

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Génie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Commande Non Linéaire par mode de
glissement application à la machine
asynchrone.*

Proposé par :

F. BOUDJEMA
M. S. BOUCHERIT

Etudié par :

T. AHMED ALI
A. CHEMLI

Dirigé par

T. BOUDJEMA F
M. S. BOUCHERIT

PROMOTION

1994

REMERCIEMENTS

Pour nous avoir fait l'honneur d'accepter de nous encadrer, pour l'intérêt constant avec lequel ils ont suivi la progression de ce mémoire, pour leur disponibilité, pour leur soutien moral et pour leurs précieux conseils, que Mr, F. BOUDJEMAA et Mr M.S. BOUCHERIT reçoivent le témoignage de notre sincère reconnaissance.

Nous tenons à remercier M. NIBOUCHE pour son aide précieuse dont il a fait preuve à notre égard.

Que tous ceux qui de près ou de loin nous ont soutenu moralement et contribué à l'élaboration de ce mémoire, reçoivent nos remerciements.

Nos remerciements s'adressent aussi à tous les membres du jury pour nous avoir honorés en acceptant de juger notre travail.

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
المكتبة — BIBLIOTHEQUE
Ecole Nationale Polytechnique

INTRODUCTION GENERAL:

CHAPITRE I

RAPPEL THEORIQUE SUR LE RETOUR LINEARISANT ET
LES MODES GLISSANTS

I.1 Introduction	5
I.2 Rappel sur la geometrie differentielle	6
I.3 Approche de la linearisation par bouclage	10
I.3.1 Cas des systemes SISO	10
I.3.2 Cas des systemes MIMO	24
I.4 Configuration, de base pour les systemes S.S.V	32
I.5 Commande par mode de glissement cas lineaire	35
I.6 Généralité sur les modes glissants non lineaire SISO	40
I.7 Généralité sur les modes glissants MIMO	48
I.8 Conclusion	55

CHAPITRE II

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

II.1 Introduction	59
II.2 équation électrique	60
II.3 Transformation de Park	62
II.4 Modelisation dans le repère de Park	64
II.5 Modele N°1	65
II.6 Modele N°2	70
II.7 Conclusion	75

CHAPITRE III

LINEARISATION ET DECOUPLAGE ENTREE - SORTIE PAR BOUCLAGE STATIQUE

III.1 Introduction	77
III.2 Modèle N°1	78
III.3 Modèle N°2	86
III.4 Conclusion	97

CHAPITRE IV

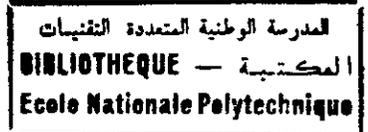
COMMANDE DES SYSTEMES LINEARISES PAR MODE DE GLISSEMENT

IV.1 Introduction	101
IV.2 Modèle N°1	101
IV.3 Modèle N°2	111
IV.4 Commande en position	116
IV.5 Analyse des resultats	124

CONCLUSION GENERALE	162
---------------------	-----

ANNEXE

BIBLIOGRAPHIE



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 resistant
$d(s)$	Denominateur de la fonction de transfert
f_i	Coefficient
f	Coefficient de frottement
$H(s)$	Matrice de transfert
$h(x)$	Sortie des systemes
i	Courant
J	Moment d'inertie
K_i	Coefficient
k_r	Coefficient d'integrateur
L_m	Inductance mutuelle
L_r	Inductance rotorique
L_s	Inductance statorique
M	Grandeur physique
MAS	Machine asynchrone

MIMO	Multi Input -Multi Output
n	Ordre du systeme
P_i	pole
P	Nombre de paire de pole du moteur
$p(t)$	puissance instantannée
R	resistance
r	degré relatif
S	Surface de glissement
SISO	Single Input Single out put
SSV	Systeme à structure variable
t	Temps
T_i	Constante de temps d'integrateur
u	Grandeur de commande
U	Tension
U_{eq}	Grandeur de commande equivalente
V	Entrée de reference, tension
V_{eq}	Entrée de référence equivalente
ω_m	Pulsation mecanique
ω_r	Pulsation rotorique
ω_s	Pulsation statorique
ω_a	Vitesse du repere(d,q)
X_i	Grandeur d'etat
X	Vecteur d'état
Y	Sortie du systeme
θ	Angle de rotation
θ_s	Angle de rotation du repere(d,q)
Φ	Flux
Z	Grandeur d'état

INTRODUCTION GENERALE

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissants associés est apparue à l'issue des travaux du mathématicien soviétique [A.G.FILLIPOV] sur les équations différentielles à second membre discontinue. Ces travaux ont été repris en union soviétique dans les années soixantes par [UTKIN]. Par suite de nombreuses recherches ont été menées partout et ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique soit pour l'appliquer aux systèmes physiques.

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée au tour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre d'où le phénomène de glissement.

Ce dernier rend le système bouclé insensible à certaines variations des paramètres et aux perturbations. Une propriété importante des modes glissants est que la trajectoire d'état en modes glissants évolue dans un espace de dimension inférieure, ce qui réduit donc l'ordre du système.

Parmi les applications de cette technique de commande on peut citer les travaux de [UTKIN 10-11-12] et [SABANOVICH 13-14] sur l'application des modes glissants sur la machine asynchrone pour le réglage de la position, de la vitesse et du couple deux autres applications en collaboration avec [CUK] ont été réalisées il s'agit d'une part de la commande des convertisseurs DC-DC du type abaisseur et éleveur [VENKATARAMANAN] dans le but d'obtenir une tension constante à la sortie et d'autre part de la commande en vitesse d'un moteur à courant continu [VENKATARAMANAN]. L'implémentation numérique de la

commande des système à structure variable sur une machine asynchrone ont été également effectuée par [BOSE] pour le réglage de la position

Dans le recent ouvrage de [Bühler 1] sur la commande par mode de glissement restreint aux cas des systèmes lineaires, la théorie est présentée sous une forme plus adéquate à une application pratique l'exemple du moteur à courant continu est traité, mais cette vision reste limitée puisqu'elle ne touche qu'aux systèmes lineaires. En pratique tous les systèmes physiques sont regit par des equations differentielles non linéaire dont la manipulation directe reste tres delicate à l'aide de la linéarisation autour d'un point de fonctionnement on arrive tuote fois à linéariser ces systemes et à les commander en utilisant les techniques linéaires classiques,mais les performances de cette methodes reste limiter puisqu'elle n'est valide qu'autour d'un point de focationnement.

Ces dernieres années une nouvelle approche de la linerisation des systemes non linéaires est apparue[ISIDORI -1-] elle consiste à linéariser la systeme à l'aide d'un retour d'etat non linéaire pour ensuite avoir un comportement entrée-sortie linéaire et découplé

Cette methode à montré de grandes performances dans beaucoup de domaines

- * application à la machine asynchrone
- * application aux convertisseurs électriques
- * application à une centrale thermique ...

Dans ce travail nous nous sommes interessés a la machine asynchrone[M.A.S] parceque elle est très utilisée dans l'industrie vu qu'elle presente un certain nombres d'avantages notamment:

- * la robustesse
- *prix peu élevé
- *sa disponibilité sur le marché
- *pas de problèmes de collecteurs

Mais sa commande présente un grand défi à cause de sa non linéarité

Avec l'apparition de la technique de linéarisation par retour d'état (feedback linéarization) beaucoup de recherches ont été faites sur la commande non linéaire d'une machine asynchrone citons à titre d'exemple les travaux de [CHISSON-8][PENTALOS-9], [DELUCCA-16-17-18],[DJEMAI-21]...

Récemment [H.SIRA-RAMIREZ-3-4-5-6] a utilisé cet acquis théorique pour analyser et synthétiser la commande par régimes glissants pour les systèmes non linéaires en mono variable. Le travail que nous présentons dans ce mémoire est une contribution d'une part à l'élargissement du champ d'applications de la technique des modes glissants et d'autre part à l'extension de l'idée de [SIRA-RAMIREZ] aux systèmes multivariables.

Le premier chapitre est l'objet d'un rappel théorique sur l'algèbre différentielle et les commandes linéarisantes des systèmes dont la dynamique est régie par des équations différentielles non linéaires (S.I.S.O, M.I.M.O) ainsi que sur la théorie des modes glissants linéaires et non linéaires (S.I.S.O, M.I.M.O).

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park de deux manières différentes suivant l'objectif de la commande et le choix des variables d'états.

Le chapitre trois est consacré à la linéarisation exacte et partielle par bouclage statique des deux modèles, où on abordera le problème de la dynamique des zéros dont la stabilité sera vérifiée

Le chapitre quatre est consacré à commander les systèmes linéarisés par la technique des modes glissants, nous étudierons ensuite pour chaque cas l'influence du placement de pôles sur la sensibilité du système aux variations des paramètres de la machine asynchrone, Enfin nous terminerons ce rapport par une conclusion générale où nous mentionnerons quelques perspectives juger utiles

RAPPEL THÉORIQUE SUR LE RETOUR LINEARISANT ET LES MODES GLISSANTS

I. Introduction

L'approche dite de la "*linéarisation par retour d'état*" [2] est aujourd'hui confirmée par un grand nombre d'applications dans divers domaines, et représente une approche efficace pour l'analyse et la commande des systèmes non linéaires analytiques.

Brièvement cette approche consiste à se ramener par bouclage sur l'état (statique ou dynamique) à un ensemble de sous-systèmes linéaires monovariabiles faciles à commander. Ainsi plusieurs problèmes déjà étudiés et résolus dans le cas des systèmes linéaires peuvent être aussi abordés dans le cadre non linéaire comme par exemple le problème de stabilisation et du découplage.

Dans notre étude nous allons utiliser la technique du retour d'état non linéaire pour appliquer la technique des modes glissants et étudier ses performances sur les systèmes non linéaires.

La technique des modes glissants consiste à amener, la trajectoire d'état, d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle ci jusqu'au point d'équilibre d'où le phénomène de glissement.

* La trajectoire d'état du système en mode de glissement a une variété "surface", de dimension inférieure à celle de l'espace d'état. Par conséquent l'ordre des équations régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.

* La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

* Sous certaines considérations relatives aux systèmes, la technique des modes glissants, est robuste par rapport aux variations de certains paramètres.

* La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.

Dans ce chapitre nous allons présenter un rappel sur la géométrie différentielle [2] ainsi que la théorie de la linéarisation par retour d'état [9] et nous allons présenter les différents travaux effectués dans le domaine de la commande par mode de glissement soit dans le cas linéaire [1] soit dans le cas non linéaire [10] [11] [3] [4] [5] [15] et [23]

I.2. Rappel sur la géométrie différentielle [2] [15]

I.2.1. Champs de vecteur

Soit le système Σ :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)U \quad (1.1)$$

Les champs de vecteurs f et g associés au système Σ sont donnés par:

$$\begin{aligned} f &= \sum_{i=1}^n f_i \frac{\partial}{\partial x_i} \\ g &= \sum_{i=1}^n g_i \frac{\partial}{\partial x_i} \end{aligned} \quad (1.2)$$

II.2.2. Difféomorphisme

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

$$z = \Phi(x) \quad (1.3)$$

ou Φ est une fonction vectorielle :

$$\Phi(x) = \begin{pmatrix} \Phi_1(x_1, \dots, x_n) \\ \vdots \\ \Phi_n(x_1, \dots, x_n) \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

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 *diffeomorphisme globale*

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

Propositions :

Si le jacobien de Φ , évaluée au point $x = x_0$ est non singulière alors

$\Phi(x)$ est un diffeomorphisme local.

1.2.3. Dérivée et crochet de Lie

Soit $h : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, est une fonction scalaire différentiable et

$f : \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}^n$ un champ de vecteur.

On appelle *dérivée de Lie* de h associé à f évaluée au point $x = x_0$, le nouveau champ de vecteur noté

$L_f h|_{x_0}$ défini par :

$$L_f(h)|_{x_0} \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{i=1}^n \frac{\partial h}{\partial x_i} f_i|_{x_0} \quad (1.5)$$

Itéralivement, on définit

$$L_f^k(h) = L_f(L_f^{k-1}(h)) \quad (1.6)$$

avec $L_f^0(h) = h$ (1.7)

Si f et g sont derive champs de vecteurs sur \mathbb{R}^m alors le champs de vecteurs, notés $adfg$ ou " $[,]$ " et défini par :

$$ad_f g = [f, g] = L_f L_g - L_g L_f \quad (1.8)$$

Iterativement, on définit

$$ad_f^k g = [f, ad_f^{k-1} g] \quad (1.9)$$

avec : $ad_f^0 g = g$

1.24 Distribution, involutivité et ensemble complètement intégrale

- 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 par le crochet de lie. Géométriquement, ceci signifie $[f, g]$ est sur le plan formé par les vecteurs f et g

- Un ensemble de champs de vecteurs linéairement indépendants f_1, f_2, \dots, f_m sur \mathbb{R}^n est un ensemble complètement intégrable si il y a $(n - m)$ fonction scalaires h_1, h_2, \dots, h_{n-m} telles que :

$$L_{f_i} h_j(x) = 0 \quad (1.10)$$

Pour toutes les combinaisons de i et de j Autrement dit, on peut résoudre le système d'équation ci-dessous par rapport aux équations h_j .

1.2.5. Théoreme de Frobenicer

L'ensemble de champs de vecteurs lineairement indépendants f_1, f_2, \dots, f_m est complètement intégrale si il est involutive.

1.3. Approche de la linéarisation par bouclage [9] [2]

1.3.1. Le cas des systèmes mono-entrée/ mono-sortie

On considère la classe des systèmes définis par les équations dynamiques de la forme suivante :

$$\Sigma \begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (1.11)$$

avec :

U : entrée du système (commande)

y : sortie du système

x : état du système

ou f, g, h sont des fonctions analytiques et vectorielles de dimensions appropriées.

1.3.1.1 Le degré relatif : [9] , [2] [3],[4]

Définition : le système Σ a un degré relatif r_i en $x = x_0$ ssi

$$\begin{aligned} L_g L_f^k h(x) &= 0 \text{ pour tous les } k < r - 1 \text{ et} \\ L_g L_f^{r-1} h(x) \Big|_{x=x_0} &\neq 0 \end{aligned} \quad (1.12)$$

le degré relatif d'un système représente de façon générale le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie afin de faire apparaître aux moins des entrée en effet, en dérivant la sortie du système on obtient

$$y = L_f h(x) + U L_g h(x) \quad (1.13)$$

si $L_g h(x) \Big|_{x=x_0} \neq 0$ alors $r = 1$, si non on dérive encore une fois.

$$\ddot{y} = L_f^2 h(x) + U(L_g L_f h(x)) \quad (1.14)$$

si $L_g L_f h(x) \Big|_{x=x_0} \neq 0$ alors $r = 2$, si non on continue jusqu'à :

$$\begin{aligned} y^{(r)} &= L_f^r h(x) + U(L_g L_f^{r-1} h(x)) \\ \text{avec } L_g L_f^{r-1} h(x) \Big|_{x=x_0} &\neq 0 \end{aligned} \quad (1.15)$$

Remarque : le degré relatif d'un système linéaire correspond à l'excès des poles sur les zéros de la fonction de transfert.

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

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + bU \\ y &= C x \end{aligned} \quad (1.16)$$

Soit donnée par :

$$H(s) = \frac{a_m s^m + a_{m-1} s^{m-1} + \dots + a_1 s + a_0}{s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + b_1 s + b_0} \quad (1.17)$$

En utilisant la division polynomiale on aura

$$H(s) = a_m S^{-(n-m)} + \dots \quad (1.18)$$

D'autre part en développant la forme générale

$$H(S) = C(SI - A)^{-1} b \quad (1.19)$$

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

$$Cb = CAB = CA^2 b = \dots = CA^{r-1} b = 0 \quad (1.20)$$

On vérifie que le premier terme non nul est égale à $CA^r b s^{-r}$, en comparant ce terme à celui de la relation on en déduit que $r = n - m$

1.3.1.2 La forme normale

On pose :

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_1 = \Phi_1(x) = h(x) \\ Z_2 = \Phi_2(x) = L_f h(x) \\ \vdots \\ Z_r = \Phi_r(x) = L_f^{r-1} h(x) \end{array} \right. \quad (1.21)$$

En choisissant $(n - r)$ fonctions $\Phi_{r+1}, \dots, \Phi_n$ telles que l'application $\Phi(x) = (\Phi_1(x), \Phi_2(x), \dots, \Phi_n(x))$ soit un difféomorphisme, on peut réécrire le système Σ dans les nouvelles coordonnées et on obtient

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{Z}_1 = L_f h(x) = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = L_f^2 h(x) = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x)U = b(Z) + a(Z)U \\ \dot{Z}_{r+1} = L_f \Phi_{r+1}(x) + L_g \Phi_{r+1}(x)U = q_{r+1}(Z) + p_{r+1}(Z)U \\ \vdots \\ \dot{Z}_n = q_n(Z) + p_n(Z)U \end{array} \right. \quad (1.22)$$

avec $b(Z) = L_f^r h(\Phi^{-1}(Z))$ et $a(Z) = L_g L_f^{r-1} h(\Phi^{-1}(Z))$

Remarque : dans le cas mono entrée/ mono sortie, on peut toujours choisir les $(n-r)$ fonctions $\Phi_{r+1}, \dots, \Phi_n$ de telle manière que

$$L_g \Phi_i(x) = 0 \text{ pour } r+1 \leq i \leq n \quad (1.23)$$

Dans ce cas le système prend la forme suivante

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_r = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) U \\ \dot{Z}_{r+1} = q_{r+1}(Z) \\ \vdots \\ \dot{Z}_n = q_n(Z) \end{array} \right.$$

(1.24)

Cette forme est appelée *forme normale*

Remarque : dans le cas où $r = n$ on parle de linéarisation entrée/état exacte.

