de commande, or le choix de sorties a une influence directe sur le comportement du système, qui peut éloigner la possibilité d'une linéarisation par bouclage statique, et causer l'apparition d'une dynamique non observable.

Le but de ce chapitre est d'appliquer au moteur asynchrone en mode VFC, un bouclage dynamique pour la linéarisation partielle de la chaîne Entrée/Sortie.

VI.2. MODÈLE DU MOTEUR ASYNCHRONE:

Le modèle est basé sur la commande VFC utilisant l'amplitude U et la fréquence f_s de la tension d'alimentation comme variables de commande.

Considérons le repère de PARK (d,q) lié au stator, c.à.d $w_a=0$. Les équations (3.8) et (3.9) deviennent:

$$\begin{aligned} u_{ds} - R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}[\varphi_{ds}] \\ u_{qs} - R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}[\varphi_{qs}] \end{aligned} \quad (6.1)$$

$$\begin{aligned} u_{dr} - R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}[\varphi_{dr}] + \omega_m \varphi_{qr} = 0 \\ u_{qr} - R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}[\varphi_{qr}] + \omega_m \varphi_{dr} = 0 \end{aligned} \quad (6.2)$$

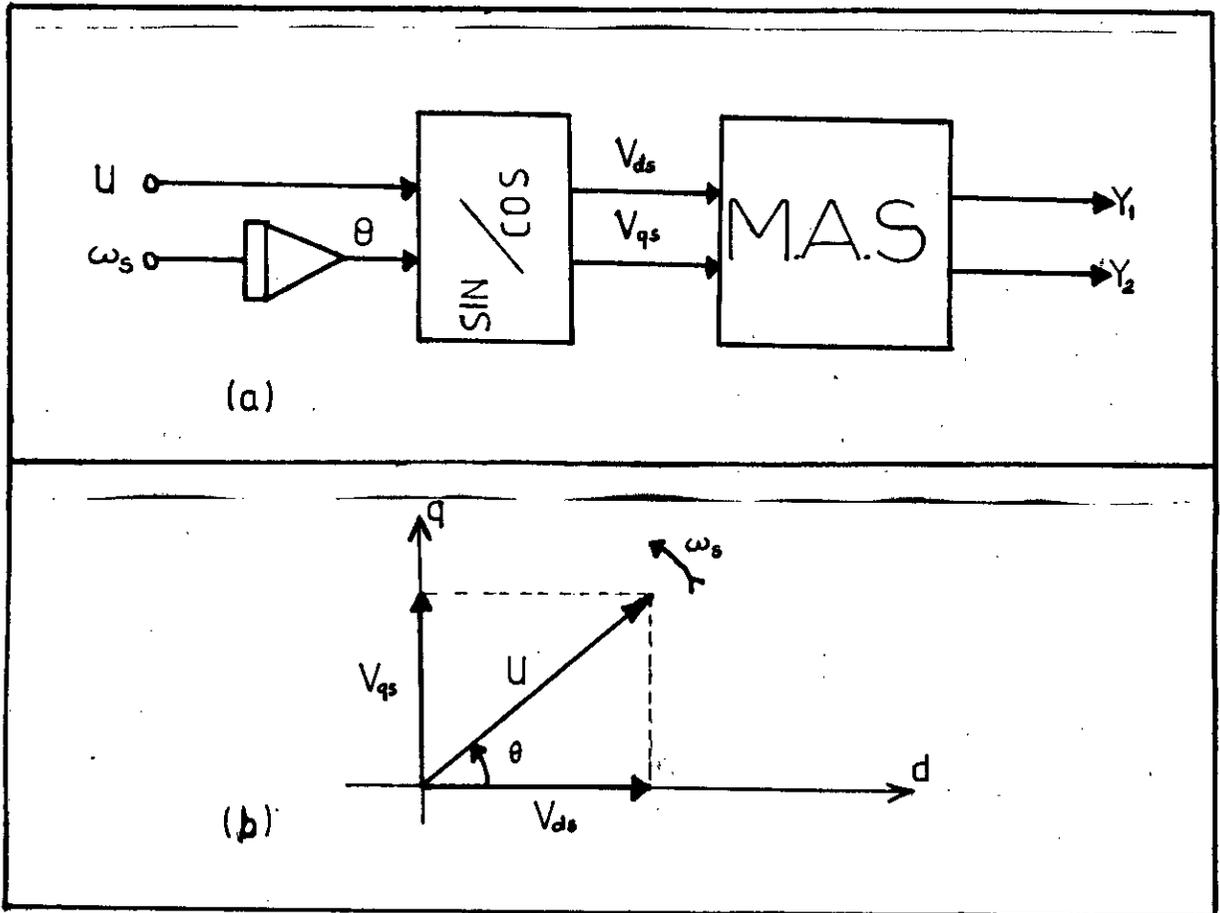
En choisissant les grandeurs statoriques comme variables d'état alors de (6.1) on aura:

$$\begin{aligned} \dot{\varphi}_{ds} - u_{ds} - R_s i_{ds} \\ \dot{\varphi}_{qs} - u_{qs} - R_s i_{qs} \end{aligned} \quad (6.3)$$

En combinant (6.2) (6.3) (3.12) et (3.15) on trouve:

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} - (\alpha + \beta)i_{ds} - \omega_m + \frac{\beta}{l_s}\varphi_{ds} + \frac{\omega_m}{\sigma l_s}\varphi_{qs} + \frac{u_{ds}}{\sigma l_s} \\ \frac{di_{qs}}{dt} - \omega_m i_{ds} - (\alpha + \beta)i_{qs} - \frac{\omega_m}{\sigma l_s}\varphi_{ds} + \frac{\beta}{l_s}\varphi_{qs} + \frac{u_{qs}}{\sigma l_s} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Substituons les deux tensions u_{ds} et u_{qs} par une tension U et une pulsation ω_s (fig6.1).



Fig(6.1): (a) schéma bloc du VFC du moteur asynchrone
 (b) substitution de deux tensions par une tension et une fréquence.

avec:

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U \cos\theta \\ U \sin\theta \end{bmatrix} \tag{6.5}$$

où:

$$\theta = \theta_o + \int_0^t \omega_s(\tau) d\tau \quad (6.6)$$

Ainsi on a de (6.1) à (6.6), le modèle qui régit le moteur:

$$\begin{aligned} x &= [i_{ds} \ i_{qs} \ \varphi_{ds} \ \varphi_{qs}]^T \\ u &= [U \ \omega_s]^T \\ \dot{x} &= f(x) + g(x)u \end{aligned} \quad (6.7)$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} -(\alpha + \beta) & -\omega_m & \frac{\beta}{l_s} & \frac{\omega_m}{\sigma l_s} & 0 \\ \omega & -(\alpha + \beta) & -\frac{\omega_m}{\sigma l_s} & \frac{\beta}{l_s} & 0 \\ -\alpha \sigma l_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha \sigma l_s & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} x = A x$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{\cos x_5}{\sigma l_s} & 0 \\ \frac{\sin x_5}{\sigma l_s} & 0 \\ \cos x_5 & 0 \\ \sin x_5 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} = [g_1(x) \ g_2]$$

En ce qui concerne le choix des sorties, on s'intéresse toujours à la commande du couple, tout en limitant, même pendant une transition rapide des valeurs de consigne, le flux et le courant débité par l'alimentation.