I.3.1.3. Linéarisation exacte par bouclage

Considérons un système ayant un degré relatif $r = n$ c.a.d exactement linéarisable en reprenant en compte que $Z_1 = y_1$, $Z_2 = \dot{y}_1$, ..., $Z_n = y_1^{n-1}$ en trouve que :

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = Z_3 \\ \vdots \\ \dot{Z}_n = b(Z) + a(Z)U \end{cases} \quad (1.25)$$

en considérant la loi de commande comme suit :

$$U = \frac{1}{a(Z)} (-b(Z) + V) \quad (1.26)$$

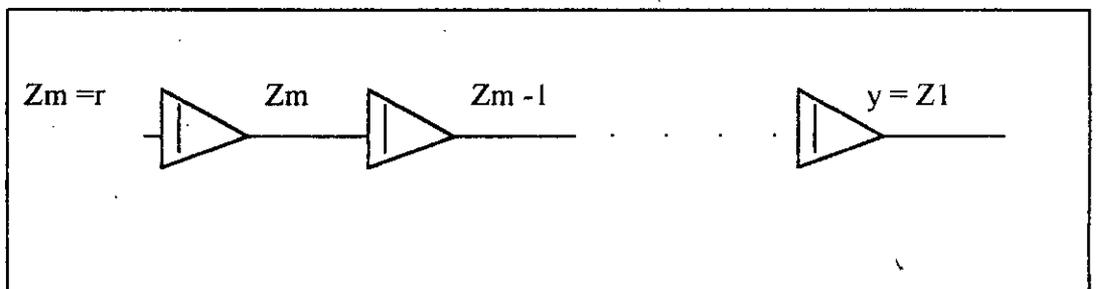
avec :

$$\begin{aligned} a(Z) &= L_g L_f^{n-1} h(x) \\ b(Z) &= L_f^n h(x) \end{aligned} \quad (1.27)$$

Le système va être décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} Z_1 = Z_2 \\ \vdots \\ Z_{n-1} = Z_n \\ Z_n = V \end{cases} \quad (1.28)$$

Il est sous la forme canomique de Brunowsky



Système linéarisé après le couplage

1.3.1.4. La dynamique des zéros

En posant :

$$\xi = \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \vdots \\ Z_r \end{pmatrix} \quad \eta = \begin{pmatrix} Z_{r+1} \\ Z_{r+2} \\ \vdots \\ Z_n \end{pmatrix} \quad (1.29)$$

Le système Σ dans sa forme normale, peut s'écrire :

$$\dot{Z}_1 = Z_2$$

$$\dot{Z}_2 = Z_3$$

.

.

$$\dot{Z}_{r-1} = Z_r$$

$$\dot{Z}_r = b(\xi, \eta) + a(\xi, \eta)U$$

$$\dot{\eta} = q(\xi, \eta)$$

(1.30)

où $a(\xi, \eta) = L_g L_f^{-1} h(x) \Big|_{x=\Phi^{-1}(z)}$ et $b(\xi, \eta) = L_f h(x) \Big|_{x=\Phi^{-1}(z)}$

Soit U la commande qui porte la sortie à zéro et la maintient.

On vérifie facilement que :

$$y(t) = 0 \Rightarrow \xi(t) = 0 \quad \forall t \quad (1.31)$$

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

$$0 = b(0, n) + a(0, n) U(t) \quad (1.32)$$

à savoir :

$$U(t) = -a^{-1}(0, n) b(0, n) \quad (1.33)$$

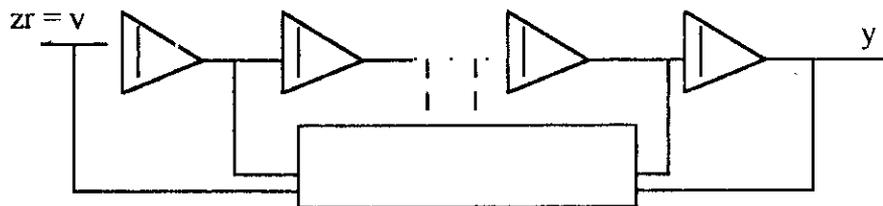
En ce qui concerne l'état $\eta(t)$ on voit que si $\eta(0) \neq 0$ et $\xi(0)$, alors $\eta(t)$ sera la solution de l'équation différentielle

$$\dot{\eta}(t) = q(0, \eta(t)) \quad \eta(0) = \eta^0 \quad (1.34)$$

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

Remarque : dans le cas linéaire, il s'agit de la dynamique des zéros de transmission qui est linéaire.

Si la dynamique des zéros est asymptotiquement stable alors on dit que le système est à *minimum de phase*



1.3.1.5. Stabilisation par retour d'état

Supposons que la dynamique des zéros soit asymptotiquement stable alors le retour d'état :

$$U(t) = a^{-1}(0, \eta) \left\{ -b(0, \eta) - k_0 h(x) - k_1 L_f h(x) - \dots - k_{r-1} L_f^{r-1} h(x) + V \right\} \quad (1.35)$$

Où les coefficients k_0, \dots, k_{r-1} sont fixes de telle sorte que le polynome

$$K(s) = s^r + k_{r-1} s^{r-1} + \dots + k_1 s + k_0 \quad (1.36)$$

soit de Hurwitz, stabilise asymptotiquement le système. En effet, la r ème dérivée de la sortie est égale à

$$y^{(r)} = L_f h(x) + U(L_g L_f^{-1} h(x)) \quad (1.37)$$

Substituant (1.26) dans (1.28) on obtient

$$y^{(r)} + k_{r-1} y^{(r-1)} + \dots + k_1 y + k_0 = V \quad (1.38)$$

qui d'après (1.27) exprime une dynamique des zéro asymptotiquement stable

1.3.1.6. Stabilisation locale des systèmes ayant une dynamique des zéro asymptotiquement stable

soit le système

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)U \\ y &= h(x) \\ x^0 &\text{ point d'équilibre} \\ f(x^0) &= 0 \\ \text{t. q } h(x^0) &= C \end{aligned} \quad (1.39)$$

$$\dot{x} = Ax + bU$$

$$y = cx$$

$$A = \left[\frac{\partial f}{\partial x} \right]_{x=x^0}$$

$$b = g(0)$$

$$C = \frac{\partial h}{\partial x} \Big|_{x=x^0}$$

principe de stabilisation à la première approximation bouclage sur l'état

* (A, B) incontrôlable { mode incontrôlable }

{ avec partie réelle >0 } \Rightarrow système linéaire

non stabilisable

* (A, B) contrôlable ou mode incontrôlable avec partie réelle $< 0 \Rightarrow$ le bouclage linéaire qui stabilise l'approximation linéaire stabilise le système non linéaire aussi

* (A, B) incontrôlable { mode incontrôlable ? }

{ sur l'axe imaginaire } cas critique

1.3.2.7. Linéarisation exacte avec sortie fictive

Supposons que le système ne soit pas à minimum de phase par rapport à la sortie réelle considérée.

Alors nous nous intéressons à travers une sortie "fictive" telque la linéarisation du comportement E/S soit exacte. Si on note par $h(x)$ la sortie fictive, alors elle doit satisfaire les conditions suivantes

$$\begin{aligned} L_g h = L_g L_f h = \dots = L_g L_f^{n-2} h = 0 \quad \text{pour tout } x \\ L_g L_f^{n-2} h \Big|_{x=x^0} \neq 0 \end{aligned} \quad (1.40)$$

Puisque les $L_g L_f^i (\cdot)$ pour $i > 1$ sont des opérateurs du second ordre, il est difficile de résoudre les équations (1.31) par rapport à h on note que si:

$$L_g h = 0 \quad \text{alors} \quad (L_g L_f h = 0 \Leftrightarrow L_{ad_{f_g}} h = 0) \quad (1.41)$$

ou

$L_{ad_{f_g}} (\cdot)$ est un opérateur du premier ordre

en utilisant cette propriété et l'identité

$$L_{ad_{f_g}^2} (h) = L_{[f, ad_{f_g}]} h = L_f L_{ad_{f_g}} h - L_{ad_{f_g}} L_f h \quad (1.42)$$

en obtient que si $L_g h = L_g L_f h = 0$ alors

$$(L_g L_f^2 h = 0 \Leftrightarrow L_{ad_{f_g}^2} h = 0) \quad (1.43)$$

et donc les conditions (1.31) sont équivalentes aux conditions suivantes :

$$\begin{cases} \frac{\partial h}{\partial x} [g, ad_{f_g}(h), \dots, ad_{f_g}^{n-2}(h)] = 0 \\ L_{ad_{f_g}^{n-1}(h)} \neq 0 \end{cases} \quad (1.44)$$

La première équation est une équation au n dérivée partielles par rapport à h et admet une solution SSi l'ensemble

$$\{g(x^0), ad_{f_g} g(x^0), \dots, ad_{f_g}^{n-2} g(x^0)\} \quad (1.45)$$

est involutive. Ceci est une application du théoreme de frobenius.

I.3.1.8. Algorithme de linéarisation entrée/sortie fictive

Construire les champs de vecteurs

$$\{g, ad_{f_g}, \dots, ad_{f_g}^{n-2}\} \quad (1.46)$$

- vérifier que l'ensemble (1.36) en $x = x^0$ est involutif
- résoudre par rapport à h les équations aux dérivées partielles
- calculez les quantités

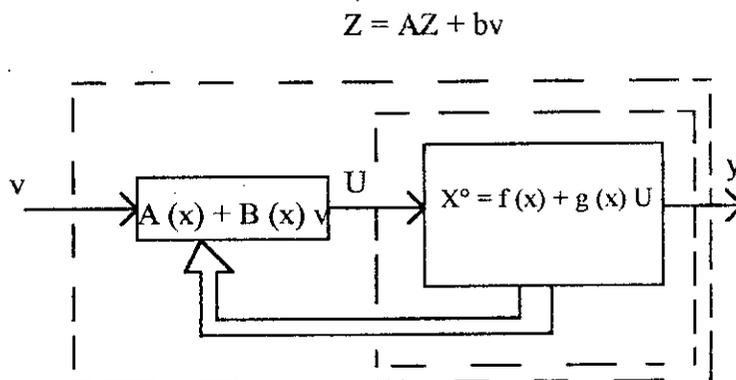
$$\begin{aligned} a(x) &= L_g L_f^{-1} h(x) \\ b(x) &= L_f^n h(x) \end{aligned} \quad (1.47)$$

alors le bouclage qui linéarise exactement le système est donnée par

$$U = a^{-1}(x)\{-b(x) + V\} \quad (1.48)$$

avec

$$V = -k_{r-1} y^{(r-1)} - \dots - k_1 y - k_0 \quad (1.49)$$



Commande linéariste d'un système non linéaire

1.3.2. Le cas Multi-entrée Multi-sortie :

Dans ce paragraphe, on applique les résultats obtenus dans le cas précédent aux systèmes carrés (m, m) (ayant même nombre de sortie que d'entrée) et on introduit la notion du découplage entre les sorties et les nouvelles entrées du système.

On considère les systèmes de la forme suivante :

$$\Sigma \left\{ \begin{array}{l} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ y_m = h_m(x) \end{array} \right. \quad (1.50)$$

avec : x état du système

U commande vectorielle à m composante

$y_1 \dots y_m$ m sorties du système

1.3.2.1. degré relatif vectoriel

Définition : le système Σ a un degré relatif vectoriel

$$(r_1, \dots, r_m) \text{ au point } x_0 \text{ ssi} \\ L_{g_j}^k h_i(x) = 0 \quad 1 \leq j \leq m \quad 1 \leq i \leq m \text{ pour tous les } k \leq r_i \quad (1.51)$$

La matrice carrée appelée matrice de découplage $R(x)$ est non singulière au point $x = x_0$

$$\Omega(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1}^{\eta-1} L_f h_1(x) & \dots & L_{g_1}^{\eta-1} L_f h_m(x) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{g_m}^{\eta-1} L_f h_1(x) & \dots & L_{g_m}^{\eta-1} L_f h_m(x) \end{pmatrix} \quad (1.52)$$

Remarque : si $r_1 + \dots + r_m = n$ alors le système est *exactement linéarisable*, ce qui signifie qu'après difféomorphisme et bouclage, le système bouclé ne sera composé que de m sous système linéaire découplés

1.3.2.2. La forme normale

pour trouver la forme normale qui correspond au système Σ , on définit les nouvelles variables

Z_1, \dots, Z_Γ avec $\Gamma = r_1 + \dots + r_m$ comme suit

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_1 = h_1(x) \\ Z_2 = L_f h_1(x) \\ \vdots \\ Z_{r_1} = L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ \vdots \\ Z_{\Gamma-m} = h_m(x) \\ Z_{\Gamma-m+1} = L_f h_m(x) \\ \vdots \\ Z_\Gamma = L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{array} \right.$$

(1.53)

On note que si $n > \Gamma$ il est toujours possible de choisir $(n - \Gamma)$ fonctions

$l_1, \dots, l_{n-\Gamma}$ pour compléter le difféomorphisme avec un tel choix la forme normale devient :

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= Z_2 \\
 Z_2 &= Z_3 \\
 &\vdots \\
 Z_{\eta-1} &= Z_{\eta} \\
 Z_{\eta} &= b_1(Z) + a_{11}(Z)U_1 + \dots + a_{1m}(Z)U_m \\
 &\vdots \\
 Z_{\Gamma-r_m-1} &= Z_{\Gamma-r_m} \\
 &\vdots \\
 Z_{\Gamma} &= b_m(Z) + a_{m1}(Z)U_1 + \dots + a_{mm}(Z)U_m \\
 l &= q_m(Z) + p_1(Z)U_1 + \dots + p_m(Z)U_m
 \end{aligned} \tag{1.54}$$

On peut montrer que si la distribution engendrée par $\{g_1, \dots, g_m\}$ est involutive alors on peut toujours compléter le difféomorphisme par des fonctions l_i telle que $L_g l_i = 0$ (1.55)

Ceci implique que les p_i dans (1.54) vont être nuls.

1.3.2.3. Calcul de la commande

Soit le système dont le degré relatif (r_1, r_2, \dots, r_m) est tq

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

En prenant en compte que

$$y_1 = h_1(x) = Z_1, y_2 = h_2(x) = Z_{\eta+1} \text{ et } y_3 = h_3(x) = Z_{\eta+r_2+1} \dots \text{etc}$$

On trouve :

$$y_j^{(r)} = L_f^r h_j(x) + \sum_{i=1}^m L_{\delta_i} L_f^{r-1} h_j(x) U_i \quad (1.56)$$

En regroupant les équations (1.45) on obtient la forme compacte :

$$\begin{pmatrix} y_1^{(r)} \\ y_2^{(r)} \\ \vdots \\ y_m^{(r)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^r h_1(x) \\ L_f^r h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^r h_m(x) \end{pmatrix} + \Omega(x) \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_m \end{pmatrix} \quad (1.57)$$

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

$$U = -\Omega^{-1}(x) \begin{pmatrix} L_f^r h_1(x) \\ L_f^r h_2(x) \\ \vdots \\ L_f^r h_m(x) \end{pmatrix} + \Omega^{-1}(x) V \quad (1.58)$$

alors le système bouclé s'écrit :

$$\begin{pmatrix} y_1^{(n)} \\ y_2^{(2)} \\ \cdot \\ \cdot \\ y_m^{(m)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ V_m \end{pmatrix} \quad (1.59)$$

cette dynamique est composée de m dynamiques linéaires découplées à savoir la sortie y_i ne dépend que de la nouvelle entrée V_i correspondante. De la même manière que dans le cas des systèmes monovariables, on peut imposer à chaque sous-système un comportement E/S désiré, en choisissant convenablement les nouvelles entrées V_i après ce bouclage le système va se trouver sous la forme canonique de Brunousky [2]

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= A Z + b V \\ y &= C Z \end{aligned} \quad (1.60)$$

où

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

$$A_i = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad [r_i, r_i] \quad (1.61)$$

$$\begin{aligned} b_i &= (0 \ 0 \ \dots \ 1)^T (r_i, 1) \\ C &= \text{diag}(C_1, C_2, \dots, C_m) \end{aligned} \quad (1.62)$$

où

$$C_i = (1 \ 0 \ 0 \ \dots \ 0)$$

I.3.2.4 Dynamique des zéros

Soit le système (1.1) dont le degré relatif (r_1, \dots, r_m)

satisfait la condition suivante :

$$\bar{r} = r_1 + \dots + r_m < n \quad (1.65)$$

posons :

$$\xi = \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_r \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \eta = \begin{pmatrix} Z_{r+1} \\ Z_{r+2} \\ \cdot \\ \cdot \\ Z_n \end{pmatrix} \quad (1.66)$$

Soit U la commande qui porte les sorties à zéro et les maintient

on vérifie facilement que :

$$y(t) = 0 \Rightarrow \xi(t) = 0 \quad y(t) = 0 \Rightarrow \xi(t) = 0 \quad \forall t \quad (1.67)$$

en utilisant la forme compacte on trouve :

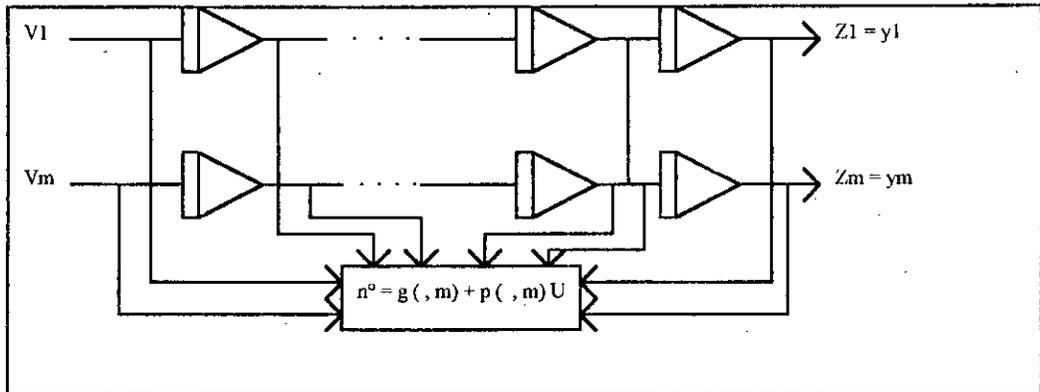
$$U(t) = -[A(0, \eta)]^{-1} b(0, \eta) \quad (1.68)$$

ainsi le dynamique des zéros est donnée par :

$$\eta(t) = q(\xi, \eta) - p(\xi, \eta)[A(0, \eta)]^{-1} b(0, \eta) \quad (1.69)$$

avec la condition initiale :

$$\eta(0) = \eta^0 \quad (1.70)$$



I.4 Configuration de base pour les systèmes à structures variables

On peut distinguer deux configurations de base différentes

I.4.1 1ère configuration

C'est une configuration permettant un changement de structure par simple commutation entre deux retours d'état différents

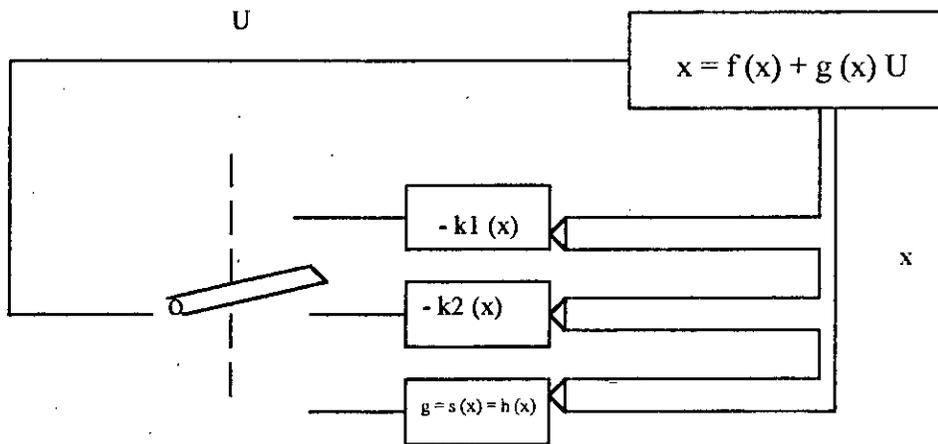


Fig 1.1 configuration par changement de retour d'état

$$\begin{aligned} U &= -k_1(x) && \text{si } S(x) > 0 \\ U &= -k_2(x) && \text{si } S(x) < 0 \end{aligned} \quad (1.71)$$

en mode de glissement, le système évolue sur la surface de glissement,
par conséquent

$$S(x) = 0 \quad (1.72)$$

I.4.2 2ème configuration

Elle permet la variation de la structure du système par simple commutation d'interrupteurs.

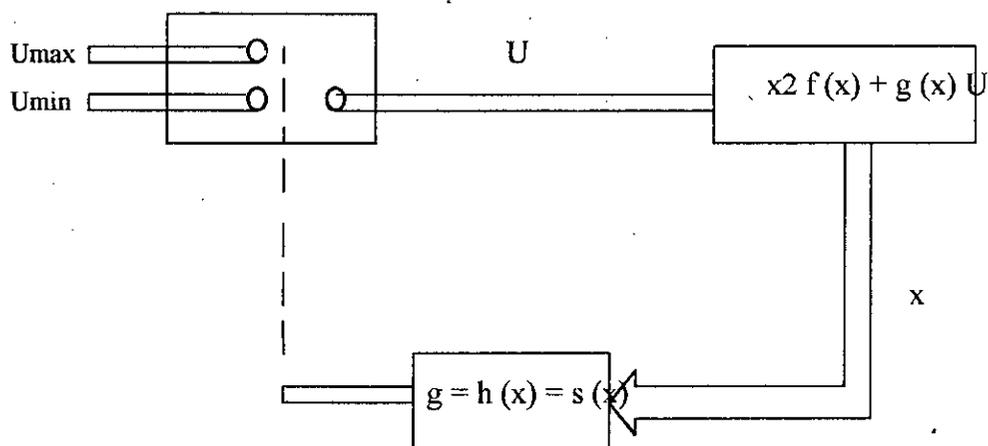


Fig 1.2 configuration en changeant la structure par commutation d'interrupteurs.

Dans ce cas de configuration, la logique de commutation est donnée par:

$$U = U_{\max} \quad \text{Si } s(x) > 0 \quad (1.73)$$

$$U = U_{\min} \quad \text{Si } s(x) < 0$$

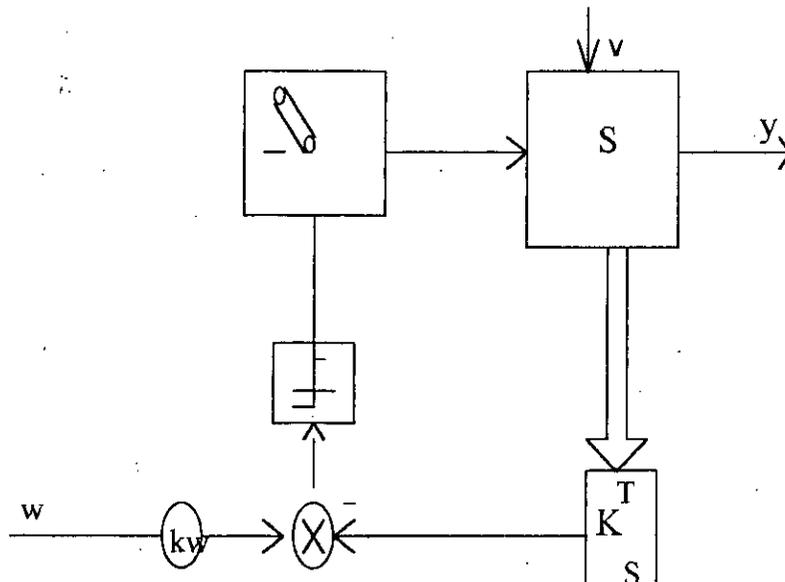
Lorsque le régime glissant est atteint, les variables d'états sont reliées par la relation

$$S(x) = 0 \quad (1.74)$$

I.5 Commande par mode de glissement cas linéaire [1]

Schéma :

(configuration avec loi de commutation par contre - Réaction d'état



Cette technique de commande est caractérisé par le fait que la grandeur U fournit par l'organe de commande ne peut prendre que deux valeurs distinctes : U_{\max} et U_{\min} la commutation se fait par un organe non linéaire en fonction de la de commutation $s(x)$ donc on aura :

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{si } S(x) > 0 \\ U_{\min} & \text{si } S(x) < 0 \end{cases} \quad (1.75)$$

$$U = \frac{U_{\max} + U_{\min}}{2} + \left[\frac{U_{\max} - U_{\min}}{2} \right] \text{Sign}(S) \quad (1.76)$$

La loi de commutation $s(x)$ est appelée aussi surface de glissement, elle se compose d'une contre - Réaction provenant du vecteur d'état et d'une intervention directe de la consigne w donc:

$$S(x) = -k^T x + kw \quad w$$

La différence qui existe entre cette technique et celle de la commande par retour d'état réside dans le fait que la contre Réaction d'état ne forme pas le signal de commande U_{cm} qui intervient d'une manière continue sur l'organe de commande mais elle provoque par l'intermédiaire d'un dispositif non linéaire, la commutation discontinue de la grandeur de commande U selon $S(x)$

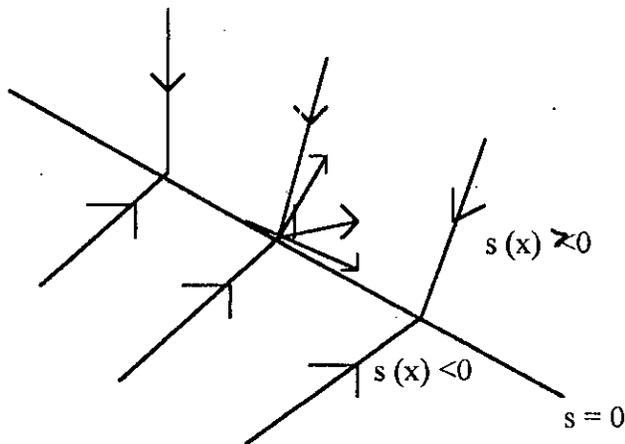


Fig I s 2

Souvent un régulateur intégrateur est superposé afin d'annuler l'erreur statique.

Soit le système décrit par l'équation d'état

$$x_s = A_s x_s + b_s U + b_{sv} V \quad (1.77)$$

$$x_r = w - y \quad (\text{action integrale})$$

$$S(x) = -k^T x + k_r x_r + k w \quad (\text{la surface de commutation}) \quad (1.78)$$

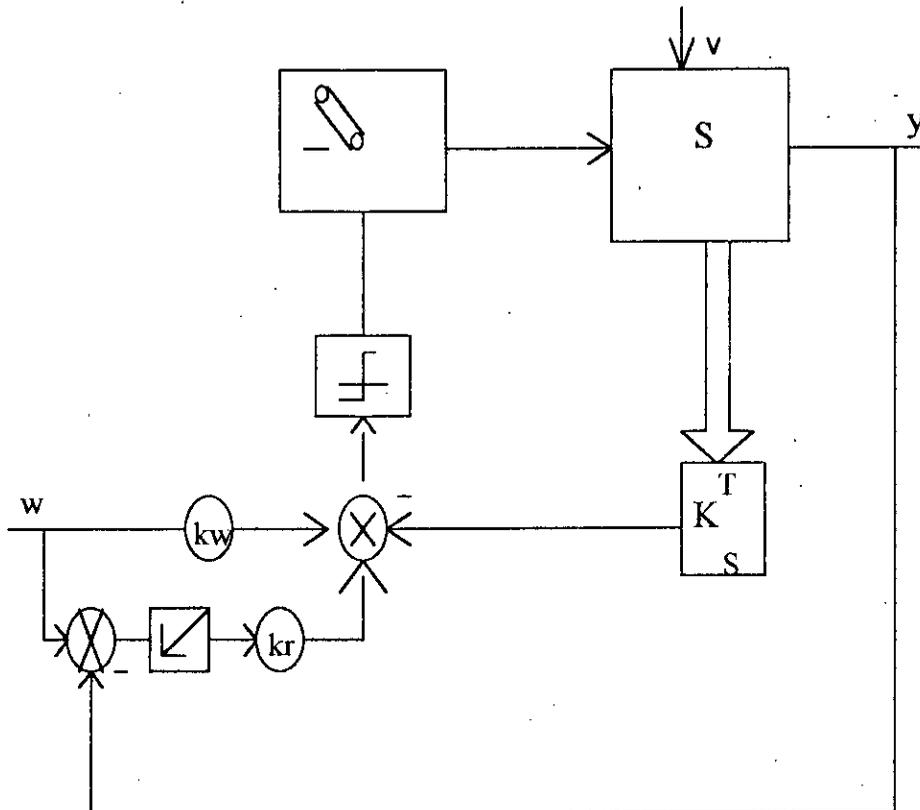


Fig I.5.3

I.5.1 Grandeur de la commande équivalente

Lorsque la commande de glissement s'établit, la grandeur de commande U commute continuellement et rapidement entre U_{max} et U_{min} , et ceci soit dans le régime transitoire ou dans le régime stationnaire la fréquence de

commutation dépend d'une part des paramètres du système à régler et d'autre part, de l'hystérésis du dispositif non linéaire de commutation.

Dans le cas idéal on peut supposer une hystérésis infiniment petite la fréquence devient alors très grande et la loi de commutation $S(x)$ devient pratiquement nulle en tous temps. Par conséquent sa dérivée par rapport au temps devient aussi nulle

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{c - a - d} \\ S(x) = 0 \end{array} \right.$$

$$S(x) = -k^T x + kw \quad w = 0 \Rightarrow \quad (1.79)$$

$$S(x) = -k^T (Ax + BUeq + b_{sv} V) + kw \quad w = 0 \Rightarrow \quad (1.80)$$

$$-k^T B Ueq = k^T Ax - kw \quad w + b_{sv} V \quad (1.81)$$

$$Ueq = -\frac{1}{k^T B} [k^T Ax + b_{sv} V] + \frac{kw}{k^T B} \quad w \quad (1.82)$$

pour que Ueq reste bornée il est indispensable que $k^T B \neq 0$ cette condition est nécessaire pour l'apparition du mode de glissement. La commande équivalente peut être interpréter comme la valeur moyenne glissante que prend la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre U_{max} et U_{min} (à fréquence infinie) comme le présente le schéma suivant :

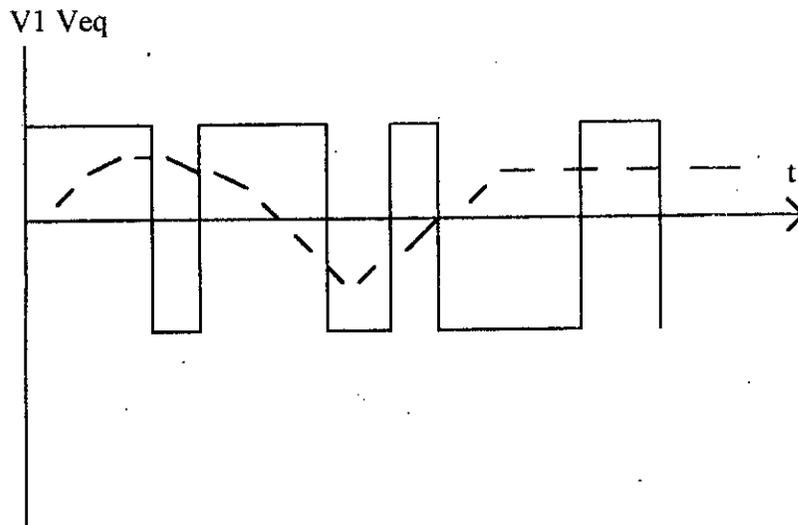


Fig 1.5.4

Cette interprétation permet immédiatement de tirer une condition pour l'existence du mode de glissement à savoir

$$U \min \leq U_{eq} \leq U \max \quad (1.84)$$

1.5.2 Equation d'état en mode de glissement

Lorsqu'on injecte au système S U_{eq} on obtient l'équation d'état en mode glissant

$$\dot{x}_s = A_s^* x_s + b_{sv}^* V + b_{sw}^* w \text{ avec} \quad (1.85)$$

$$A_s^* = \left(I - \frac{lb_s k_s^T}{k_s^T b_s} \right) A_s \quad (1.86)$$

$$b_{sv}^* = \left(I - \frac{lb_s k_s^T}{k_s^T b_s} \right) b_{sv} \quad (1.87)$$

$$b_{s_w}^* = \frac{k_w}{k_s^T b_s} b_s \quad (1.88)$$

La matrice A_s^* est singulière en possédant une valeur propre à $P = 0$. De plus la matrice A_s^* détermine le comportement dynamique du système soumis au réglage par mode de glissement.

Pour la grandeur de sortie y il existe toujours l'équation de sortie

$$y = C_s^T x_s$$

1.6. Généralités sur les régimes glissants SI SO (cas non linéaire)

Soit le système non linéaire analytique c.a.d $f(x)$ et $g(x)$ sont des fonctions analytiques

$$\frac{dx}{dt} = x(x, U) = f(x) + g(x) U \quad (1.11)$$

$$y = h(x)$$

x : état du système

U : commande discontinue

y : sortie au système

ou $x \in X$ un ouvert de \mathbb{R}^n et $U: \mathbb{R}^n \rightarrow \mathbb{R}$, $f(x)$ et $g(x)$ sont des champs de vecteurs définies dans un ouvert x de \mathbb{R}^n avec $g(x) \neq 0$

Soit S une fonction continue $S : x \Rightarrow \mathbb{R}$ dont le gradient est non nul sur x l'ensemble

$$S = \{x \in \mathbb{R}^n : S(x) = 0\} \quad (1.89)$$

Définit une sous variété "surface" régulière de dimension $(n - 1)$ dans x la stratégie de commande par structure variable est obtenue en imposant à la fonction de commande une des deux valeurs de retour suivant le signe de $s(x)$.

$$\begin{aligned} U &= U^+ && \text{si } S(x) > 0 \\ U &= U^- && \text{si } S(x) < 0 \end{aligned} \quad (1.90)$$

U^+ et U^- représente les bornes extrémales de la fonction commande de U et satisfaisant $U^+ > U^-$ localement dans X .

1.6.1 condition d'existence des modes glissants

Le régime glissant existe localement dans un ouvert X de S chaque fois que:

$$\lim_{S \rightarrow 0^+} L_{f+gU^+} S = \lim \langle dS, f + gU^+ \rangle < 0 \quad (1.91)$$

$$S \rightarrow 0^+$$

$$\lim_{S \rightarrow 0^-} L_{f+gU^-} S = \lim \langle dS, f + gU^- \rangle < 0 \quad (1.92)$$

$$S \rightarrow 0^-$$

Ces deux inégalités ont pour interprétation que les projection des champs de vecteurs $f + gU^+$ et $f + gU^-$ sur le vecteur gradient de S sont de signes contraire par conséquent les champs se dirigent vers la surface de commutation S.

1.6.2 Théorème [3-4-6]

Le niveau zero est noté par:

$$h^{-1}(0) = [x \in X : h(x) = 0] \quad (1.93)$$

Le régime glissant existe localement sur un ouvert X de $h^{-1}(0)$

Si et seulement Si le système (f, g, h) a un degré relatif local égal à un.

$$\text{Donc } S(x) = h(x) \quad (1.94)$$

Pour tous les états initiaux situés au voisinage X de x dans $h^{-1}(0)$, une fonction de commande de nature continue notée $U_{eq}(x)$ oblige les trajectoires d'états à évoluer sur le niveau zero de h(x) dans la région d'existence du régime glissant est connue comme la "*commande équivalente*"

Il en résulte que sur un ouvert X de $h^{-1}(0)$ le champ de vecteurs $f + gU_{eq}(x)$ satisfait.

$$L_{f + gU_{eq}} h(x) = \langle dh, f + gU_{eq}(x) \rangle = 0 \quad (1.95)$$

$$\text{d'ou } U_{eq}(x) = \frac{-L_f h(x)}{L_g h(x)} \quad (1.96)$$

1.6.3 Théorème [3][4][5][6]

La condition nécessaire et suffisante pour l'existence du régime glissant sur un ouvert X de $h^{-1}(0)$ est qu'il existe localement une commande équivalente unique qui satisfait

$$U^-(x) < U_{eq}(x) < U^+(x) \quad (1.97)$$

$U_{eq}(x)$ représente la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation entre $U^+(x)$ et $U^-(x)$ à la fréquence élevée.

I.6.4 Regimes glissants dans les systèmes (SSV) avec un degré relatif supérieur à un : [3][4][6]

Si pour la fonction de sortie proposée $Y = h(x)$ le système a un degré relatif r supérieur à un en x^0 alors le régime glissant n'existe pas localement sur $h^{-1}(0)$.