De ce fait:

$$\begin{aligned} y_1 - h_1(x) - x_2 x_3 - x_1 x_4 - k_1 C_{em} \\ y_2 - h_2(x) - \frac{1}{2}(x_3^2 + x_4^2) - k_2 \|\varphi_s\|^2 \end{aligned} \quad (6.8)$$

où k_1 et k_2 sont donnés par:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{2}{3p} \\ k_2 &= \frac{1}{2} \end{aligned} \quad (6.9)$$

A noter que les quantités à contrôler sont des fonctions non-linéaires des variables d'état physiques.

VI.3. SYNTHÈSE DE LA COMMANDE LINEARISANTE:

VI.3.1. Degré relatif vectorielle:

On dérive les sorties assez de fois jusqu'à faire apparaître au moins l'une des commandes:

où

$$\begin{aligned} u_1 &= \zeta \\ \zeta &= v_1 \\ u_2 &= v_2 \end{aligned} \quad (6.13)$$

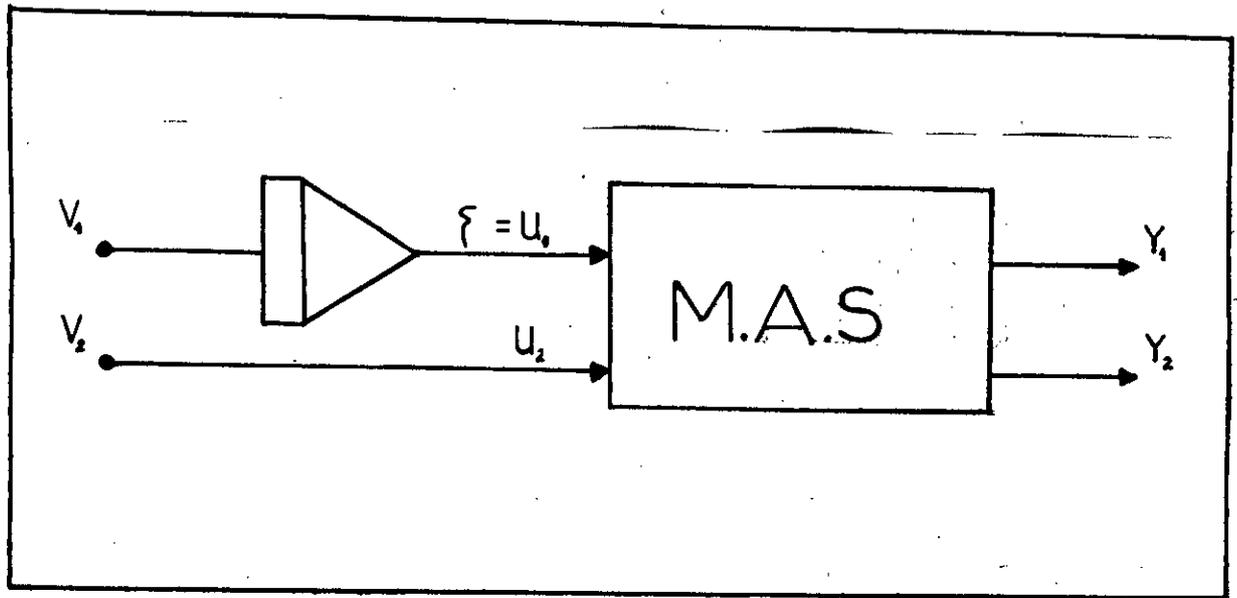


fig 6.2: schéma bloc du système étendu.

Le système étendu par l'état auxiliaire ζ est donné par:

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{x}}{dt} &= \tilde{f}(\bar{x}) + \tilde{g}_1 v_1 + \tilde{g}_2 v_2 \\ y &= h(x) \end{aligned} \tag{6.14}$$

où:

$$\begin{aligned} \bar{x} &= [x \ \zeta]^T \\ \tilde{f}(\bar{x}) &= \begin{pmatrix} -(\alpha + \beta)x_1 - \omega x_2 + \frac{\beta}{l_s} x_3 + \frac{\omega}{\sigma l_s} x_4 + \frac{\cos x_5}{\sigma l_s} \zeta \\ \omega x_1 - (\alpha + \beta)x_2 - \frac{\omega}{\sigma l_s} x_3 + \frac{\beta}{l_s} x_4 + \frac{\beta}{l_s} x_4 + \frac{\sin x_5}{\sigma l_s} \zeta \\ -\alpha \sigma l_s x_1 + \cos x_5 \zeta \\ -\alpha \sigma l_s x_2 + \sin x_5 \zeta \end{pmatrix} \end{aligned}$$

$$\tilde{g} = [g_1 \quad g_2] = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$$

Utilisons les méthodes du bouclage statique au système modifié. On commence par chercher le degré relatif vectoriel.

$$\begin{aligned} \ddot{y}_1 = & [(\alpha + \beta)^2 - \omega^2] h_1(x) + \frac{2\omega}{\sigma l_s} [\beta(\sigma + 1) + \alpha] h_2(x) \\ & - \alpha \omega \sigma l_s (x_1^2 + x_2^2) - 2\beta \omega (x_1 x_3 + x_2 x_4) \\ & + \frac{\zeta \cos x_5}{\sigma l_s} [-2\omega \varphi_{dr} + [\beta(\sigma + 1) + \alpha] \varphi_{qr} - \beta \sigma l_s (1 - \sigma) x_2] \\ & - \frac{\zeta \sin x_5}{\sigma l_s} [[\beta(\sigma + 1) + \alpha] \varphi_{dr} + 2\omega \varphi_{qr} - \beta \sigma l_s (1 - \sigma) x_1] \\ & + \frac{v_1}{\sigma l_s} (\varphi_{dr} \sin x_5 - \varphi_{qr} \cos x_5) \\ & + \frac{v_2}{\sigma l_s} (\varphi_{dr} \cos x_5 + \varphi_{qr} \sin x_5) \end{aligned} \tag{6.15}$$

$$\begin{aligned}
 \ddot{y}_1 &= L_f^2 h_1(x) + L_{\bar{g}_1} L_f h_1(x) + L_{\bar{g}_2} L_f h_1(x) \\
 \ddot{y}_2 &= \alpha \omega \sigma l_s h_1(x) - 2\alpha \beta \sigma h_2(x) + (\alpha \sigma l_s)^2 (x_1^2 + x_2^2) \\
 &\quad + \alpha \sigma l_s (\alpha + \beta) (x_1 x_3 + x_2 x_4) + x_6^2 \\
 &\quad - \alpha \zeta \cos x_5 [x_3 + 2\sigma l_s x_1] - \alpha \zeta \sin x_5 [x_4 + 2\sigma l_s x_2] \\
 &\quad + [x_3 \cos x_5 + x_4 \sin x_5] v_1 \\
 &\quad + x_6 [-x_3 \sin x_5 + x_4 \cos x_5] v_2 \\
 \ddot{y}_2 &= L_f^2 h_2(x) + L_{\bar{g}_1} L_f h_1(x) v_1 + L_{\bar{g}_2} L_f h_2(x) v_2
 \end{aligned} \tag{6.16}$$

Ainsi la matrice de découplage est donnée par:

$$A(x, \zeta) = \begin{pmatrix} L_{\bar{g}_1} L_f h_1(x) & L_{\bar{g}_2} L_f h_1(x) \\ L_{\bar{g}_1} L_f h_2(x) & L_{\bar{g}_2} L_f h_1(x) \end{pmatrix} \tag{6.17}$$

où:

$$\begin{aligned}
 \det[A(x, \zeta)] &= \zeta \left[(x_1 x_3 + x_2 x_4) - \frac{1}{\sigma l_s} (x_3^2 + x_4^2) \right] \\
 &\quad - \frac{-\zeta}{\sigma l_s} \vec{\Phi}_r \cdot \vec{\Phi}_s \neq 0
 \end{aligned} \tag{6.18}$$

puisque les deux vecteurs des flux statoriques et rotoriques ne sont jamais parallèles et le module de la tension d'alimentation est non nul durant le fonctionnement.