Cependant en utilisant l'idée de la linéarisation par retour d'état non linéaire [I.3] la proposition d'une sortie auxiliaire permet d'atteindre un régime de glissement localement sur $K^{-1}(0)$ en utilisant la fonction de sortie suivante ;

$$w = k(x) = L_f^{-1} h(x) + C_{r-1} L_f^{-2} h(x) + \dots + C_2 L_f h(x) + C_1 h(x) \quad (1.98)$$

ou dans les coordonnées de la forme normal :

$$W = Z_r + C_{r-1} Z_{r-1} + \dots + C_2 Z_2 + C_1 Z_1 \quad (1.99)$$

On a évidemment

$$L_g k(x) = L_g L_f^{-1} h(x) \neq 0 \quad (1.100)$$

C.a.d le système (f, g, K) a un degré relatif local égal à n en utilisant

(1.22) on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{dZ_i}{dt} &= Z_{i+1} \quad i=1, r-1 \\ \frac{dZ_r}{dt} &= b(Z) + a(Z)U = V \\ \frac{dZ_{r+j}}{dt} &= q_{r+j}(Z) \quad j=1, n-r \end{aligned} \quad (1.101)$$

avec $q_{r+j}(Z)$ représente la dynamique interne du système

la surface de glissement qui rend asymptotiquement stable Les trajectoires de la boucle fermée est:

$$S = \left\{ Z \in R^n \text{ tel que } S = w = Z_r + \sum_{i=1}^{r-1} C_{r-i} Z_{r-i} = 0 \right\} \quad (1.102)$$

avec w la surface auxiliaire .

1.6.5 Calcul de la commande équivalente :

1.6.5.1 Calcul de V_{eq} [3-4-6]

La commande de V_{eq} est obtenue :

$$S = Z_r + C_{r-1}Z_{r-1} + \dots + C_2Z_2 + C_1Z_1 = 0 \quad (1.103)$$

de même

$$S = Z_r + C_{r-1} Z_{r-1} + \dots + C_2 Z_2 + C_1 Z_1 = 0 \quad (1.104)$$

en utilisant (1.101)

$$V_{eq} + C_{r-1} Z_r + \dots + C_2 Z_3 + C_1 Z_2 = 0 \quad (1.105)$$

D'après (1.103) on a:

$$Z_r = -C_{r-1} Z_{r-1} - \dots - C_2 Z_2 - C_1 Z_1 \quad (1.106)$$

Donc

$$V_{eq} = -C_{r-1} (-C_{r-1} Z_{r-1} - \dots - C_2 Z_2 - C_1 Z_1) - C_{r-2} Z_{r-1} - \dots - C_2 Z_3 - C_1 Z_2 \quad (1.107)$$

Où

$$V_{eq} = (C_{r-1}^2 - C_{r-2}) Z_{r-1} + (C_{r-1} C_{r-2} - C_{r-3}) Z_{r-2} + \dots + (C_{r-1} C_2 - C_1) Z_2 + C_{r-1} C_1 Z_1 \quad (1.108)$$

1.6.5.2 Calcul de Ueq:[10],[5]

La commande equivalente dans la base original est obtenu en utilisant:

$$s(x)=0 \quad L_{f+g} U_{eq}(x) k(x) = 0 \Rightarrow U_{eq}(x) = \frac{-L_f k(x)}{L_g k(x)} \quad (1.109)$$

D'après(1.26) on a

$$U_{eq}(x) = -\frac{1}{a(z)} [b(z) + V_{eq}] \quad (1.101)$$

d'ou

$$U_{eq}(x) = \frac{[L_f' h(x) + \dots + C_2 L_f^2 h(x) + C_1 L_f h(x)]}{L_g L_f^{-1} h(x)} \quad (1.111)$$

1.6.6 Regime glissant ideal

Lorsque le systeme est englisement ideal : [1], [10] et [5]

on a

$$S(Z) = w = 0 \quad (1.112)$$

$$\text{ou } Z_r = -\sum_{i=1}^{r-1} C_{r-i} Z_{r-i} \quad (1.113)$$

Le systeme (1.101) devient:

$$\frac{dZ_i}{dt} = Z_{i+1} \quad i = 1, r-2$$

$$\frac{dZ_{r-1}}{dt} = Z_r = -C_{r-1} Z_{r-1} - \dots - C_2 Z_2 - C_1 Z_1 \quad (1.114)$$

$$\frac{dZ_{r+j}}{dt} = q_{r+j}(Z_1, \dots, Z_{r-1}, (-C_{r-1} Z_{r-1} - \dots - C_2 Z_2 - C_1 Z_1), Z_{r+1}, \dots, Z_n)$$

$$j = 1, n-r$$

$$Y = Z_1$$

$$S = w = 0$$

Les paramètres C_1, C_2, \dots, C_{r-1} sont choisis de telle manière à rendre les trajectoires d'états asymptotiquement stables.

* 1.6.7 Calcul de la commande à structure variable :

Le retour d'état sur le bloc linéaire est obtenu en utilisant (1.108):[5]

$$V = -\sum_{i=1}^{r-1} f_i Z_i \quad (1.115)$$

Où f_i sont les gains de la commande équivalente calculés à partir de (1.108) en valeurs absolues:

$$f_i = k_i / C_{i-1} - C_{r-1} C_i / \text{Sign}(S \cdot Z_i) \quad (1.116)$$

Avec $k_i > 1$

1.7 MODE DE GLISSEMENT MIMO

Dans cette partie nous allons montrer que la théorie des régimes glissants développée pour les systèmes non linéaires MONO-entrée MONO-sortie (SI.SO) peut être étendue pour le cas multientrées multisortie (MI MO) en se limitant au système carré (i.e. systèmes ayant le même nombre de sortie que d'entrée)

1.7.1 Generalites sur les modes glissants MIMO:

Soit le systeme dynamique de la forme :

$$\begin{aligned}
 \dot{x} &= f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x)U_i = f(x) + G(x)U \\
 y_1 &= h_1(x) \\
 y_2 &= h_2(x)
 \end{aligned} \tag{1.50}$$

$$y_m = h_m(x)$$

avec f, g_i $i = 1, 2, \dots, m$ des champs de vecteurs continus definis localement sur un voisinage ouvert X de \mathbb{R}^n

La surface de glissement S est definie comme l'intersection de m varietés (surface) de dimension $r_i - 1$ connue comme varietés (surface) de glissement individuelle notée S_i

$$S = \bigcap_{i=1}^m S_i = \bigcap_{i=1}^m \{x \in X : S_i(x) = 0\} = \{x \in X : S(x) = 0\}$$

où

$$S(x) = [S_1(x) \ S_2(x) \ \dots \ S_m(x)]^T \tag{1.117}$$

et ou chaque S_i est une fonction continu $S_i : X \rightarrow \mathbb{R}$

La loi de commande pour le systeme (1.50) est obtenue en imposant à la fonction de commande U_i de prendre une des deux valeurs des retours suivant le signe de $S_i(x)$

$$U_i(x) = U_i^+(x) \quad \text{si } S_i(x) > 0 \quad (1.118)$$

$$U_i(x) = U_i^-(x) \quad \text{si } S_i(x) < 0$$

$U_i^+(x)$ et $U_i^-(x)$ représente les bornes extrêmes de la fonction commande $U_i(x)$ et satisfaisant localement dans X $U_i^+(x) > U_i^-(x)$

1.7.2 Condition d'existence des modes glissants : [10]. [5]. [16]

Le régime glissant existe sur une surface de glissement particulière si les inégalités suivantes sont satisfaites :

$$\begin{aligned} \lim_{S_i \rightarrow 0^+} L_{f+GU} S_i &= \lim \langle d S_i, f(x) + G(x)U \rangle > 0 \\ S_i \rightarrow 0^+ & \quad S_i \rightarrow 0^+ \\ \lim_{S_i \rightarrow 0^-} L_{f+GU} S_i &= \lim \langle d S_i, f(x) + G(x)U \rangle > 0 \\ S_i \rightarrow 0^- & \quad S_i \rightarrow 0^- \end{aligned} \quad (1.119)$$

avec U_i et $U_j (j \neq i)$ donnés par (1.118)

contrairement au cas mono entrées mono sortie (SI.SO) la condition (1.119) est seulement une condition suffisante .

C.a.d le régime glissant peut exister sur la surface S et par conséquent sur chaque surface S_i sans que la condition (1.119) soit satisfaite .

La classe des systèmes pour la quelle le régime glissant peut être créé sur chaque surface de glissement individuelle est actuellement très restreinte [10] pour cette raison une seconde possibilité pour l'existence des régimes glissants collective est généralement considérée.

Le regime glissant peut etre exister sur l'intersection des surfaces S_i sans qu'il existe necessairement sur chaque surfaces individuelle S_i , si la trajectoire du systeme atteint le voisinage de la surface S dans un temp fini alors le regime glissant va apparaitre sur S attendu. La nature discontinue de la commande appliquee a l'intersection de chaque surface S_i [10]

1.7.3 Theoreme[6]

Le regime glissant existe localement sur un ouvert X de $h_i^{-1}(0)$

Si et seulement si le systeme (f, G, h_i) a un degre relatif local egal a un donc $\dot{S}_i(x) = \dot{h}_i(x)$.

La commande U qui oblige les trajectoires d'etats a evolue sur le niveaux $h^{-1}(0)$ dans la region d'existence du regime glissant est connue comme la "commmande equivalente" elle est definie par $\dot{S}_i(x) = \dot{h}_i(x) = 0 \Rightarrow$

$$L_{f+G U_{eq}(x)} h(x) = L_f h(x) + L_G h(x) U_{eq}(x) = 0 \quad (1.120)$$

d'où

$$U_{eq}(x) = -[L_G h(x)]^{-1} L_f h(x) \quad (1.121)$$

1.7.4 Regime glissant dans les systemes (SSV) avec un degre relatif superieur à 1[6]

De meme que pour le cas mono entrée mono sortie (SI.SO) si le degre relatif de chaque surface $h_i(x)$ est superieur a 1 alors on utilise les

resultats de [2] [6] la proposition des sorties auxiliaires permet d'atteindre un regime de glissement localement sur $h_i^{-1}(0)$

$$S_i = w_i = k_i(x) = L_f^{r_i-1} h_i(x) + C_{r_i-1}^i L_f^{r_i-2} h_i(x) + \dots + C_2^i L_f h_i(x) + C_1^i h_i(x) \quad (1.122)$$

$i = 1, m$

ou dans les coordonnées de la forme normal :

$$S_i = w_i = Z_n^i + C_{n-1}^i Z_{n-1}^i + \dots + C_2^i Z_2^i + C_1^i Z_1^i \quad i = 1, \dots, m \quad (1.123)$$

En utilisant les resultats (I.4.3) on obtient

$$\frac{dZ_k^i}{dt} = Z_{k+1}^i \quad k = 1, r_i - 1 \quad i = 1, m$$

$$\frac{dZ_n^i}{dt} = b_i(Z) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(Z) U_j = V_i \quad (1.124)$$

$$\frac{dZ_{r_i+j}^i}{dt} = q_{r_i+j}^i(Z) \quad J = 1, n-r$$

$$Y_i = Z^i$$

avec la surface de glissement qui rend le systeme asymptotiquement stable est

$$S = \bigcap_{i=1}^m S_i = \bigcap_{i=1}^m \{Z \in R : S_i = 0\} = \{Z \in R : S = 0\} \quad (1.125)$$

Le systeme (1.124) peut etre ecrit sous forme compact suivante .

$$\dot{Z}_i = A_i Z_i + b_i V_i \quad i = 1, m$$

$$\frac{dZ_{r_i+j}^i}{dt} = q_{r_i+j}^i(Z) \quad J = 1, n-r \quad (1.126)$$

$$Y_i = C_i^T Z_i$$

où

$$\begin{aligned} C_i^T &= [10\dots 0] \\ b_i^T &= [00\dots 0] \end{aligned} \quad (1.127)$$

1.7.5 Calcul de la commande equivalente :

1.7.5.1 Calcul de Vieq : [10] [6]

La commande Vieq est obtenue en utilisant :

$$S_i = w_i = Z_n^i + C_{n-1}^i Z_{n-1}^i + \dots + C_2^i Z_2^i + C_1^i Z_1^i = 0 \quad i = 1, m \quad (1.128)$$

En derivant(1.128) on obtient :

$$\dot{S}_i = \dot{W}_i = \dot{Z}_n^i + C_{n-1}^i \dot{Z}_{n-1}^i + \dots + C_2^i \dot{Z}_2^i + C_1^i \dot{Z}_1^i = 0 \quad (1.129)$$

En utilisant (1.124) on a:

$$Vieq + C_{n-1}^i Z_n^i + \dots + C_2^i Z_3^i + C_1^i Z_2^i = 0 \quad (1.130)$$

D'après (1.128) on a:

$$Z_n^i = -C_{n-1}^i Z_{n-1}^i - \dots - C_2^i Z_2^i - C_1^i Z_1^i \quad (1.131)$$

En remplace dans (1.130) on trouve

$$V_{ieq} = -C_{n-1}^i (-C_{n-1}^i Z_{n-1}^i - \dots - C_2^i Z_2^i - C_1^i Z_1^i) - \dots - C_2^i Z_3^i - C_1^i Z_2^i \quad (1.132)$$

Ou

$$V_{ieq} = (c_{n-1}^{2i} - c_{n-2}^i) z_{n-1}^i + (c_{n-1}^i c_{n-2}^i - c_{n-3}^i) z_{n-2}^i + \dots + (c_{n-1}^i c_2^i - c_1^i) z_2^i + c_{n-1}^i c_1^i z_1^i \quad (1.133)$$

$$i = 1, -m$$

17.5.2 Calcul de $U_{ieq}(x)$

La commande equivalente dans la base original est obtenue en utilisant l'equation (1.120):

$$S_i(x) = 0 \quad L_{f+G U_{ieq}(x)} S_i = 0 \quad (1.134)$$

En utilisant (I.4.3) on a

$$U_{ieq} = -A^{-1}(Z)[b(Z) - V_{ieq}] = A^{-1}(x) + V_{ieq} \quad (1.135)$$

ou

$$\begin{aligned} U_{ieq} &= [U_{1ieq} U_{2ieq} \dots U_{mieq}]^T \\ V_{ieq} &= [V_{1ieq} V_{2ieq} \dots V_{mieq}]^T \end{aligned} \quad (1.136)$$

et ou $A(Z)$ est la matrice de decouplage definit dans (I.3.2)

1.7.6 Regime glissant ideal

On dit que le systeme est en regime glissant ideal :

$$S_i(Z) = 0 \quad i = 1, m \quad (1.137)$$

La commande equivalente est donnee par (1.133)

$$Vieq = (C_{n-1}^{2i} - C_{n-2}^i)Z_{n-1}^i + \dots + (C_{n-1}^i C_2^i - C_1^i)Z_2^i + C_{n-1}^i C_1^i Z_1^i \quad i = 1, m \quad (1.138)$$

alors le systeme (1.126) devient:

$$\begin{aligned} \frac{dZ_k^i}{dt} &= Z_{k+1}^i \quad k = 1, r_i - 2 \\ \frac{dZ_{n-1}^i}{dt} &= Z_n^i = -C_{n-1}^i Z_{n-1}^i - \dots - C_2^i Z_2^i - C_1^i Z_1^i \\ \frac{dZ_{n+j}^i}{dt} &= q_{n+j}^i (Z_1^i \dots Z_{n-1}^i (-C_{n-1}^i Z_{n-1}^i - \dots - C_1^i Z_1^i), Z_{n+1}^i, \dots, Z_n^i) \quad (1.139) \\ Y_i &= Z^i \quad i = 1, m \\ S_i &= W_i = 0 \end{aligned}$$

Les parametres $C_1^i, C_2^i, \dots, C_{n-1}^i$ sont choisie de telle maniere a rendre les trajectoires d'etats asymptotiquement stable.

1.7.7 Calcul de la commande a structure variable

La commande de discontinue qui va agir sur le systeme linearisé est obtenue en utilisant l'expression (1.133):[5]

$$V_i = - \sum_{j=1}^{r_i-1} f_j^i Z_j^i \quad (1.140)$$

$$V_i = [V_1 V_2 \dots V_m]^T$$

et ou f_j^i sont les gains de la commande equivalente (1.133) en valeurs absolue:

$$f_j^i = K_j^i / C_{j-1}^i - C_{j-1}^i C_j^i / \text{Sign}(S_i Z_j^i) \quad J = 1, r_i - 1, i = 1, m \quad (1.141)$$

et ou k_j^i sont toujours choisie positif >1

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté une approche astucieuse qui permet d'aborder facilement, la synthèse des systèmes régis par des équations différentielles non linéaires, en les transformant en système linéaire et découplés (MIMO) à l'aide d'un retour d'état non linéaire et d'un difféomorphisme.

La détermination de la commande linéarisante nécessite un calcul fastidieux et compliqué surtout pour les systèmes fortement non linéaires et dont l'ordre est supérieur à quatre. Cette commande peut ne pas exister localement [] et sa validité est liée à la stabilité de la dynamique des zéros.

Ce chapitre est aussi un rappel de la théorie des systèmes à structure variable et des modes glissants associés dans l'angle de la géométrie différentielle et les outils correspondant tel que le degré relatif la dérivée et le crochet de Lie permet le passage à un autre espace d'état ou la manipulation

des concepts théoriques et des calculs formels devient simple, cette espace d'état n'est rien d'autre que la base normale où on va exploiter les techniques des modes glissants linéaires [1 3 4 6] pour ensuite revenir à la base originale, à l'aide du difféomorphisme inverse

Par cette méthode nous aurons synthétiser la surface et la commande non linéaire à l'aide du retour linéarisant et des modes glissants linéaires.