Dans ce cas le degré relatif vectoriel existe:

$$[r_1 \ r_2] = [2 \ 2]$$

Puisque $r_1 + r_2 = 4 < 6$, on aura une dynamique des zéros d'ordre 2. La linéarisation ne peut être que partielle.

Ainsi on applique le bouclage statique donné par (2.34):

$$v = A^{-1}(x, \zeta) \begin{pmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} + A^{-1}(x, \zeta) w \quad (6.19)$$

avec:

$$A^{-1}(x, \zeta) = \frac{1}{\det(A)} \begin{pmatrix} L_{\bar{g}_2} L_f h_2(x) & -L_{\bar{g}_2} L_f h_1(x) \\ -L_{\bar{g}_1} L_f h_2(x) & L_{\bar{g}_1} L_f h_1(x) \end{pmatrix} \quad (6.20)$$

VI.3.3. Transformation locale des coordonnées:

Transformons les coordonnées du système par le difféomorphisme:

$$Z = \Phi(x) = [h_1(x) \quad L_f h_1(x) \quad h_2(x) \quad L_f h_2(x) \quad \phi_5(x) \quad \phi_6(x)] \\ = [y_1 \quad \dot{y}_1 \quad y_2 \quad \dot{y}_2 \quad \varphi_{dr} \quad \varphi_{qr}]$$

z_1 et z_2 ont été choisies de telle sorte à satisfaire (2.6). [9]

Le système partiellement linéarisé sera décrit par les équations suivantes:

$$\begin{aligned} \dot{z}_1 &= z_2 \\ \dot{z}_2 &= w_1 \\ \dot{z}_3 &= z_4 \\ \dot{z}_4 &= w_2 \\ \dot{z}_5 &= -\beta \left[1 - (1 - \sigma) \frac{\sqrt{2z_3(z_5^2 + z_6^2)} - (\sigma l_s z_1)}{z_5^2 + z_6^2} \right] z_5 \\ &\quad - \left[\frac{k z_1}{z_5^2 + z_6^2} + \omega \right] z_6 \end{aligned}$$

$$z_6 = \left[\frac{k z_1}{z_5^2 + z_6^2} + \omega \right] z_5$$

$$-\beta \left[1 - (1-\sigma) \frac{\sqrt{2z_3(z_5^2 + z_6^2) - \sigma l_s z_1^2}}{z_5^2 + z_6^2} \right] z_6$$

où: $k = \beta\sigma(1-\sigma)l_s$

Les deux dernières équations représentent la dynamique non-linéaire inobservable (dynamique des zéros) qui n'affecte pas les sorties (fig 6.4).

Afin de valider la commande linéarisante, on a vérifié par la simulation, la stabilité de cette dynamique. En effet, en considérant le problème de l'annulation des sorties, cette dynamique se trouve sous une forme oscillatoire amortie (fig 6.5).

Comme résultat, le système est partiellement linéarisé et découplé, prêt à être contrôlé par une technique de commande linéaire des systèmes S.I.S.O.

La fig 6.3 représente le schéma bloc de la commande linéarisante.

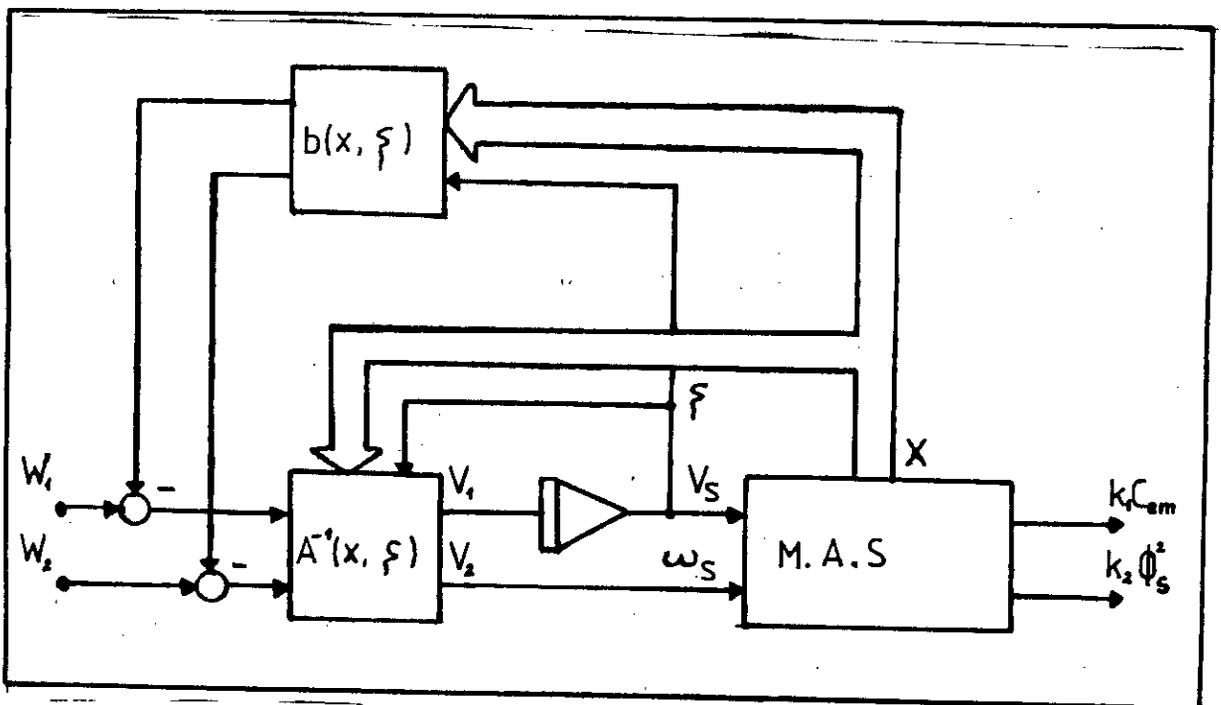


Fig 6.3: Structure générale de la commande linéarisante par bouclage dynamique.

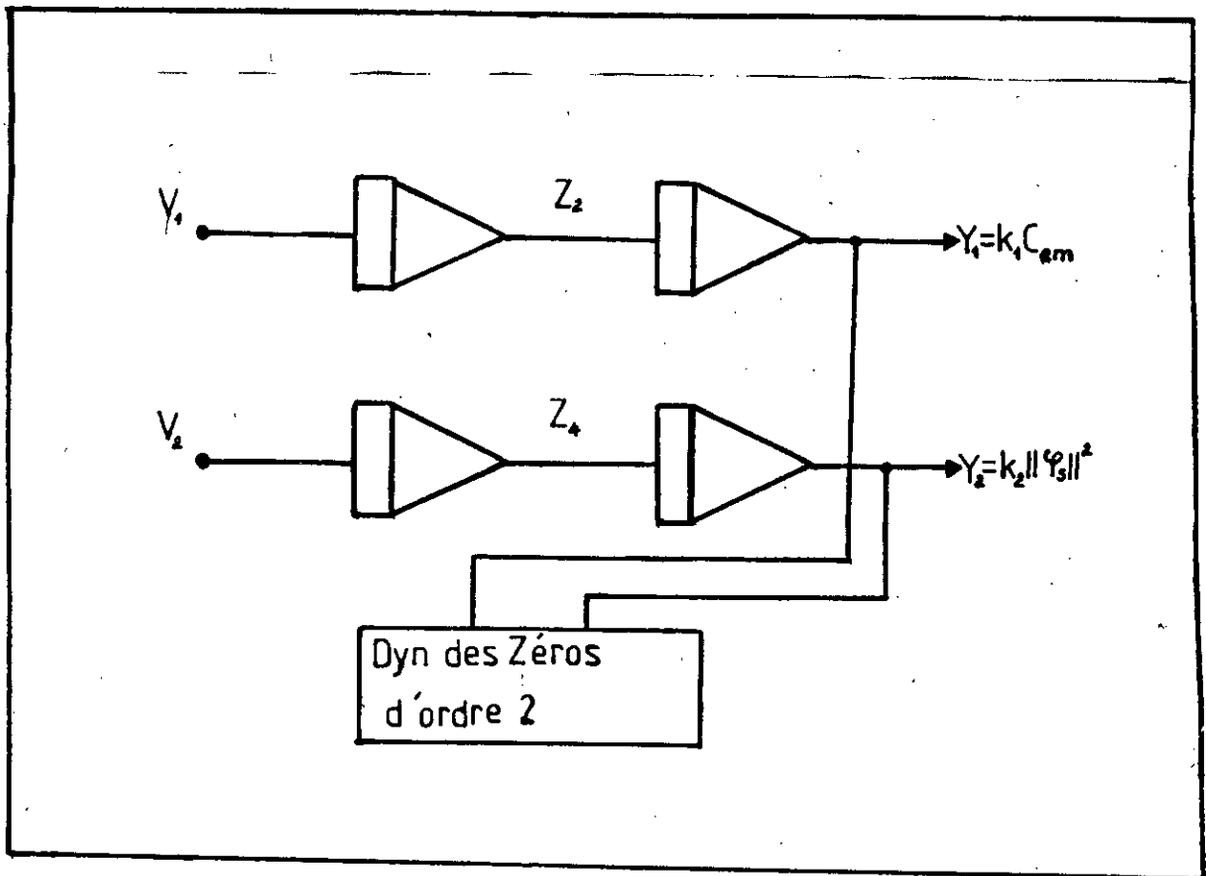


Fig 6.4: Schéma équivalent du système partiellement linéarisé

VI.4. COMMANDE DU SYSTEME LINEARISE:

VI.4.1. Choix de la commande:

Nous avons adopté dans ce cas la commande par retour d'état, qui a donné dans le premier cas de meilleures performances, et dont la structure est représentée par:

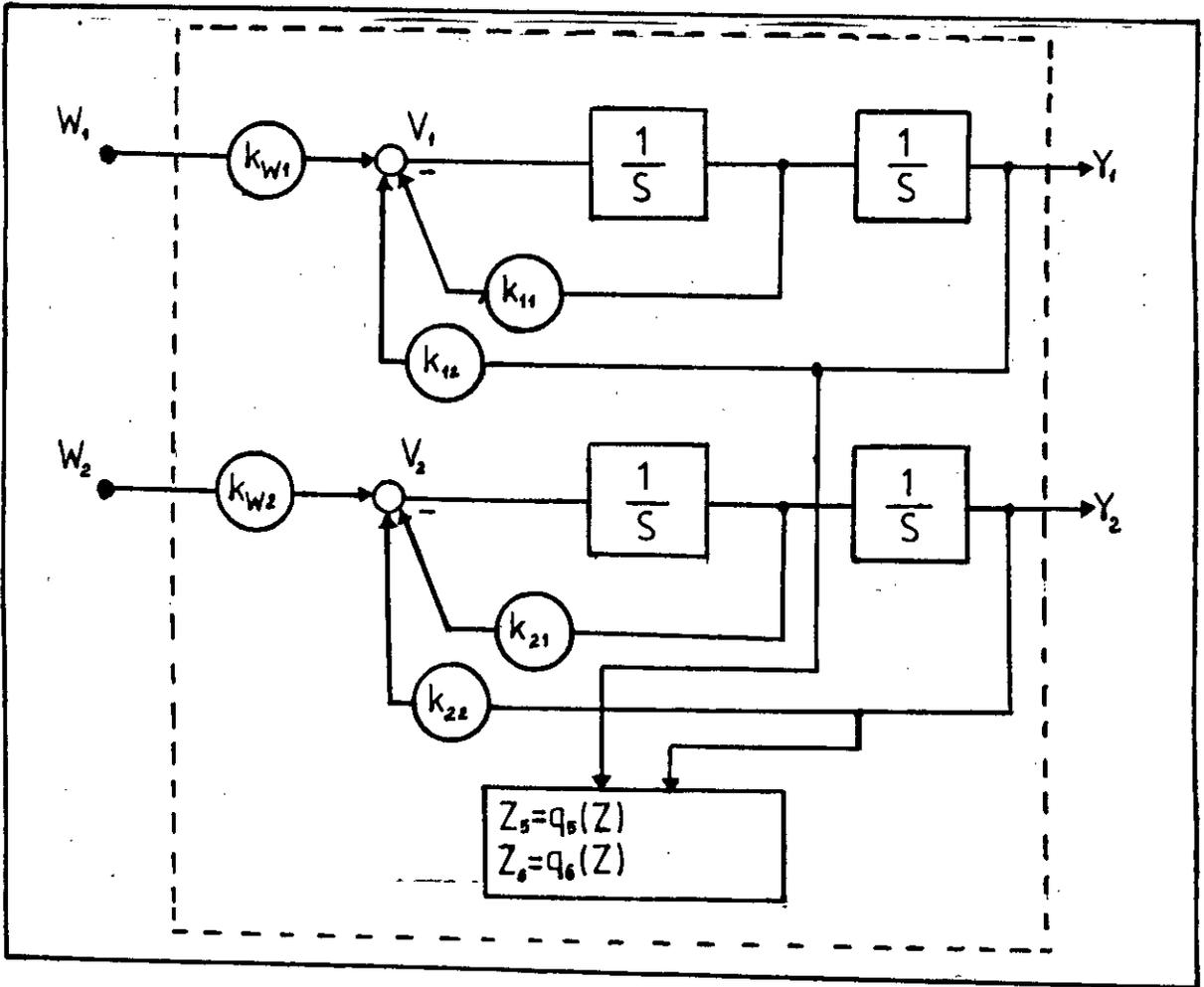


Fig 6.5: commande par retour d'état.

Ainsi la dynamique imposée ce trouve régie par la matrice de transfert en boucle fermée:

$$H(s) = \begin{pmatrix} \frac{k_{w1}}{k_{12} + k_{11}s + s^2} & 0 \\ 0 & \frac{k_{w2}}{k_{21} + k_{21}s + s^2} \end{pmatrix} \quad (6.21)$$

où les coefficients sont déterminés par un placement de poles optimal:

$$\begin{cases} k_{11} - p_{11} + p_{12} \\ k_{12} - p_{11}p_{12} \\ k_{w1} - k_{12} \end{cases} \quad \begin{cases} k_{21} - p_{21} + p_{22} \\ k_{22} - p_{21}p_{22} \\ k_{w2} - k_{22} \end{cases}$$

V.4.2. Resultats de la simulation:

Afin de comparer entre les deux commandes, on a considerer le même moteur et les mêmes conditions initiales. la simulation a mis en évidence la linéarisation partielle et le découplage Entrée/Sortie. En effet, les reponses dynamiques obtenues, sont des réponses typiques des systemes linéaires.