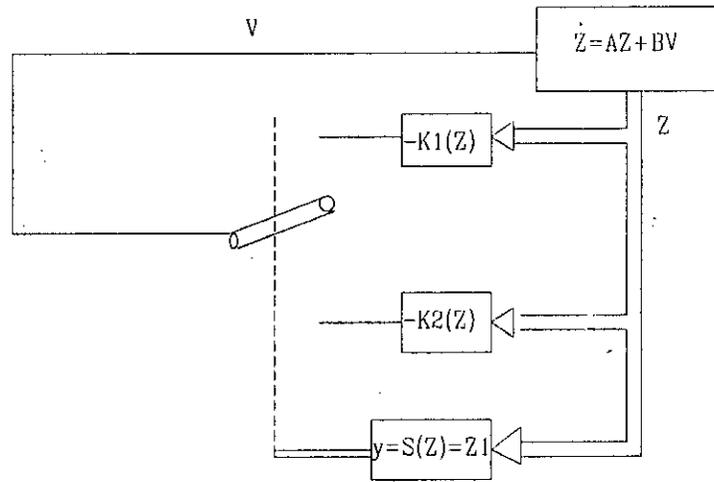


Fig.1.6.1. Configuration par changement de retour d'état

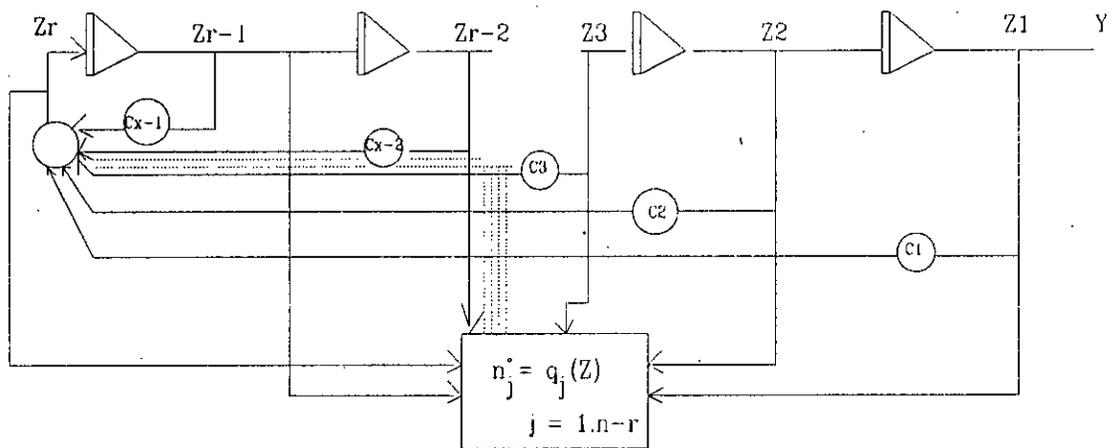


Fig.1.6.2. Schéma de glissement idéal

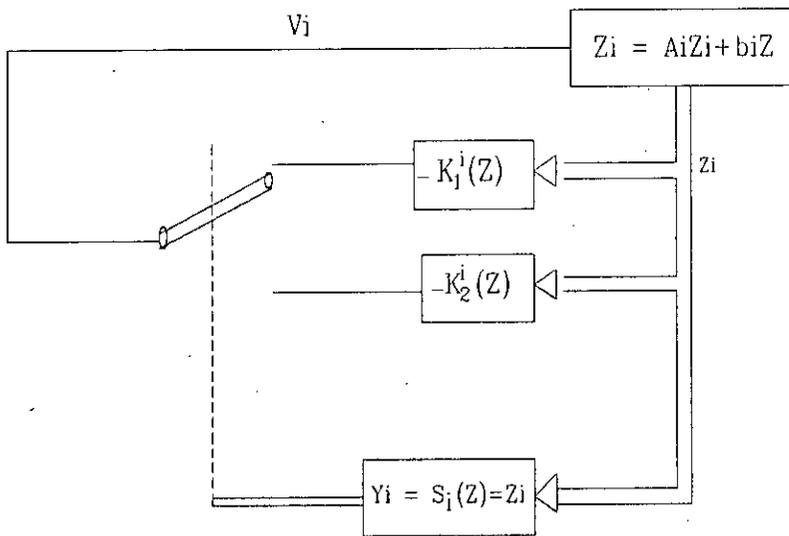


Fig.I.7.1 Configuration par changement de retour d'état

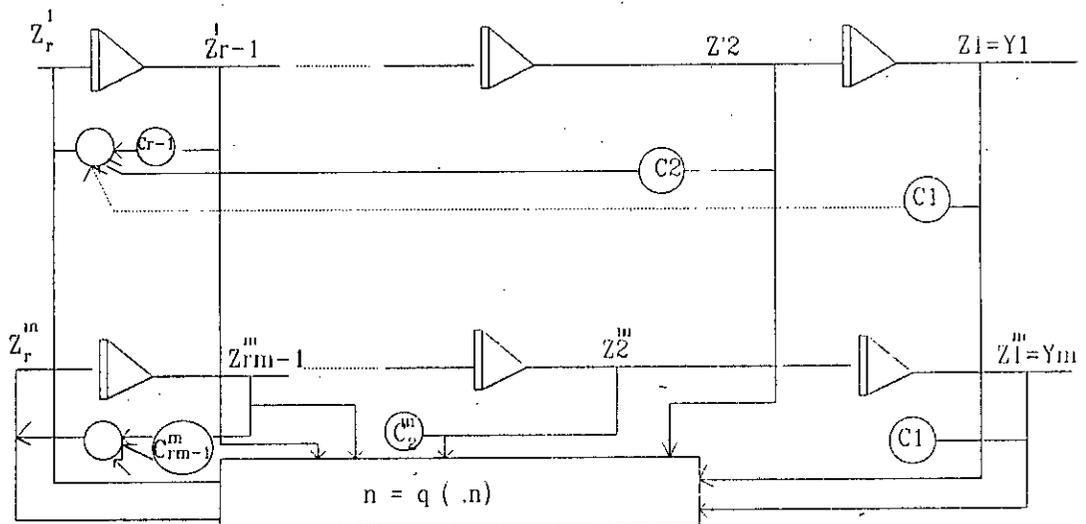


Fig.I.7.2. Schema de glissement ideal

CHAPITRE II

Modélisation de la machine asynchrone

2.1 Introduction

Dans ce travail nous nous sommes intéressé à la machine asynchrone, et plus particulièrement, au moteur à cage d'écureuil vu qu'elle présente un certain nombre d'avantages par rapport aux autres machines.

- Elle est répandue dans les applications industrielles
- Elle est disponible sur le marché
- Son prix est peu élevé
- On peut, la modéliser de plusieurs façons suivant les objectifs de notre commande.

La machine 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.

Dans ce chapitre nous allons présenter deux modèles, l'un est tiré des articles de [DELUCCA-16], c'est un modèle bilinéaire il possède trois entrées et trois sorties.

L'autre modèle est tiré des articles de [UTKIN-12] et [John - Chiasson-8].

Ce modèle est complètement non linéaire il possède deux entrées et deux sorties.

Donc, on va élaborer deux modèles mathématiques souples et facilement manipulables du point de vue automatique.

II. 2 Equations Eléctriques

Considérons un M.A.S ayant les caractéristiques suivantes [7] :

- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- la machine est symétrique à entrefer constant
- le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté
- la saturation du circuit magnétique et les courants de FOUCAULT sont négligeables
- l'effet de peau et d'encoche sont négligeables.

Les équations électriques de la machine s'écrivent alors sous forme matricielle suivante :

Au stator :

$$[U_s] = R_s [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (2.1)$$

Au rotor :

$$[U_r] = R_r [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \quad (2.2)$$

avec:

$$\begin{aligned} [U_s] &= [U_{as} \quad U_{bs} \quad U_{cs}]^T \\ [U_r] &= [U_{ar} \quad U_{br} \quad U_{cr}]^T \\ [I_s] &= [I_{as} \quad I_{bs} \quad I_{cs}]^T \\ [I_r] &= [I_{ar} \quad I_{br} \quad I_{cr}]^T \\ [\Phi_s] &= [\Phi_{as} \quad \Phi_{bs} \quad \Phi_{cs}]^T \\ [\Phi_r] &= [\Phi_{ar} \quad \Phi_{br} \quad \Phi_{cr}]^T \end{aligned}$$

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

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [L_m][I_r] \quad (2.4)$$

$$[\Phi_r] = [L_r][I_r] + [L_m][I_s] \quad (2.5)$$

Où les matrices $[L_s]$, $[L_m]$ et $[L_r]$ sont données par :

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_s & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_s & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_s \end{pmatrix}$$

$$[L_r] = \begin{pmatrix} L_r & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_r & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_r \end{pmatrix}$$

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

En remplaçant (2.4) et (2.5) dans (2.1) et (2.2) on obtient :

$$[U_r] = R_r[I_r] + [L_r] \frac{d}{dt}[I_r] + \frac{d}{dt}[L_m][I_r] \quad (2.6)$$

$$[U_r] = R_r[I_r] + [L_r] \frac{d}{dt}[I_r] + \frac{d}{dt}[L_m][I_r] \quad (2.7)$$

Les équations ainsi obtenues sont à coefficients variables dans le temps, leurs manipulations est très délicate d'où la nécessité de trouver un modèle mathématique équivalent au moteur réel et où les coefficients seraient constants.

II.3 Transformation de Park

Afin de résoudre le problème précédent on est obligé de recourir à certaines transformations usuelles pour cela nous utilisons la transformation de Park pour sa commodité de calcul.

La transformation de Park permet le passage d'un système triphase réel (a b c) à un autre système orthogonal (d q o) qui lui est équivalent, c'est à dire en

transformant trois enroulements de la machine en deux autres équivalent du point de vue électrique et magnétique.

Notre système étant isolé de la terre est supposé parfaitement symétrique donc la composante homopolaire est nulle. On définit une matrice unique de transformation pour les courants, les tensions et les flux donnée par :

$$A_s = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

A l'aide de celle ci on aura alors exprimer dans le repère de Park l'écriture transformée suivante:

$$M_{dq} = A M \quad (2.9)$$

$$\text{Avec} \quad M_{dq} = [M_d \quad M_q]^T$$

$$M = [M_a \quad M_b \quad M_c]^T$$

Ou M est un vecteur de grandeurs physiques pouvant être des courants, des flux ou des tensions

La matrice de transformation inverse de Park est donnée par A_s^{-1} :

$$A_s^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

II.4 Modélisation dans le repère de Park

En appliquant les équations de Park aux équations électriques du moteur on aura :

Au stator :

$$\begin{aligned} U_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_a \Phi_{qs} \\ U_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_a \Phi_{ds} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Au rotor :

$$\begin{aligned} U_{dr} &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_a - \omega) \Phi_{qr} \\ U_{qr} &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_a - \omega) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (2.12)$$

ω_a et ω étant respectivement la vitesse du repère (d,q) et la pulsation rotorique De même pour les équations du flux :

Au stator :

$$\begin{aligned}\Phi_{d s} &= L_s i_{d s} + L_m i_{d r} \\ \Phi_{q s} &= L_s i_{q s} + L_m i_{q r}\end{aligned}\quad (2.13)$$

Au rotor :

$$\begin{aligned}\Phi_{d r} &= L_r i_{d r} + L_m i_{d s} \\ \Phi_{q r} &= L_r i_{q r} + L_m i_{q s}\end{aligned}\quad (2.14)$$

Suivant les variables d'état et le référentiel de Park on abouti à deux modèles différents.

II.5 Modèle I

En utilisant les équations (2.13) on tire :

$$\begin{aligned}i_{d r} &= \frac{(\Phi_{d s} - L_s i_{d s})}{L_m} \\ i_{q r} &= \frac{(\Phi_{q s} - L_s i_{q s})}{L_m}\end{aligned}\quad (2.15)$$

et en les remplaçant dans les équations du flux Rotorique (2.14), on aura :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{dr} &= \frac{L_r}{L_m} (\Phi_{ds} - L_s i_{ds}) + L_m i_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= \frac{L_r}{L_m} (\Phi_{qs} - L_s i_{qs}) + L_m i_{qs} \\
 \Phi_{dr} &= \frac{L_r}{L_m} (\Phi_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \\
 \Phi_{qr} &= \frac{L_r}{L_m} (\Phi_{qs} - \sigma L_s i_{qs})
 \end{aligned}
 \tag{2.16}$$

avec

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}
 \tag{2.17}$$

de même pour :

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &= \frac{\Phi_{ds}}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{dr} \\
 i_{qs} &= \frac{\Phi_{qs}}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \Phi_{qr}
 \end{aligned}
 \tag{2.18}$$

En dérivant ces deux équations

$$\begin{aligned}
 \frac{d i_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \frac{d \Phi_{ds}}{dt} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d \Phi_{dr}}{dt} \\
 \frac{d i_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \frac{d \Phi_{qs}}{dt} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \frac{d \Phi_{qr}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{2.19}$$

Si le référentiel de Park est lié au champ tournant dans ce cas $\omega_a = \omega_s$ et sachant que le rotor est Court-Circuité donc:

$$\begin{aligned} U_{d_s} &= R_s i_{d_s} + \frac{d\Phi_{d_s}}{dt} - \omega_s \Phi_{q_s} \\ U_{q_s} &= R_s i_{q_s} + \frac{d\Phi_{q_s}}{dt} + \omega_s \Phi_{d_s} \end{aligned} \quad (2.20)$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{d_r} + \frac{d\Phi_{d_r}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{q_r} \\ 0 &= R_r i_{q_r} + \frac{d\Phi_{q_r}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{d_r} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Et on combinant les équations (2.19) (2.20) (2.21) on aura :

$$\begin{aligned} \frac{d i_{d_s}}{dt} &= -(a+b) i_{d_s} + (\omega_s - \omega) i_{q_s} + \frac{B}{L_s} \Phi_{d_s} + \frac{\omega}{\sigma L_s} \Phi_{q_s} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{d_s} \\ \frac{d i_{q_s}}{dt} &= -(\omega_s - \omega) i_{d_s} - (a+b) i_{q_s} - \frac{\omega}{\sigma L_s} \Phi_{d_s} + \frac{B}{L_s} \Phi_{q_s} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{q_s} \end{aligned} \quad (2.22)$$

et

$$\begin{aligned} \frac{d \Phi_{d_s}}{dt} &= -R_s i_{d_s} + \omega \Phi_{q_s} + U_{d_s} + \omega_r \Phi_{q_s} \\ \frac{d \Phi_{q_s}}{dt} &= -R_s i_{q_s} - \omega \Phi_{d_s} + U_{q_s} - \omega_r \Phi_{d_s} \end{aligned} \quad (2.23)$$

avec $a = \frac{R_s}{\sigma L_s}$ et $B = \frac{R_r}{\sigma L_r}$ (2.24) et sachant que $w_r = w_r + w$ (2.25)

En prenant comme vecteur d'état

$$x^T = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{ds}, \Phi_{qs}]$$

Et comme vecteur de commande

$$U^T = [U_{ds}, U_{qs}, w_r]$$

Le système étant le suivant

$$\dot{x} = f(x) + g(x)U \tag{2.26}$$

Ou

$$f(x) = \begin{pmatrix} -(a+b) & 0 & \frac{B}{L_s} & \frac{w}{\sigma L_s} \\ 0 & -(a+b) & \frac{-w}{\sigma L_s} & \frac{B}{L_s} \\ -a\sigma L_s & 0 & 0 & w \\ 0 & -a\sigma L_s & -w & 0 \end{pmatrix} x = A(w)x$$

Si $w = \text{cte} \Rightarrow f(x)$ est linéaire $f(x) = Ax$

Si $w \neq \text{cte}$ $f(x)$ est non linéaire

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & i_{q_s} \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & -i_{d_s} \\ 1 & 0 & \Phi_{q_s} \\ 0 & 1 & -\Phi_{d_s} \end{pmatrix}$$

Ce modèle est bilinéaire en séparant les équations électriques, et les équations mécaniques et en considérant des sorties indépendantes de la vitesse mécanique

Equation mécanique

La puissance instantanée est donnée par :

$$P(t) = U_{as} I_{as} + U_{bs} I_{bs} + U_{cs} I_{cs} \quad (2.27)$$

dans le repère de Park

$$P(t) = \frac{3}{2} (U_{d_s} i_{d_s} + U_{q_s} i_{q_s}) \quad (2.28)$$

En utilisant les équations (2.16) (2.17) (2.18) et en multipliant par dt on trouve

$$dw = \left[\frac{3}{2} R_s (i_{d_s}^2 + i_{q_s}^2) + \left(\frac{3}{2} w (\Phi_{d_s} i_{q_s} - \Phi_{q_s} i_{d_s}) dt \right) + \left(\frac{3}{2} (d\Phi_{d_s} i_{d_s} + d\Phi_{q_s} i_{q_s}) \right) \right] \quad (2.29)$$

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
- *Le couple électromagnétique est tirée à partir du second terme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\Phi_{q_s} i_{d_s} - \Phi_{d_s} i_{q_s}) \quad (2.30)$$

Donc l'équation mécanique est:

$$C_{em} = j \frac{dw_m}{dt} + f w_m + Cr \quad (2.31)$$

ou bien

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{3}{2} \frac{P}{j} (\Phi_{q_s} i_{d_s} - \Phi_{d_s} i_{q_s}) - \frac{f}{j} w - \frac{Cr}{j} \quad (2.32)$$

II.6 Modèle 2

Soit le référentiel lié au Stator dans ce cas $w_a = 0$ et sachant que le moteur est a cage d'écureuil

$$[U_r] = [0] \Rightarrow [U_{dq}]_r = [0]$$

les équations (2.11) et (2.12) seront :

$$\begin{aligned} U_{d s} &= R_s i_{d s} + \frac{d \Phi_{d s}}{dt} \\ U_{q s} &= R_s i_{q s} + \frac{d \Phi_{q s}}{dt} \end{aligned} \quad (2.33)$$

$$\begin{aligned} R_r i_{d r} + \frac{d \Phi_{d r}}{dt} + w \Phi_{q r} &= 0 \\ R_r i_{q r} + \frac{d \Phi_{q r}}{dt} - w \Phi_{d r} &= 0 \end{aligned} \quad (2.34)$$

de (2.14) on tire les courants rotoriques on obtient :

$$\begin{aligned} i_{d r} &= \frac{\Phi_{d r}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{d s} \\ i_{q r} &= \frac{\Phi_{q r}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{q s} \end{aligned} \quad (2.35)$$

et en remplaçant (2.35) dans (2.34) on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{d \Phi_{d r}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{d r} + R_r \frac{L_m}{L_r} i_{d s} - w \Phi_{q r} \\ \frac{d \Phi_{q r}}{dt} &= -\frac{R_r}{L_r} \Phi_{q r} + R_r \frac{L_m}{L_r} i_{q s} + w \Phi_{d r} \end{aligned} \quad (2.36)$$

on remplace (2.35) dans (2.13) et on tire les courants statoriques :

$$\begin{aligned}
 i_{d_s} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Phi_{d_s} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Phi_{d_r} \\
 i_{q_s} &= \frac{L_r}{L_s L_r - L_m^2} \Phi_{q_s} - \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \Phi_{q_r}
 \end{aligned}
 \tag{2.37}$$

en dérivant (2.37) et en utilisant (2.33) et (2.36) on obtient :

$$\begin{aligned}
 \frac{d i_{d_s}}{dt} &= -g i_{d_s} + pB w_m \Phi_{q_r} + nB \Phi_{d_r} + \frac{U_{d_s}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d i_{q_s}}{dt} &= -g i_{q_s} - pB w_m \Phi_{d_r} + nB \Phi_{q_r} + \frac{U_{q_s}}{\sigma L_s}
 \end{aligned}
 \tag{2.38}$$