En imposant un echellon de référence comme consigne de couple et une consigne constante pour le flux statorique, les resultats obtenus sont satisfaisants du point de vue poursuite de la consigne, mais une pertubation brusque sur le couple de charge influe sur le couple, alors que la deuxième sortie l'est de facon moins prononcée **fig (c6.2)**.

Les grandeurs physiques de la machine restent dans les limites acceptables du fonctionnement **fig (c6.3)**, **fig (c6.4)**.

La dynamique de la partie non observable **fig (c6.5)** a la forme d'un système harmonique non linéaire. Quand les sorties sont forcées à leurs valeurs désirées, alors en regime permanent, cette dynamique converge vers une forme sinusoidale. Dans ce cas la norme du flux rotorique est constante comme le montre la **fig (c6.2)**.

VI.5. CONCLUSION:

Dans ce chapitre nous avons synthétiser la commande linéarisante par un bouclage dynamique qui a extensé le système d'un état, dont une partie est non observable montrée stable par simulation.

le modèle mathématique du moteur en mode VFC ce rapproche plus de la pratique, en ayant directement les commandes, le module et la fréquence de

l'alimentation, qui interviennent sur le convertisseur. Mais il présente une synthèse assez délicate de la commande linéarisante, et des performances moins appréciables que celles obtenus par un bouclage statique.

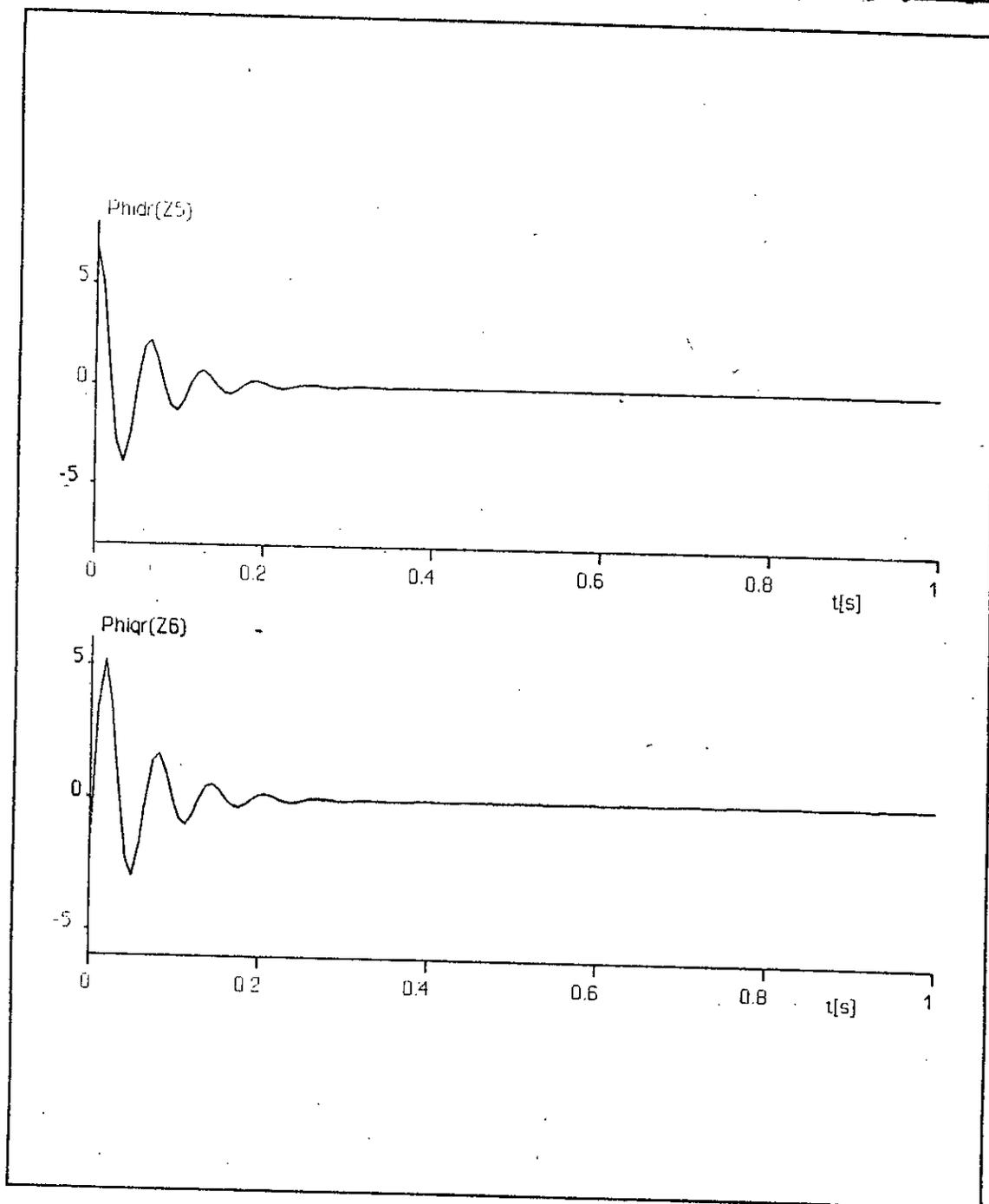


Fig c6.1: Evolution de la dynamique des zéros.