Finalement on obtient à l'aide des flux rotoriques et des courants statoriques un modèle dynamique pour une référentiel liée au stator :

$$\begin{aligned}
 \frac{d i_{d_s}}{dt} &= -g i_{d_s} + pB w_m \Phi_{q_r} + nB \Phi_{d_r} + \frac{U_{d_s}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d i_{q_s}}{dt} &= -g i_{q_s} - pB w_m \Phi_{d_r} + nB \Phi_{q_r} + \frac{U_{q_s}}{\sigma L_s} \\
 \frac{d \Phi_{d_r}}{dt} &= -p w_m \Phi_{q_r} - n \Phi_{d_r} + nM i_{d_s} \\
 \frac{d \Phi_{q_r}}{dt} &= p w_m \Phi_{d_r} - n \Phi_{q_r} + nM i_{q_s}
 \end{aligned}
 \tag{2.39}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 n &= \frac{R_r}{L_r} \\
 g &= \frac{R_s}{\sigma L_s} + L_m^2 \frac{R_r}{\sigma L_s L_r} \\
 M &= L_m \\
 B &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \\
 \sigma &= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}
 \end{aligned}
 \tag{2.40}$$

l'équation dynamique qui regit le moteur sera écrite sous forme condensée en prenant comme vecteur d'état :

$$\begin{aligned}
 x_1^T &= [i_{d_s} \quad i_{q_s} \quad \Phi_{d_r} \quad \Phi_{q_r}] \\
 U^T &= [U_{d_s} \quad U_{q_s}] \\
 \dot{x}_1 &= f(x_1) + g(x_1)U
 \end{aligned}
 \tag{2.41}$$

en utilisant l'équation du couple électromagnétique (2.30) et en l'exprimant à l'aide de flux rotoriques et des courants statoriques on obtient :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{d_r} i_{d_s} - \Phi_{q_r} i_{q_s})
 \tag{2.42}$$

de l'équation mécanique (2.31) et du fait que $C_{em} = C_{mec}$ on obtient :

$$\frac{dw_m}{dt} = \frac{pL_m}{jL_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{j} w - \frac{Cr}{j} \quad (2.43)$$

ou bien

$$\frac{dw_m}{dt} = \alpha (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{Cr}{j} \quad (2.44)$$

ou Cr est le couple résistant et $\alpha = \frac{pL_m}{jL_r}$

donc le modèle dynamique de la machine pour un référentiel lié au Stator est donné par :

$$\begin{aligned} \frac{dids}{dt} &= -gids + Bpwm\Phi_{qr} + nB\Phi_{dr} + \frac{Uds}{JL_s} \\ \frac{diqs}{dt} &= -giqs + Bpwm\Phi_{dr} + nB\Phi_{qr} + \frac{Uqs}{JL_s} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= -pwm\Phi_{qr} - n\Phi_{dr} + nMids \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= -pwm\Phi_{dr} - n\Phi_{qr} + nMiqs \\ \frac{dwm}{dt} &= \alpha (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) - \frac{Cr}{J} \end{aligned} \quad (2.45)$$

qui peut être écrit sous forme compacte suivante :

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

$$\text{ou } x = [i_{d,s} \quad i_{q,s} \quad \Phi_{d,r} \quad \Phi_{q,r} \quad w_m]^T \quad (2.46)$$

$$U = [U_{d,s} \quad U_{q,s}]^T$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} -gx_1 + Bpx_4x_5 + nBx_3 \\ -gx_2 - Bpx_3x_5 + nBx_4 \\ -px_4x_5 - nx_3 + nMx_1 \\ px_3x_5 - nx_4 + nMx_2 \\ \alpha(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{Cr}{j} \end{pmatrix}$$

$$g(x) = \begin{pmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

II.7 Conclusion

Le modèle de la machine asynchrone n'est pas unique il est gouverné par :

- . le choix des variables d'état
- . le choix du référentiel
- . l'objectif de la commande
- . séparation des modes électriques et mécaniques.

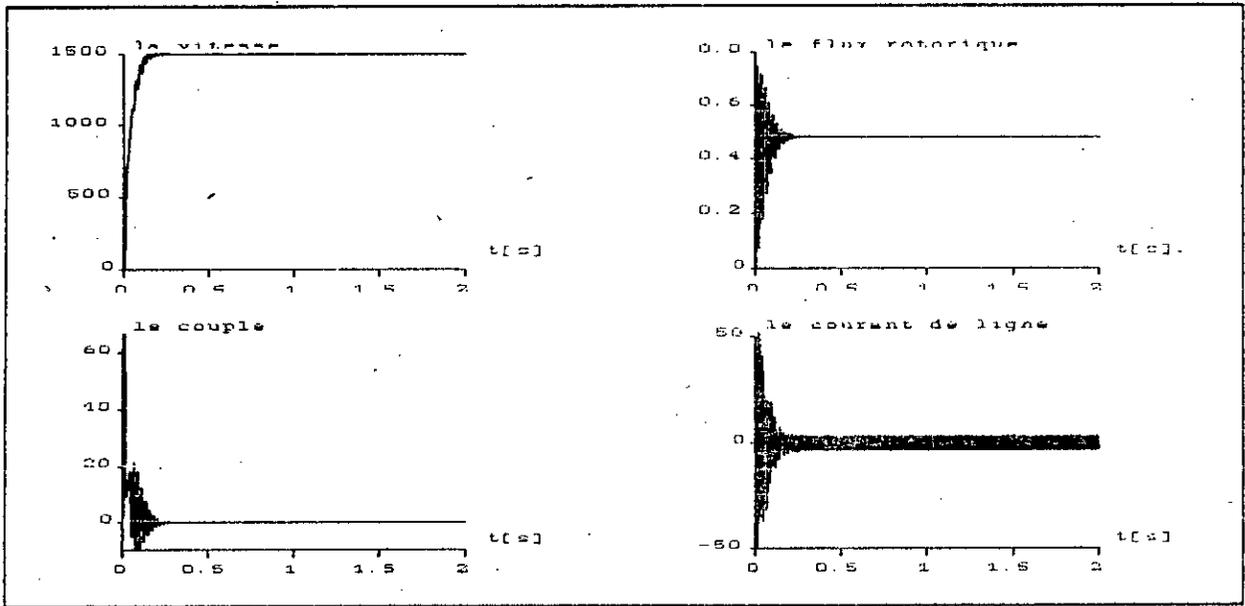


Figure II.1

Fonctionnement du moteur en boucle ouverte à vide

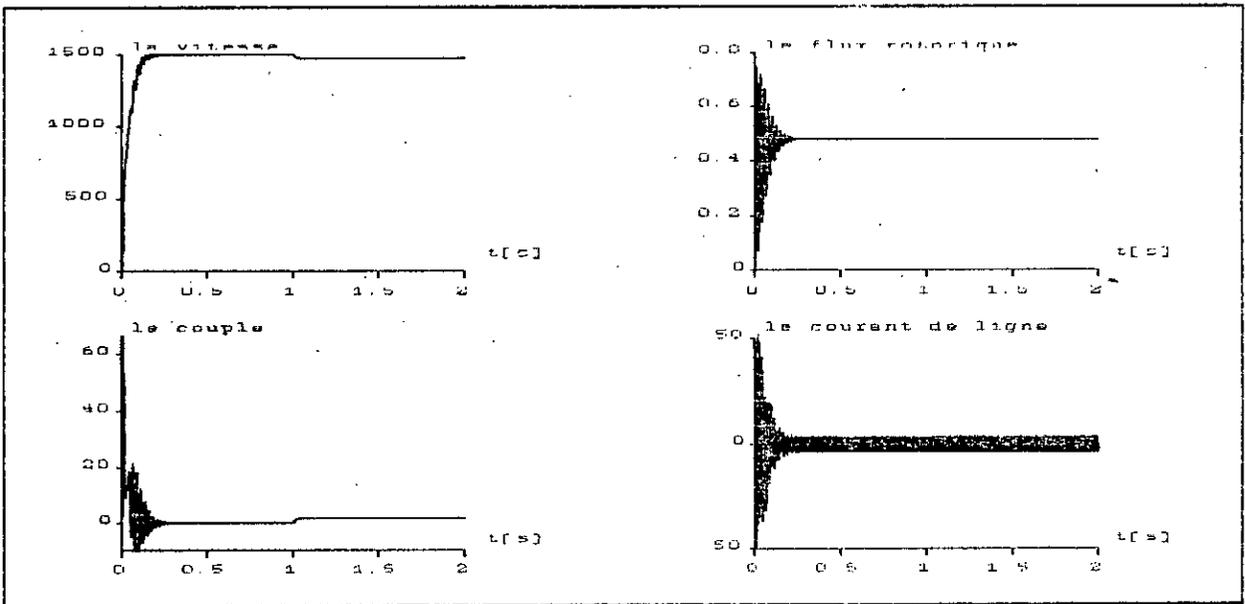


Figure II.2

Fonctionnement du moteur en boucle ouverte en charge $C_r = 1.6 \text{ N.m}$

CHAPITRE III

DECOUPLAGE ET LINEARISATION ENTREE SORTIE PAR BOUCLAGE STATIQUE

III.1 Introduction

Après avoir modéliser la machine asynchrone nous allons chercher des sorties en fonction des objectifs de la commande qui sont:

1er modele :

- * Régulation du flux rotorique de la machine asynchrone.
- * Régulation du couple électromagnétique.
- * Orientation du flux statorique suivant l'axe d.
- * Garentir l'inversibilité de la matrice de découplage.
- * Avoir une linéarisation exacte.

2eme modèle:

- * Régulation du flux rotorique de la machine.
- * Régulation de vitesse.
- * Garentir l'inversibilité de la matrice de découplage.

Ensuite nous allons linéariser et découpler les deux modèles en utilisant la technique de la commande linéarisante et pour cela nous allons procéder en trois étapes:

1er étape :

* Calcul du degré relatif vectoriel

2 eme étape :

* Exprimer les équations d'état dans la base normal.

3 eme étape :

* appliquer le retour d'état (1.46) pour aboutir à la forme de
BRUNOWSKY.

III.2 Modele 1

Les objectifs de la commande nous menent à considerer les sorties suivantes :

$$\begin{aligned}
 Y_1 = h_1(x) &= k_1 \|\phi_r\|^2 = \frac{1}{2} \left[(x_3 - \sigma L_s x_1)^2 + (x_4 - \sigma L_s x_2)^2 \right] \\
 Y_2 = h_2(x) &= K_2 C_{em} = x_2 x_3 - x_1 x_4 \\
 Y_3 = h_3(x) &= x_4
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

donc :

Y_1 : représente le module du flux rotorique au carrée

Y_2 : représente le couple electromagnétique

Y_3 : représente la composante du flux statorique suivant l'axe q

avec :

$$K_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{\ell_m}{\ell_r} \right)^2 \quad (3.2)$$

$$K_2 = \frac{2}{3p}$$

l'introduction de ces constantes de temps est faites pour faciliter les calculs.

III.2.1 Degré Relatif

Soit $r = (r_1, r_2, r_3)$ le degré Relatif de notre système où r_i est le degré relatif par rapport à la sortie Y_i

Calcul de r_1 :

$$Lg h_1 = \frac{\partial h_1}{\partial x} g \quad (3.3)$$

$$\begin{aligned} Lg_1 h_1 &= 0 \\ Lg_2 h_1 &= 0 \\ Lg_3 h_1 &= 0 \\ Lg h_1 &= (0 \ 0 \ 0) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Calcul de $L_x L_y h_1$:

calcul de $L_f h_1$:

$$L_f h_1 = \frac{\partial h_1}{\partial x} f(x) \quad (3.5)$$

$$L_f h_1 = \sigma B[(x_3 - \sigma l_s x_1)(l_s x_1 - x_3) + (x_4 - \sigma l_s x_2)(L_s x_2 - x_4)] \quad (3.6)$$

$$L_g L_f h_1 = \frac{\partial L_f h_1}{\partial x} g \quad (3.7)$$

$$L_{g_1} L_f h_1 = B(1 - \sigma)(x_3 - \sigma L_s x_1) \quad (3.8)$$

$$L_{g_2} L_f h_1 = B(1 - \sigma)(x_4 - \sigma l_s x_2) \Rightarrow$$

$$L_g L_f h_1 = 0$$

$$L_g L_f h_1 = [B(1 - \sigma)(x_3 - \sigma l_s x_1) \quad B(1 - \sigma)(x_4 - \sigma l_s x_2) \quad 0] \neq 0 \quad (3.9)$$

pour

$$x_3 \neq \sigma l_s x_1 \quad \text{ou} \quad x_4 \neq \sigma L_s x_2 \quad (3.10)$$

donc :

$$r_1 = 2 \quad (3.11)$$

calcul de r_2 :

$$L_g h_2 = \frac{\partial h_2}{\partial x} g \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned}
 L_{s_1} h_2 &= x_2 - \frac{x_4}{\sigma l_s} \\
 L_{s_2} h_2 &= \frac{x_3}{\sigma l_s} - x_1 \\
 L_{s_3} h_2 &= 0
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

$$L_s h_2 = \left(x_2 - \frac{x_4}{\sigma l_s} \quad \frac{x_3}{\sigma l_s} - x_1 \quad 0 \right) \neq 0
 \tag{3.14}$$

Pour

$$x_2 \neq \frac{x_4}{\sigma l_s} \quad \text{ou} \quad \frac{x_3}{\sigma l_s} \neq x_1
 \tag{3.15}$$

donc:

$$r_2 = 1
 \tag{3.16}$$

Calcul de r_3 :

$$L_s h_3 = \frac{\partial h_3}{\partial x} g
 \tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}
 L_{s_1} h_3 &= 0 \\
 L_{s_2} h_3 &= 1 \\
 L_{s_3} h_3 &= -x_3
 \end{aligned}
 \tag{3.18}$$

$$L_s h_3 = (0 \quad 1 \quad -x_3) \neq 0
 \tag{3.19}$$

donc

$$r_3 = 1
 \tag{3.20}$$

donc:

$$r = (r_1 \ r_2 \ r_3) = (2 \ 1 \ 1) \quad (3.21)$$

$$\sum r_i = n = 4 = \text{l'ordre du système} \quad (3.22)$$

Alors:

"Le système est exactement linéarisable"

Calcul de $L_f^2 h_1$:

$$L_f^2 h_1 = \left(\frac{\partial}{\partial x} (L_f h_1) \right) f \quad (3.23)$$

$$L_f h_1 = B\sigma \left\{ \begin{array}{l} wL_3(1-\sigma)h_2 - L_3[(a+b)(1-\sigma) + 4B\sigma](x_1x_3 + x_2x_4) \\ + L_3^2[\sigma(\sigma + \alpha B) - a\sigma^2] \cdot (x_1^2 + x_2^2) + B(1+\sigma)(x_3^2 + x_4^2) \end{array} \right\} \quad (3.24)$$

Calcul de $L_g h_2$:

$$L_f h_2 = \frac{\partial h_2}{\partial x} f \quad (3.25)$$

$$L_f h_2 = -(a+b)(x_3x_2 - x_4x_1) + wh_2(x) - \frac{w}{\sigma l_s} (x_3^2 + x_4^2) \quad (3.26)$$

Calcul de $L_f h_3$:

$$x_3 \neq \sigma l_s x_1 \text{ ou } x_4 \neq \sigma L_s x_2 \quad (3.27)$$

$$L_f h_3 = -(wx_3 + a \sigma l_s x_2) \quad (3.28)$$

III.2.2 Etude de la singularité de la matrice de découplage

$$A(x) = \begin{pmatrix} L_{g_1} L_f h_1 & L_{g_2} L_f h_1 & L_{g_3} L_f h_1 \\ L_{g_1} h_2 & L_{g_2} h_2 & L_{g_3} h_2 \\ L_{g_1} h_3 & L_{g_2} h_3 & L_{g_3} h_3 \end{pmatrix} \quad (3.29)$$

$$A(x) = \begin{pmatrix} B(1-\sigma)(x_3 - \sigma l_s x_1) & B(1-\sigma)(x_4 - \alpha_s x_2) & 0 \\ -\frac{1}{\alpha_s}(x_4 - \alpha_s x_2) & \frac{1}{\alpha_s}(x_3 - \alpha_s x_1) & 0 \\ 0 & 1 & -x_3 \end{pmatrix} \quad (3.30)$$

$$\det A(x) = -\frac{x_3 B(1-\sigma)}{\alpha_s} \left[(x_3 - \alpha_s x_1)^2 + (x_4 - \alpha_s x_2)^2 \right] \quad (3.31)$$

$$\det A(x) = -\frac{2x_3 B(1-\sigma)}{\alpha_s} h_1(x) \quad (3.32)$$

Pour que la matrice de découplage soit inversible il faut que $x_3 \neq 0$ et $h_1 \neq 0$ or dans le fonctionnement normal ces singularités n'interviennent pas.

donc pour tout

$$x \in \left\{ x \in \mathbb{R}^4 \mid x_3 \neq 0 \text{ et } x_1 \neq \frac{x_3}{\alpha_1} \text{ ou } x_3 \neq 0 \text{ et } x_2 \neq \frac{x_4}{\alpha_2} \right\} \quad (3.33)$$

Le système est exactement linéarisable par un bouclage statique.

III.2.3 Bouclage statique

En transformant les coordonnées du système dans la base normale donnée par

$$\begin{aligned} Z_1 &= Y = h_1(x) \\ Z_2 &= Y_1 = L_f h_1(x) \\ Z_3 &= Y_2 = h_2(x) \\ Z_4 &= y_3 = h_3(x) \end{aligned} \quad (3.34)$$

Le système se trouvera sous la forme suivante:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 \\ \dot{Z}_2 &= L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x) U \\ \dot{Z}_3 &= L_f h_2(x) + L_g h_2(x) U \\ \dot{Z}_4 &= L_f h_3(x) + L_g h_3(x) U \end{aligned} \quad (3.35)$$

$$\dot{Z}_1 = Z_2$$

$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_2 \\ \dot{Z}_3 \\ \dot{Z}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f h_2(x) \\ L_f h_2(x) \end{pmatrix} + A(x)U = B(x) + A(x)U \quad (3.36)$$

En appliquant à ce système le bouclage statique présentée ultérieurement:

$$U = -A^{-1}(x)b(x) + A^{-1}(x)V \quad (3.37)$$

où V est la nouvelle entrée du système linéarisé

et :

$$A^{-1}(x) = \begin{pmatrix} \frac{(x_3 - \alpha_s x_1)}{2B(1-\sigma)h_1(x)} & -\frac{\alpha_s(x_4 - \alpha_s x_2)}{2h_1(x)} & 0 \\ \frac{(x_4 - \alpha_s x_2)}{2B(1-\sigma)h_1(x)} & \frac{\alpha_s(x_3 - \alpha_s x_1)}{2h_1(x)} & 0 \\ \frac{(x_4 - \alpha_s x_2)}{2x_3 B(1-\sigma)h_1(x)} & \frac{\alpha_s(x_3 - \alpha_s x_1)}{2x_3 h_1(x)} & -\frac{1}{x_3} \end{pmatrix} \quad (3.38)$$

Le système se mettra sous la forme de Brunowsky

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= Z_2 \\
 Z_2 &= V_1 \Rightarrow \\
 Z_3 &= V_3 \\
 Z_4 &= V_3
 \end{aligned}
 \tag{3.39}$$

$$Z = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} Z + \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} V
 \tag{3.40}$$

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

$$H(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{S^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{S} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{S} \end{pmatrix}
 \tag{3.41}$$

III.3 MODELE N° 2

Considérons le modèle dynamique du moteur asynchrone (II.3)

$$\frac{dx_1}{dt} = -gx_1 + Bpx_3x_4 + nBx_3 + \frac{Uds}{\alpha Ls}$$

$$\frac{dx_2}{dt} = -gx_2 - Bpx_3x_5 + nBx_4 + \frac{Uqs}{\alpha Ls}$$

$$\frac{dx_3}{\alpha} = -px_4x_5 - nx_3 + nMx_1$$

$$\frac{dx_4}{dt} = px_3x_5 - nx_4 + nMx_2$$

$$\frac{dx_5}{dt} = \alpha(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{Cr}{J}$$

(3.42)

Pour des raisons de simplification posons :

$$\begin{aligned}
 f_1(x) &= -gx_1 + Bpx_4x_3 + nBx_3 \\
 f_2(x) &= -gx_2 - Bpx_3x_5 + nBx_4 \\
 f_3(x) &= -px_4x_5 - nx_3 + nMx_1 \\
 f_4(x) &= px_3x_5 - nx_4 + nMx_2 \\
 f_5(x) &= \alpha(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{Cr}{J}
 \end{aligned}
 \tag{3.43}$$

III.3.1 Synthèse de la commande linéarisante

D'après les objectifs de la commande, considérons les deux sorties suivantes :

$$\begin{aligned}
 Y_1 = h_1(x) &= W_m = x_3 \\
 Y_2 = h_2(x) &= \|\Phi_r\|^2 = \Phi_{dr}^2 + \Phi_{gr}^2 = x_3^2 + \tilde{x}_4^2
 \end{aligned}
 \tag{3.44}$$

III.3.1.1 Degré relatif vectoriel

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

1° Sortie:

$$Y_1 = h_1(x) = x_3$$

$$\begin{aligned}
\frac{dy_1}{dt} &= \frac{dx_5}{dt} = f_5(x) = L_f h_1(x) \\
\frac{d^2 y_1}{dt^2} &= \frac{d^2 x_5}{dt^2} = \alpha(x_2 f_3(x) + x_3 f_2(x)) - \alpha(x_4 f_1(x) + x_1 f_4(x)) \\
&\quad - \frac{\alpha}{\alpha_{L_s}} x_4 U d_s + \frac{\alpha}{\alpha_{L_s}} x_3 U q_s \\
&= L_f^2 h_1(x) L_{g_1} L_f h_1(x) U d_s + L_{g_2} L_f h_1(x) U q_s
\end{aligned} \tag{3.45}$$

d'ou

$$L_{g_1} L_f h_1(x) \neq 0 \Rightarrow x_4 \neq 0 \tag{3.46}$$

ou

$$L_{g_2} L_f h_1(x) \neq 0 \Rightarrow x_3 \neq 0 \tag{3.47}$$

Ainsi le degré relatif correspondant à la première sortie $h_1(x)$ est égale à 2

$$r_1=2$$

2° sortie:

$$Y_2 = h_2(x) = x_3^2 + x_4^2$$

$$\begin{aligned} \frac{dy_2}{dt} &= y_2 = 2x_3 f_3(x) + 2x_4 f_4(x) \\ &= 2Mn(x_1 x_3 + x_2 x_4) - 2n(x_3^2 + x_4^2) \\ &= L_f h_2(x) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 y_2}{dt^2} &= y_2 = 2Mnx_3 f_1(x) + 2Mnx_4 f_2(x) + f_3(x) f_6(x) + f_7(x) f_4(x) \\ &+ \frac{2Mn}{\alpha L_2} x_2 U_{ds} + \frac{2Mn}{\alpha L_2} x_4 U_{qs} \\ &= L_{g_1}^2 h_2(x) + L_{g_1} L_f h_2(x) U_{ds} + L_{g_2} L_f h_2(x) U_{qs} \end{aligned}$$

(3.48)

ou

$$\begin{aligned} f_6 &= 2Mnx_1 - 4nx_3 \\ f_7 &= 2Mnx_2 - 4nx_4 \end{aligned} \quad (3.49)$$

d'ou si :

$$L_{g_1} L_f h_2(x) \neq 0 \Rightarrow x_3 \neq 0 \quad (3.50)$$

ou

$$L_{g_2} L_f h_2(x) \neq 0 \Rightarrow x_4 \neq 0 \quad (3.51)$$

alors

$$r_2 = 2$$

On a :

$$r_1 + r_2 = 4 < n = 5 \quad (3.52)$$

Le système n'est pas exactement linéarisable par bouclage statique, il est donc partiellement linéarisable d'où l'existence d'une dynamique interne au système qui n'est pas observable. On doit vérifier que cette dynamique des zéros associée d'ordre un est stable.

III.3.1.2. Etude la non singularité de la matrice de découplage.

Vérifions la non singularité de la matrice de découplage donnée par (I.4) pour s'assurer de l'existence du degré relatif vectoriel :

$$A(x) = \frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} -\alpha_4 & \alpha_3 \\ 2Mnx_3 & 2Mnx_4 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

$$\text{Det } A(x) = \frac{-2\alpha Mn}{\sigma L_s} h_2(x) \quad (3.54)$$

Pour que la matrice $A(x)$ soit inversible il faut que

$$h_2(x) \neq 0 \Rightarrow x_3^2 + x_4^2 \neq 0 \quad (3.55)$$

Cette inégalité (le module du flux rotorique non nul) définit le domaine de validité de la commande en fonctionnement normal du moteur cette singularité n'intervient jamais .

la matrice inverse est donnée par :

$$A^{-1}(x) = \frac{\sigma L_s}{2Mn\alpha h_2(x)} \begin{bmatrix} -2Mn x_4 & \alpha x_3 \\ 2Mn x_3 & \alpha x_4 \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

III.3.1.3. Bouclage statique

la commande qui linearise et de couple partiellement le système est donnée par :

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

$$U = -A^{-1}(x) \begin{pmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{pmatrix} + A^{-1}(x) V \quad (3.57)$$

V étant la nouvelle entrée du système linearisé

Afin de mettre le système sous forme normal considérons la transformation de coordonnées dans un nouveau espace d'écrit donné par:

$$Z_1 = h_1(x) = x_5 = \varphi_1(x)$$

$$Z_2 = L_f h_1(x) = \dot{Y}_1 = \varphi_2(x)$$

$$Z_3 = h_2(x) = x_3^2 + x_4^2 = \varphi_3(x) \quad (3.58)$$

$$Z_4 = L_f h_2(x) = \dot{Y}_2 = \varphi_4(x)$$

$$Z_5 = \varphi_5(x)$$

Le choix de $\varphi_5(x)$ est fait de telle sorte à ce que:

$$\begin{aligned} L_g \varphi_5(x) &= 0 \\ L_g \varphi_5(x) &= \left(\frac{\partial \varphi_5(x)}{\partial x} \right) g(x) \end{aligned} \quad (3.59)$$

cette équation au dérivé partielle admet une multitude de solutions, on choisit

$$\varphi_5(x) = \arctg \left(\frac{x_4}{x_3} \right) \quad (3.60)$$

La transformation $Z = \varphi(x)$ est diféomorphique.

La transformation inverse des coordonnées est déduite à partir de (3.58).

$$\begin{aligned} x_1 &= \frac{\cos(Z_5)}{\sqrt{Z_3}} \left(\frac{Z_4 + 2nZ_3}{2Mn} \right) - \left(\frac{\sin(Z_5)}{\alpha\sqrt{Z_3}} \right) \left(Z_2 + \frac{Cr}{J} \right) \\ x_2 &= \frac{\sin(Z_5)}{\sqrt{Z_3}} \left(\frac{Z_4 + 2nZ_3}{2Mn} \right) + \frac{\cos(Z_5)}{\alpha\sqrt{Z_3}} \left(Z_2 + \frac{Cr}{J} \right) \\ x_3 &= \sqrt{Z_3} \cos(Z_5) \\ x_4 &= \sqrt{Z_3} \sin(Z_5) \\ x_5 &= Z_1 \end{aligned} \quad (3.61)$$

Ainsi la forme normal du système est donnée par le système d'équation différentielle suivant:

$$\dot{Z}_1 = \dot{Y}_1 = Z_2$$

$$\dot{Z}_2 = \dot{Y}_2 = L_f^2 h_1(x) + L_g L_f h_1(x)U$$

$$\dot{Z}_3 = \dot{Y}_3 = Z_4$$

$$\dot{Z}_4 = \dot{Y}_4 = L_f^2 h_2(x) + L_g L_f h_2(x)U$$

$$\dot{Z}_5 = L_f \varphi_5(x) = \frac{x_3 f_4(x) - x_4 f_3(x)}{x_3^2 + x_4^2}$$

(3.62)

En injectant la commande (3.57) dans le système (3.62)

On obtient:

$$\dot{Z}_1 = Z_2$$

$$\dot{Z}_2 = V_1$$

$$\dot{Z}_3 = Z_4$$

$$\dot{Z}_4 = V_2$$

$$\dot{Z}_5 = pZ_1 Z_3 + \frac{Mn}{\alpha} \left(Z_2 + \frac{Cr}{J} \right)$$

(3.63)

Le système (3.63) est composé de deux blocs.

Le premier bloc est linéaire donné par :

$$\begin{aligned}\dot{Z}_1 &= Z_2 \\ \dot{Z}_2 &= V_1 \\ \dot{Z}_3 &= Z_4 \\ \dot{Z}_4 &= V_2\end{aligned}\tag{3.64}$$

Le second bloc est non linéaire, il décrit la dynamique interne du système, il est donné par :

$$\dot{Z}_5 = q(Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5)\tag{3.65}$$

Le système (3.63) est gouverné par premier bloc (3.64) à condition que la dynamique interne donnée par :

$$\begin{aligned}\dot{Z}_5 &= q(0, Z_5) \\ Z_5 &= 0\end{aligned}\tag{3.66}$$

Soit asymptotiquement stable

Le système se trouve ainsi formé de deux sous système linéaires et découplés fig(3.3) dont la matrice de transfert est donnée par :

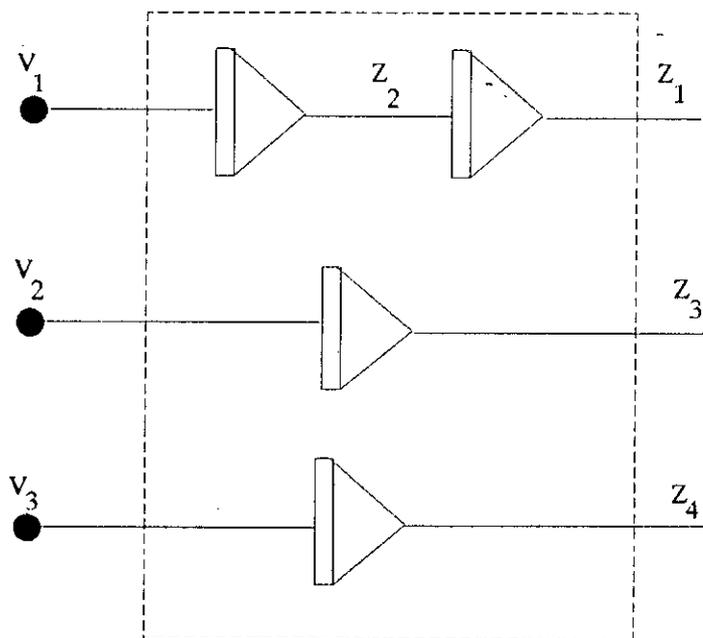
$$H(s) = \begin{pmatrix} \frac{1}{S^2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{S^2} \end{pmatrix} \quad (3.67)$$

III.4 Conclusion

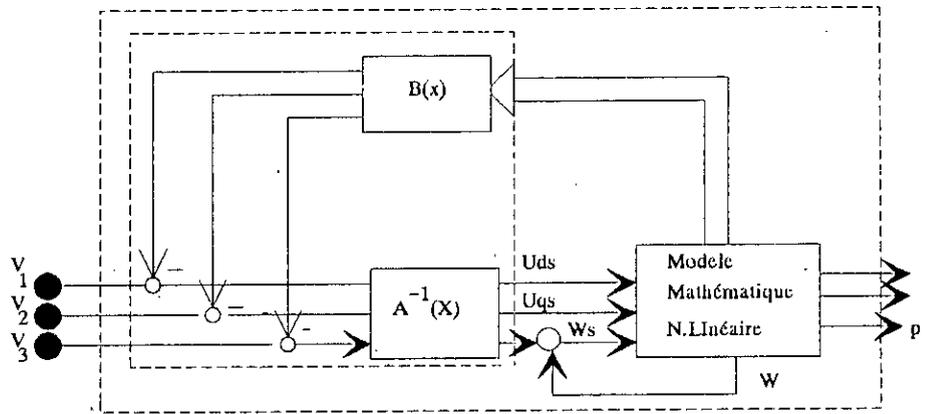
Dans cette partie nous avons procédé à la linéarisation et au découplage des deux modèles.

Nous avons constaté un certain nombre d'avantages et d'inconvénients. Ces constatations sont récapitulés dans le tableau suivants.

Modèle n°1	Modèle n°2
Modèle bilinéaire	Modèle fortement non linéaire
Exactement linéarisable	Partiellement linéarisable existence d'une dynamique de zero dont il faut garantir la stabilité.
Trois commandes à synthétiser	Deux commandes synthétiser
Etats du système sont observables	Etats du système sont non observables nécessite une construction de deux observateurs non linéaire.
Difficile à commander l'aide d'un onduleur (W_s variable)	Plus facile à commander à l'aide d'un onduleur (W_s constante)
Possibilité d'atteindre trois objectifs au moins.	Possibilité d'atteindre deux objectifs seulement.



Fig(3.1): Schéma bloc représenté dans la base normale
(Bouche Ouverte)



Fig(3.2) Schéma bloc du système linéarisé et découplé (application de la commande linéarisante).

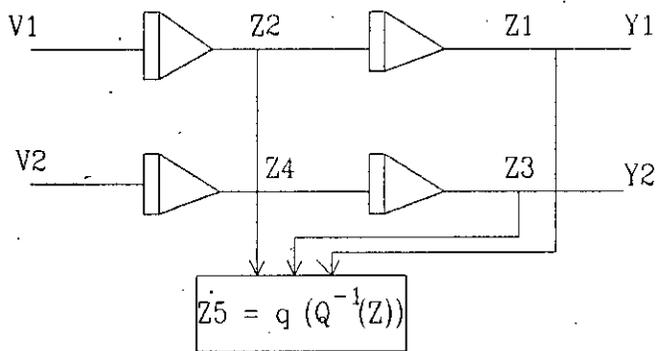


Fig. 3.3 Schéma équivalent du système linéaire et découplé

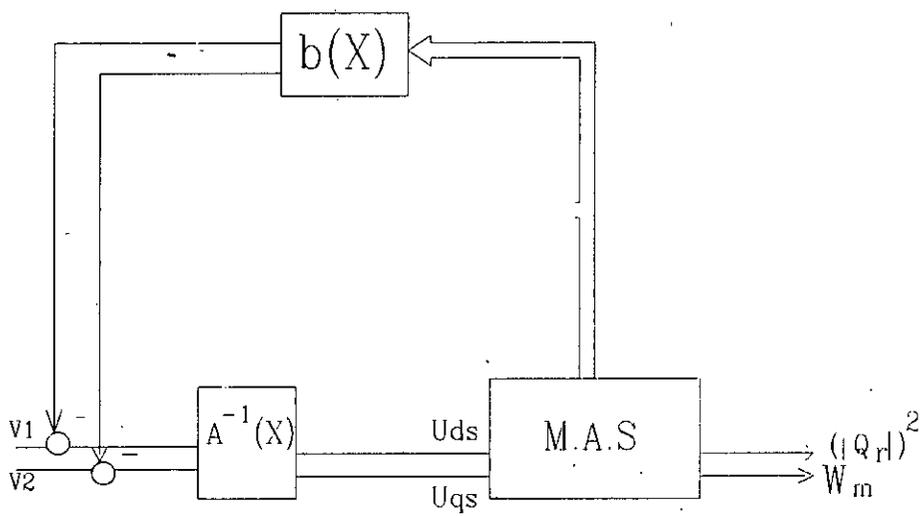


Fig.4.2. Structure générale de la commande linéarisante

CHAPITRE IV

Commande des systèmes linéarisés par mode de glissement.