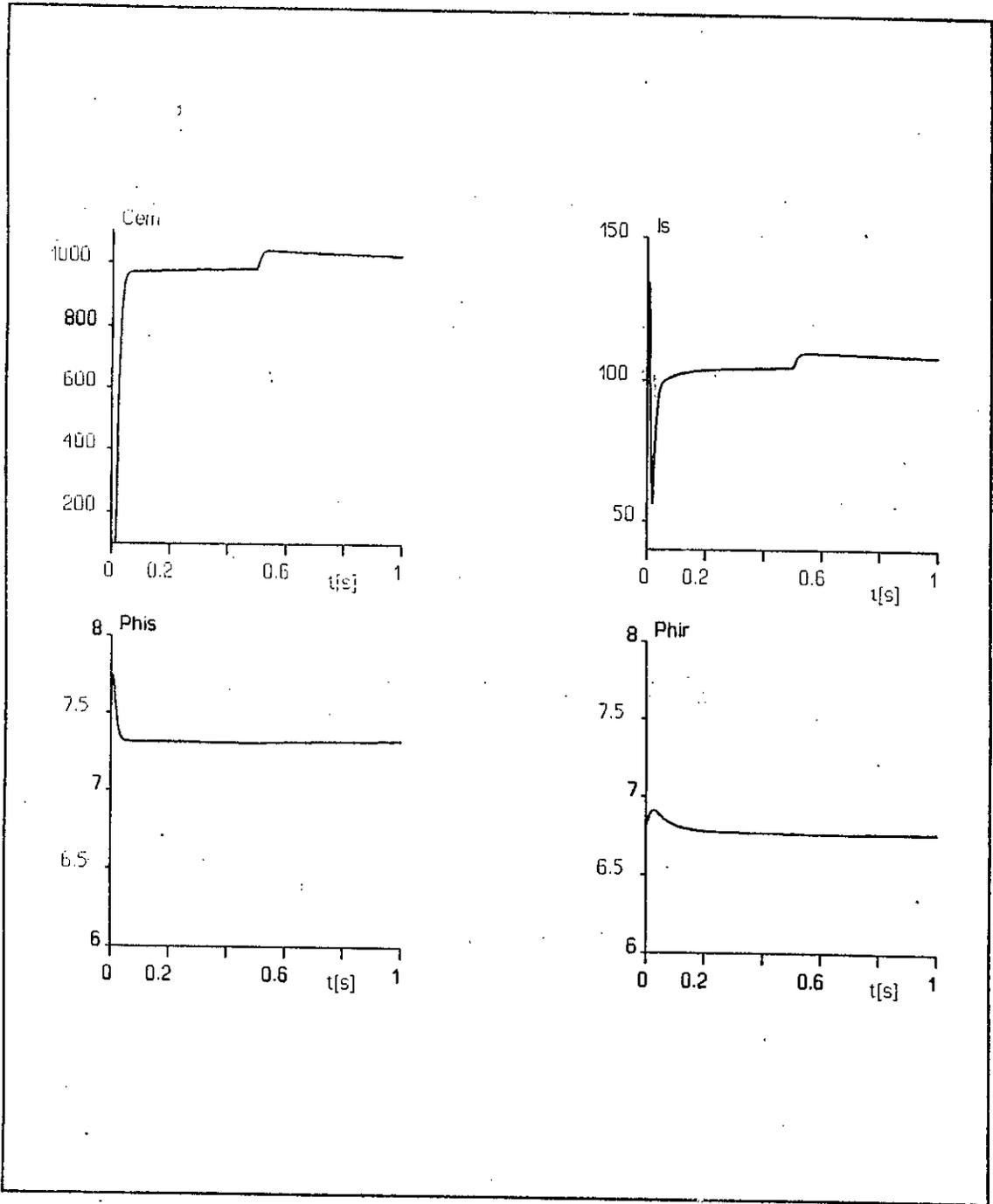


Fig c6.2: Sorties du systeme et variables indirectement commandées.

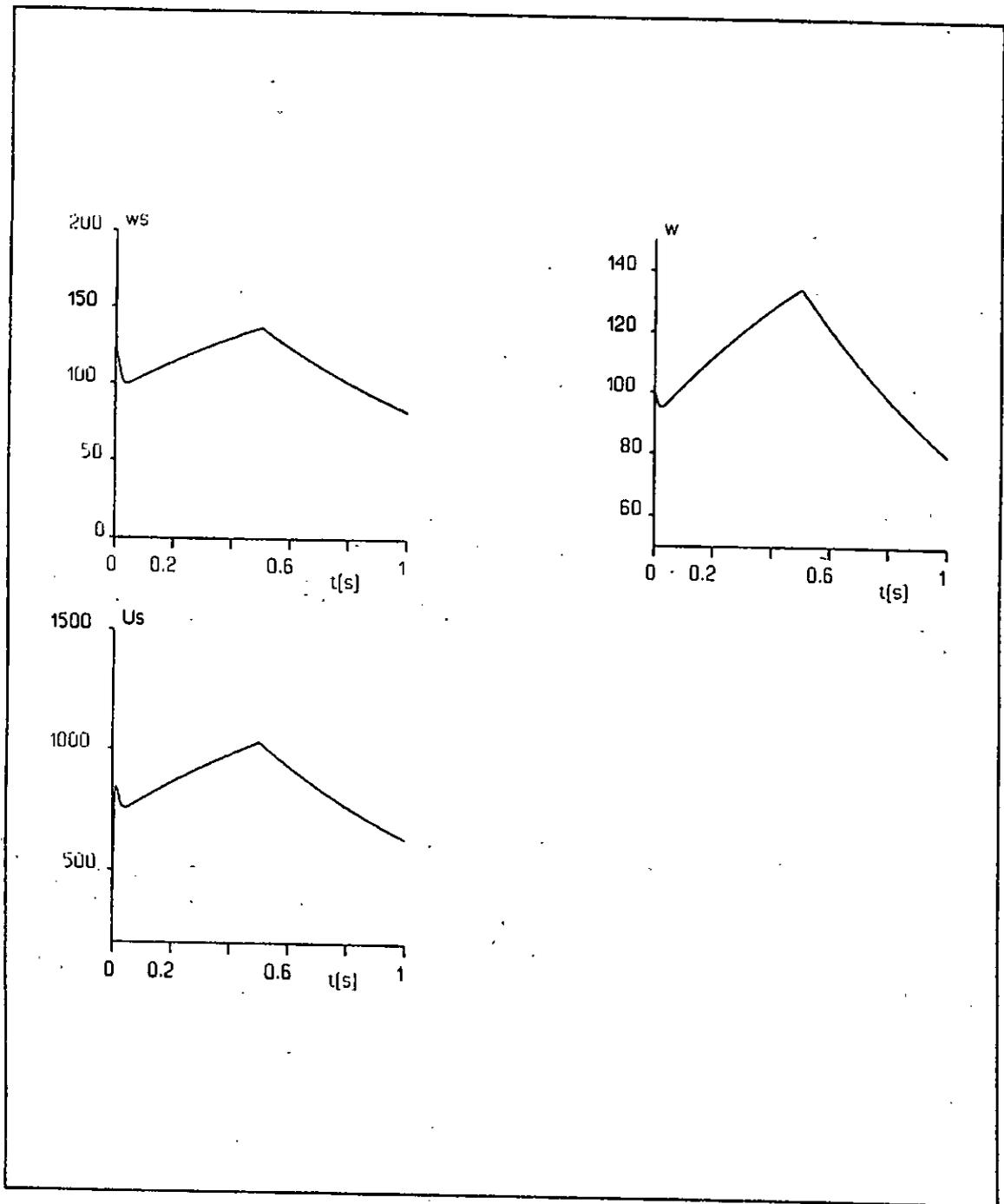


Fig c6.3: Variables de commande et vitesse de rotation.

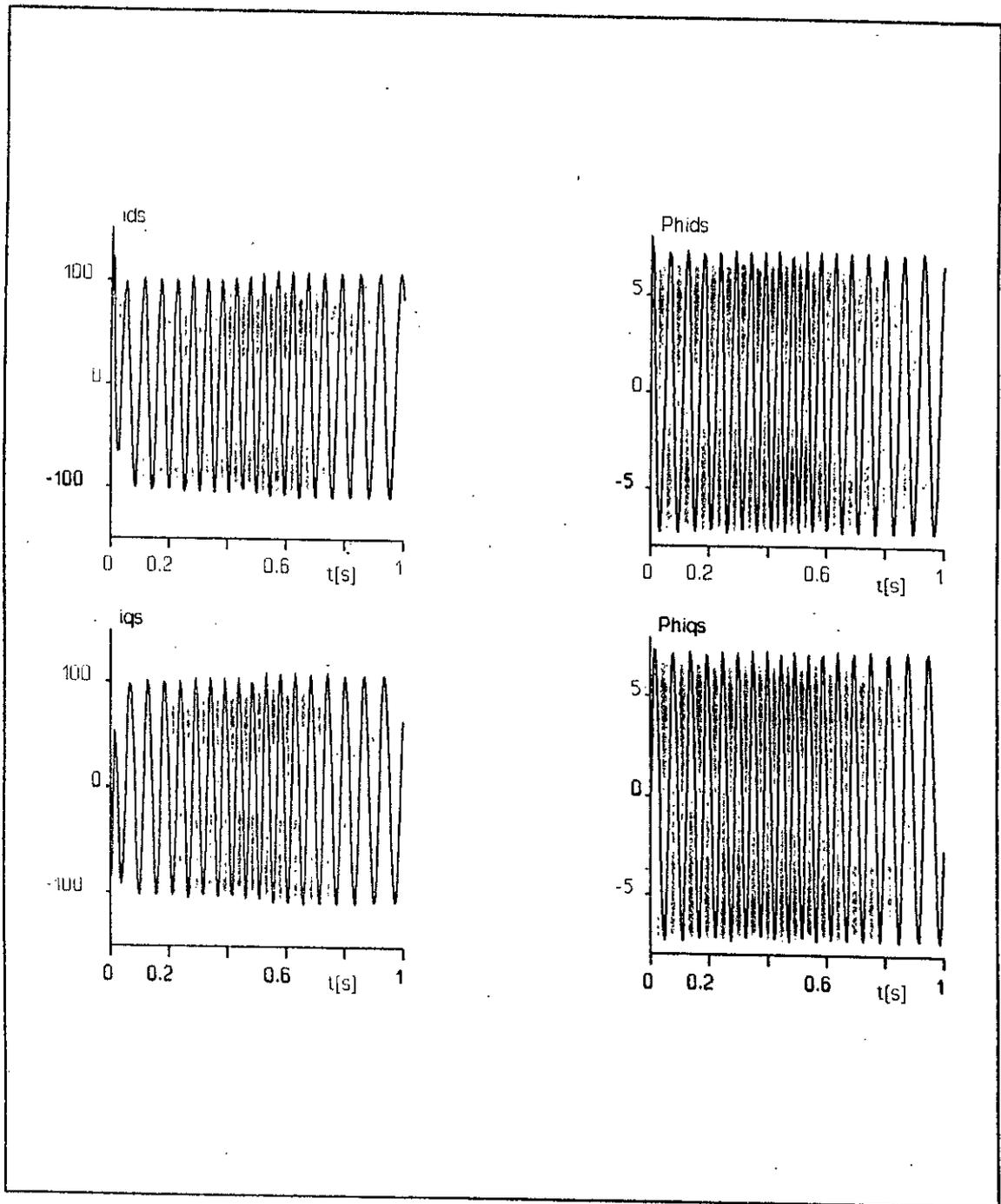


Fig c6.4: évolution des états du système commandé.

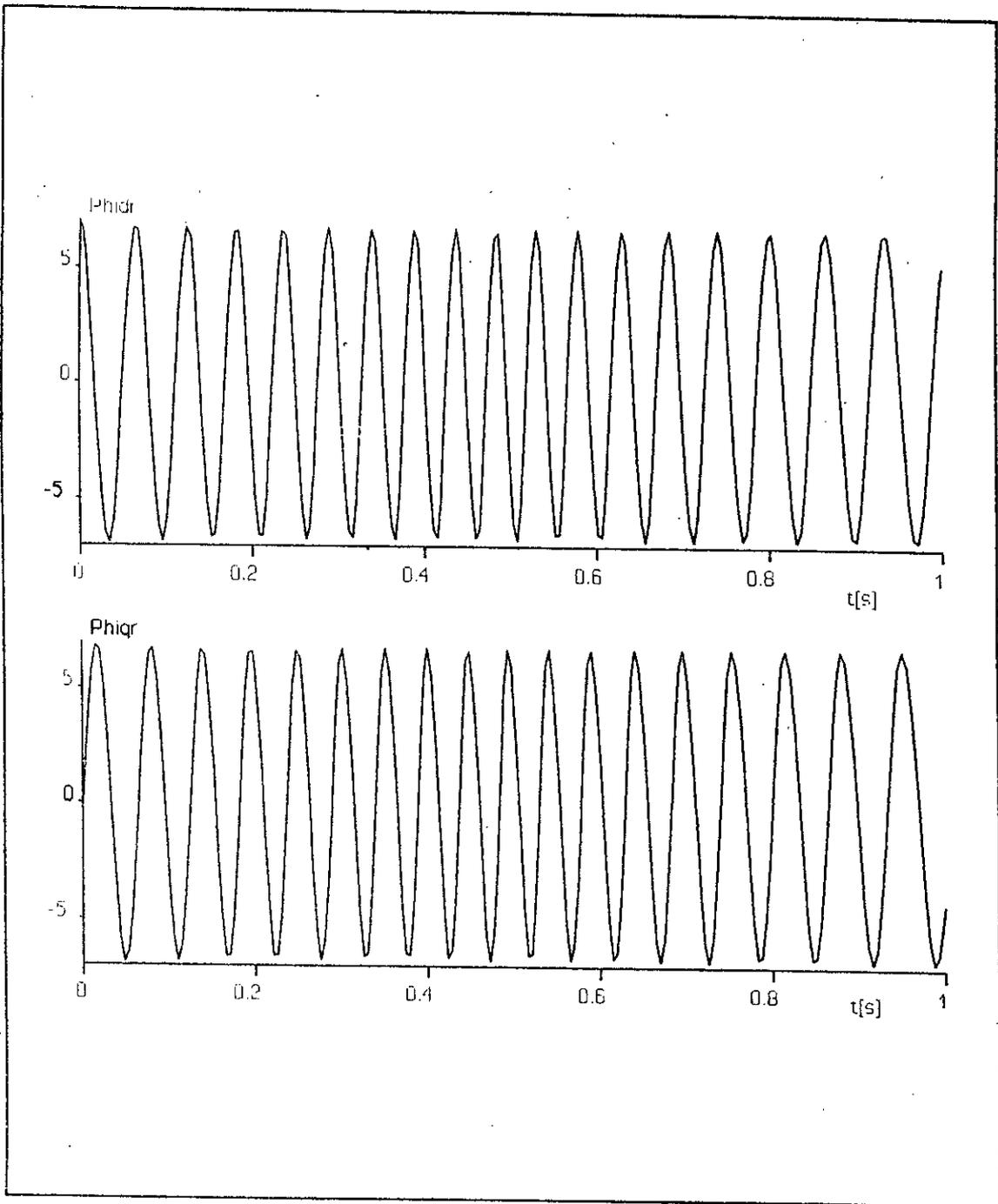


Fig c6.5: Evolution des etats de la partie non observable du systeme.

Conclusion Générale

Nous avons essayé dans notre travail d'aborder un sujet délicat, qui est la commande linéarisante des systèmes non linéaires. Ce sujet qui a souvent poussé les concepteurs des systèmes automatiques de faire une approximation "naive" en supposant le fonctionnement en petits signaux. La solution proposée est une linéarisation physique par un retour d'état non linéaire approprié, qui peut même, pour le cas des systèmes Multi-Entrées Multi-Sorties, donner un découplage des chaînes Entrée/Sorties.

Le moteur asynchrone est un système qui se prête très bien à l'application de cette théorie, vu l'appartenance de son modèle mathématique à la classe des systèmes concernés.

Nous avons en premier lieu envisager un bouclage statique pour lequel on a obtenu un système parfaitement linéaire et découplé. Dans le nouveau espace d'état le retour d'état, a assuré le but de la commande qui est la commande du couple, du flux et l'orientation du champ, en apportant aussi, une assez bonne robustesse aux variations des paramètres.

En suite on a considéré le moteur asynchrone en mode VFC dont le modèle est plus pratique. La linéarisation n'a pu être faite que par un bouclage dynamique à cause de la singularité de la matrice de découplage. En raison du degré relatif vectoriel du système étendu, dans la somme des composantes est inférieur à l'ordre du système, une partie non observable a apparue. La dynamique des zéros est restée cependant stable. Sur la partie linéarisée, on a appliqué un retour d'état dans le nouvel espace, ce qui a donné des réponses remarquables mais moins performantes que dans le premier cas.

Nous pouvons dire finalement que, d'après les résultats assez satisfaisants qu'on a obtenu, la géométrie différentielle apporte un outil très rigide pour résoudre le problème de la commande des systèmes non linéaires, malgré que sa manipulation est assez difficile et nécessite dans le cas de certains systèmes du logiciel traitant ce

problème.

Perspectives

A la lumière des résultats obtenus, il nous semble intéressant de soulever certains problèmes qui peuvent être abordés dans l'avenir. En effet, dans notre travail nous avons considéré un modèle bilinéaire pour calculer la commande. Il serait intéressant de voir les résultats pour un système fortement non-linéaire.

Afin de surmonter le problème de la robustesse de la commande linéarisante on a essayé de réduire au maximum l'influence néfaste de la variation des paramètres par un dimensionnement robuste [11], mais malheureusement nous n'avons pas eu le temps de localiser le domaine d'intersection des coefficients de la contre réaction d'état. Ceci est une solution que nous proposons pour la suite de ce sujet. Une deuxième solution suggérée par [12], qui consiste à identifier les paramètres inconnus en temps réel. C'est la commande non-linéaire adaptative.

Dans le cas étudié nous avons supposé la disponibilité des états pour la mesure. Ce qui n'est pas réellement le cas. Une étude plus rigoureuse considèrera ce point. Par la construction d'un observateur non-linéaire. [13]

Comme il a été vu le choix des sorties a une très grande importance dans la conception de la commande linéarisante. Nous avons eu pour le premier modèle en choisissant le couple, le flux statorique et le courant statorique une matrice de découplage singulière, et par un bouclage dynamique la singularité a persisté encore une fois, un deuxième bouclage dynamique s'impose. L'étude de ce cas serait très intéressante.

Annexe A

Difféomorphisme

Dans le cas des systèmes non-linéaires il est naturel d'utiliser des changements de coordonnées non-linéaires, de la forme:

$$Z = \Phi(x)$$

où Φ est une fonction vectorielle:

$$\Phi(x) = \begin{pmatrix} \phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \phi_2(x_1, \dots, x_n) \\ \vdots \\ \phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{pmatrix}$$

qui possède les propriétés suivantes:

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

Si ces propriétés sont vérifiées pour tout $x \in \mathbb{R}^n$ alors Φ est un **difféomorphisme global**.

Puisque cette transformation dépend de x , il est évident que les propriétés précédentes ne sont vérifiées que pour certain $x \in \mathbb{R}^n$. Pour cette raison, on cherche des transformations qui sont définies au voisinage d'un point x_0 . Un tel changement de coordonnées est un **difféomorphisme local**.

Proposition: Si le Jacobien de Φ , évalué au point $x = x_0$, est non singulier alors $\Phi(x)$ est un difféomorphisme local.

Dérivée et crochet de Lie

Soit $h: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$ une fonction scalaire, différentiable et $f: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ un champ de vecteurs.

• On appelle dérivée de Lie de h associée à f évaluée au point $x=x^0$, le nouveau champ de vecteurs, noté $L_f h|_{x^0}$, défini par:

$$L_f h|_{x^0} \triangleq \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i|_{x^0}$$

Itérativement, on définit:

$$L_f^k(x) = L_f(L_f^{k-1}(x))$$

avec:

$$L_f^0(x) = h$$

• Si f et g sont deux champs de vecteurs sur \mathbb{R}^n , on appelle crochet de Lie le champ de vecteurs, noté $ad_f g$ ou " $[f, g]$ " et défini par:

$$ad_f g = [f, g] = L_f L_g - L_g L_f$$

Itérativement on définit:

$$ad_f^k g = [f, ad_f^{k-1} g]$$

avec:

$$ad_f^0 g = g$$

Distribution, involutivité

• Une distribution Δ sur une variété M assigne à chaque point $x \in M$ un sous-espace de l'espace tangent T .

• Une distribution Δ est appelée involutive si pour toutes les fonctions f, g dans

Δ , alors $[f,g]$ appartient à Δ , à savoir Δ est fermée pour le crochet de Lie.

Géométriquement, ceci signifie que le vecteur $[f,g]$ est sur le plan formé par les vecteurs f et g .

Annexe B

La commande proposée a été testée par simulation sur un moteur de grande puissance, dont les paramètres sont:

$$\alpha = 27.232 \text{ sec}$$

$$\beta = 17.697 \text{ sec}$$

$$\sigma = 0.064$$

$$l_s = 0.179 \text{ H}$$

$$\phi_{rn} = 6.84 \text{ V/sec}$$

$$\phi_{sn} = 7.3 \text{ V/sec}$$

$$Cem_n = 1000 \text{ Nm}$$

$$P_n = 130 \text{ kW}$$

$$Is_n = 120 \text{ A}$$

Bibliographie

- [1] A. ISIDORI, *Nonlinear Control Systems: An Introduction*, Communications and Control Engineering Series, 2nd Edition, **Springer-Verlag**, 1989.
- [2] M. DJEMAI, *Sur les Systèmes Non-linéaires: Approche de la linéarisation par bouclage*, Lab. des Sign. et syst. **CNRS-SUPELEC**, 1991/1992.
- [3] M. DJEMAI, *Commande Linéarisante des Systèmes Non-linéaires Régulièrement Perturbés: Application au control d'un PVTOL*, Rapport de DEA, **CNRS-SUPELEC**, 1991/1992.
- [4] J. CHIASSON, A. CHAUDHARI, M. BODSON, *Nonlinear controllers for the induction motor*, Departement of Electrical Engineering, **University of Pittsburgh**, Pgh PA 15261 USA.
- [5] J. CHATELAIN, *Machines électriques, Traité d'électricité de l'EPFL. Vol. 10*, Presses Polytechniques Rommandes, **édition Georgi**, 1983.
- [6] DE FORNEL, *Variation de vitesse des moteurs à courant alternatif*, Polycopié de l'**Institut Polytechnique de Toulouse**.
- [7] A. DE LUCCA, G. ULIVI, *Full linéarisation of induction motors via nonlinear state feedback*, **Proceeding of the 26th conference on decision and control**, Los Angles, pp. 1765-1770, CA: December 1987.
- [8] A. DE LUCCA, G. ULIVI, *Design of an exact nonlinear controller for induction*

- motors. **IEEE Tran. Aut. Cont.**, Vol. 34, N°12, pp. 1304-1307, December 1989.
- [9] A. DE LUCCA, G. ULIVI, The design of linearizing outputs for induction motors, **Symposium on nonlinear control system design**.
- [10] B.K. BOSE, Power electronics and AC drives, **Prentice-Hall**, 1986.
- [11] H.BUHLER, Reglage par mode de glissement, **Presses polytechniques romandes**, 1986.
- [12] R. KADIYALA, Indirect adaptive nonlinear control of induction motors, departement of EECS, **University of California BERKELEY**, 1991.
- [13] G.C. VERGHESE & S.R. SANDERS, Observers for flux estimation in induction machines, **IEEE Trans. Indus. Electron.**, Vol. IE-35, N°. 1, pp. 85-95, 1988.