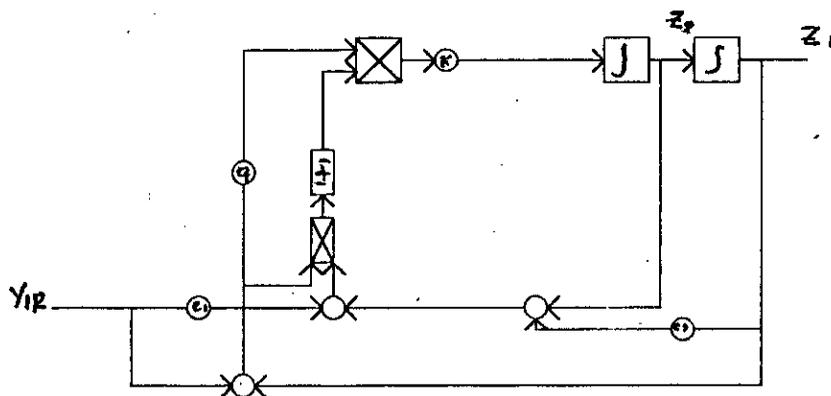
IV.1 INTRODUCTION

Après avoir linéariser et découpler les deux modèles non linéaires, on va appliquer la technique des modes glissants [1] dans le cas linéaire [5] aux différents sous systèmes linéaires qu'on a obtenu.

IV.2 MODELE 1:

IV.2.1 1^{er} sous système

Schéma de commande:



$$\begin{pmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} v_1 \quad (4.1)$$

Surface de glissement proposée:

$$S_1(Z) = -Z_2 - c_1 Z_1 + c_1 Y_{1R} \quad (4.2)$$

En utilisant le difféomorphisme $z = \Phi(x)$:

$$S_1(Z) = S_1(\phi(x)) = -L_f h_1(x) - c_1 h_1(x) + c_1 Y_{1R} \quad (4.3)$$

Cette surface est non linéaire dans la base originale.

Calcul de la commande équivalente

$$\begin{aligned} \dot{S}_1(Z) &= -V_1 - c_1 Z_2 = 0 \\ \Rightarrow V_1 &= -c_1 Z_2 \end{aligned} \quad (4.4)$$

L'équation d'état en régime glissant sera:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = Z_2 \\ \dot{Z}_2 = -c_1 Z_2 \end{cases} \quad (4.6)$$

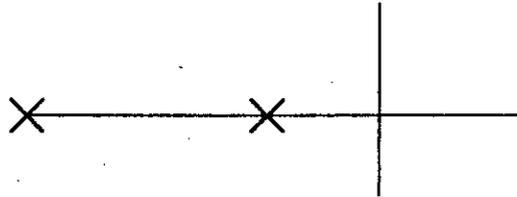
$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{pmatrix} = A_1^* \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

L'équation caractéristique sera

$$D_1(p) = \det(pI - A_1^*) = p(p + c_1) \quad (4.8)$$

Donc:

le coefficient c_1 est déterminé par placement de poles.



IV.2.1.1 Commande discontinue proposée [5]:

$$V_1 = kc_1^2 (Y_{1R} - Z_1) \text{Sign}[S_1 (Y_{1R} - Z_1)] \quad (4.9)$$

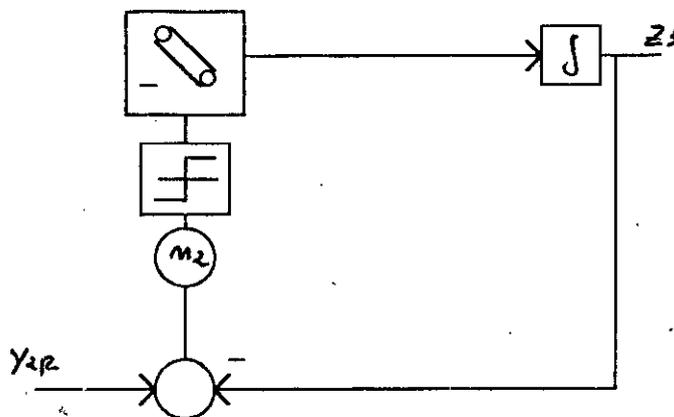
avec: $k > 1$

généralement $k=2$

IV.2.2 2ème sous système:

IV.2.2.1 1ère méthode proposée:

Schéma de commande:



$$\dot{Z}_3 = V_2 \quad (4.10)$$

Surface de glissement:

$$S_2(Z) = Y_{2R} - Z_3 \quad (4.11)$$

$$S_2(\phi(x)) = Y_{2R} - h_2(x) \quad (4.12)$$

IV.2.2.2 Calcul de la commande discontinue:

$$\dot{S}_2(Z) = -\dot{Z}_3 = -V_2 \quad (4.13)$$

\dot{S}_2 doit-êre choisie de telle façon à avoir:

$$\dot{S}_2 S_2 < 0 \quad (4.14)$$

$$\dot{S}_2 = -n_2 \text{Sign } S_2 \quad (4.15)$$

avec $n_2 > 0$

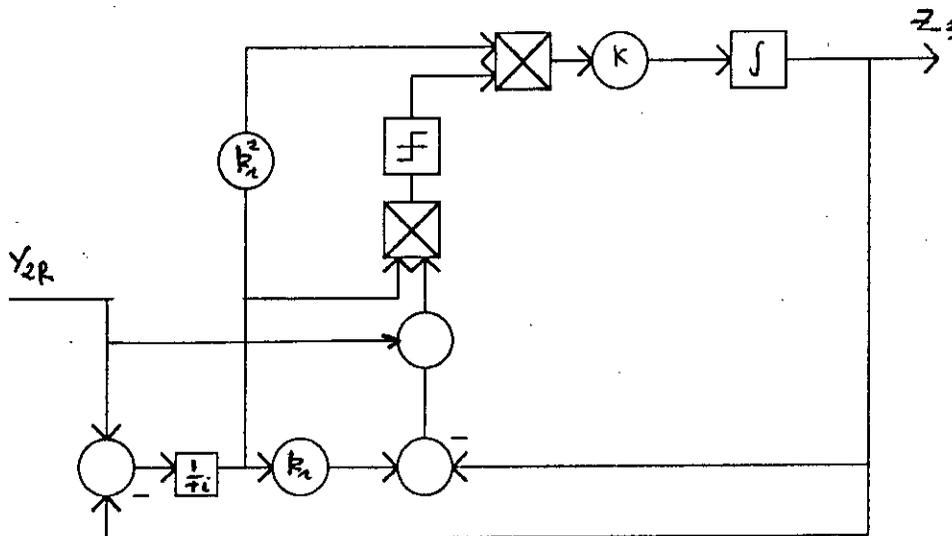
et d'après (4.13)

$$V_2 = n_2 \text{Sign } S_2$$

$$V_2 = n_2 \text{Sign } S_2 (Y_{2R} - Z_3) \tag{4.16}$$

IV.2.2.3 2^{ème} méthode proposée: (introduction de l'action intégrale).

Schéma:



$$\dot{Z}_3 = V_2$$

$$\dot{x}_R = \frac{1}{T_i} (Y_{2R} - Z_3) \tag{4.17}$$

Surface de glissement proposée:

$$S_2 (Z) = -Z_3 + k_r x_r + Y_{2R} \tag{4.18}$$

en utilisant $Z = \phi (x)$

$$S_2 (\phi(x)) = -h_2(x) + k_r \int \frac{1}{T_i} (Y_{2R} - h_2(x)) dt + Y_{2R} \tag{4.19}$$

IV.2.2.4 Calcul de la commande équivalente:

$$\dot{S}_2(Z) = 0 \quad (4.20)$$

$$-V_2 + \frac{k_r}{T_i}(Y_{2R} - Z_3) = 0$$

$$V_2 = \frac{k_r}{T_i}(Y_{2R} - Z_3) \quad (4.21)$$

L'équation d'état en mode glissant sera:

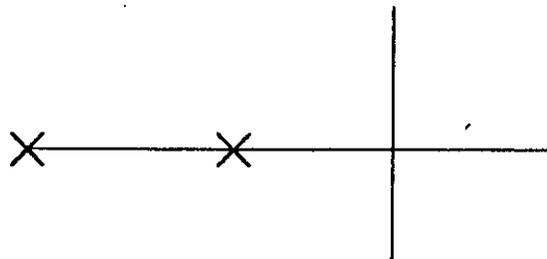
$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_3 \\ \dot{x}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{k_r}{T_i} & 0 \\ -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_3 \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{k_r}{T_i} \\ -\frac{1}{T_i} \end{pmatrix} Y_{2R} = A_2^* \begin{pmatrix} Z_3 \\ x_r \end{pmatrix} + B_2^* Y_{2R} \quad (4.22)$$

L'équation caractéristique:

$$D_2(p) = \det(pI - A_2^*) = p\left(p + \frac{k_r}{T_i}\right) \quad (4.23)$$

Donc:

le rapport $\frac{k_r}{T_i}$ sera déterminé par placement de poles.



IV.2.2.5 Commande discontinue proposée [5]

$$V_2 = k \frac{k_r^2}{T_i} x_r \text{Sign}(S_2 x_r) \quad (4.24)$$

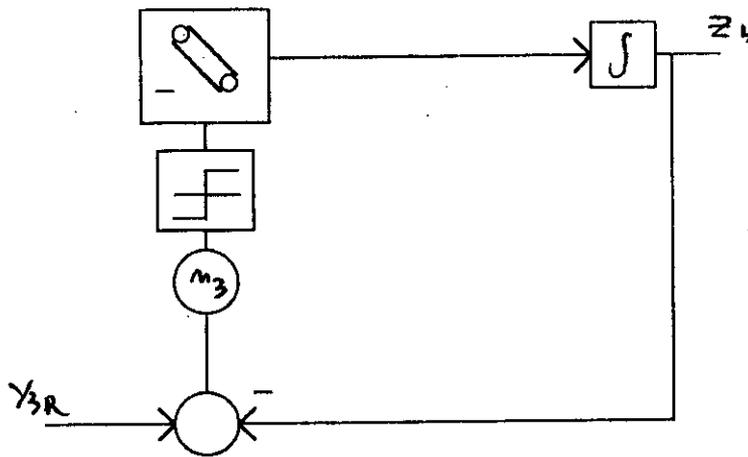
$k > 1$

généralement $k=2$.

V.2.3 3eme sous système

V.2.3.1 1ere methode proposée:

Schéma de commande:



$$\dot{Z}_4 = V_3$$

Surface de glissement:

$$S_3(Z) = Y_{3R} - Z_3 \quad (4.25)$$

en utilisant le diffeomorphisme

$$S_2(\phi(x)) = Y_{3R} - h_3(x) \quad (4.26)$$

IV.2.3.2 Commande de discontinue.

$$\dot{S}_3(Z) = -\dot{Z}_3 = -V_3 \quad (4.27)$$

$\dot{S}_3(Z)$ doit être choisie de tel façon à avoir

$$\dot{S}_3(Z)S_3(Z) < 0 \quad (4.28)$$

donc

$$\dot{S}_3 = -n_3 \text{Sign } S_3 \quad (4.29)$$

avec: $n_3 > 0$

$$V_3 = n_3 \text{Sign } S_3$$

$$V_3 = n_3 \text{Sign } (Y_{3R} - Z_3) \quad (4.30)$$

IV.2.3.4 Calcul de la commande équivalente

$$\dot{S}_3(Z) = 0 \quad (4.34)$$

$$-V_3 + \frac{k_{r1}}{T_{il}}(Y_{3R} - Z_4) = 0$$

$$V_3 = \frac{k_{r1}}{T_{il}}(Y_{3R} - Z_4) \quad (4.35)$$

l'équation d'état en mode glissant sera:

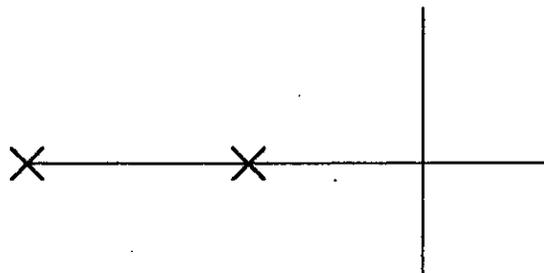
$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_4 \\ \dot{x}_{r1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{k_{r1}}{T_{il}} & 0 \\ -\frac{1}{T_{il}} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_4 \\ x_{r1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{k_{R1}}{T_{il}} \\ \frac{1}{T_{il}} \end{pmatrix} Y_{3R} = A_3^* \begin{pmatrix} Z_4 \\ x_{r1} \end{pmatrix} + B_3^* Y_{3R} \quad (4.36)$$

l'équation caractéristique

$$D_3(p) = \det(pI - A_3^*) = p(p + \frac{k_{R1}}{T_{il}}) \quad (4.37)$$

donc:

le rapport $\frac{k_{R1}}{T_{il}}$ sera déterminé par placement de poles.



IV.2.3.5 Commande discontinue [5]:

$$V_3 = k \frac{k_{R1}^2}{T_{il}} x_{R1} \text{Sign}(S_3 x_{R1}) \quad (4.38)$$

$k > 1$

généralement $k=2$

IV.3 Modèle N°2

Le système linéarisé est donné par

$$\begin{aligned}
 \dot{Z}_1 &= Z_2 \\
 \dot{Z}_2 &= V_1 && \text{Bloc linéaire} \\
 \dot{Z}_3 &= Z_4 \\
 \dot{Z}_4 &= V_2 \\
 \dot{Z}_5 &= q_5(Z) = pZ_1Z_3 + \frac{Mn}{\alpha} \left[Z_2 + \frac{c_r}{J} \right] && \text{Bloc non linéaire}
 \end{aligned}$$

(4.39)

Le bloc linéaire est composé de deux sous systèmes linéaires découplés:

IV.3.1 1^{er} sous système:

$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} V_1 \quad (4.40)$$

La surface de glissement proposée par [5] est:

$$S_1(Z) = Z_2 + c_1(Z_1 - n_r) = Z_2 + c_1Z_1 - c_1n_r \quad (4.41)$$

avec n_r : la vitesse de référence

en utilisant le difféomorphisme $Z = \phi(x)$, l'équation (4.41) devient:

$$S_1(x) = L_f h_1(x) + c_1 h_1(x) - c_1 n_r \quad (4.42)$$

Cette surface est non linéaire dans la base originale.

IV.3.1.1 Calcul de la commande équivalente

En utilisant les résultats de (1.6) on a:

$$\begin{aligned} S_1(Z) &= 0 \\ S_1(Z) &= Z_2 + c_1 Z_1 - c_1 n_r \end{aligned} \quad (4.43)$$

en dérivant (4.43), on a:

$$\dot{S}_1(Z) = \dot{Z}_2 + c_1 \dot{Z}_1 - c_1 \dot{n}_r = 0 \quad (4.44)$$

en utilisant l'équation (4.40), on obtient:

$$V_{1eq} + c_1 Z_2 = 0$$

avec $\dot{n}_r = 0$

donc:

$$V_{1eq} = -c_1 Z_2 \quad (4.45)$$

l'équation d'état en mode de glissement est obtenue en remplaçant V_1 par l'expression V_{1eq} dans l'équation (4.40):

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = A_{1G} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

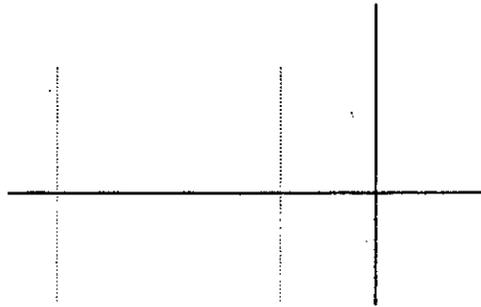
le polynôme caractéristique associé est:

$$p_1(S) = \det(pI - A_{1G}) = \det \begin{vmatrix} p & -1 \\ 0 & p + G \end{vmatrix} \quad (4.47)$$

où:

$$p_1(S) = p(p + c_1) \quad (4.48)$$

un pôle doit être obligatoirement placé à l'origine, l'autre est un pôle réel à $p = -c_1$



Il faut choisir le pôle c_1 inférieure à une certaine valeur réelle limite, plus c_1 est à gauche, plus le réglage en mode de glissement devient rapide et plus le domaine des modes glissants devient plus restreint.

IV.3.1.2 Commande discontinue.

En utilisant les résultats de (1.6), la commande discontinue est:

$$V_1 = -f_1(Z_1 - n_r) \quad (4.48)$$

avec

$$f_1 = Kc_1^2 \text{Sign}(S_1(Z_1 - n_r)) \quad (4.49)$$

et $K > 1$

$$\begin{aligned} V_1 &= -Kc_1^2(Z_1 - n_r) && \text{si } S_1 \cdot e_1 > 0 \\ V_1 &= +Kc_1^2(Z_1 - n_r) && \text{si } S_1 \cdot e_1 < 0 \end{aligned} \quad (4.50)$$

avec

$$e_1 = Z_1 - n_r$$

IV.3.2 2^{ème} sous système:

$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_3 \\ \dot{Z}_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} V_2 \quad (4.51)$$

La surface de glissement linéaire proposée en [5]:

$$S_2(Z) = Z_4 + c_2(Z_3 - \phi_r) = Z_4 + c_2 Z_3 - c_2 \phi_r \quad (4.52)$$

avec ϕ_r : la référence du flux rotorique

en utilisant le difféomorphisme $Z = \phi(x)$

$$S_2(x) = L_f h_2(x) + c_2 h_2(x) - c_2 \phi_r \quad (4.53)$$

Cette surface est non linéaire dans la base originale.

IV.3.2.1 Calcul de la commande équivalente

En utilisant les résultats de (1.6) on a:

$$S_2(Z) = Z_4 + c_2 Z_3 - c_2 \phi_r \quad (4.54)$$

$$\dot{S}_2(Z) = \frac{dS_2}{dt} = \dot{Z}_4 + c_2 \dot{Z}_3 - c_2 \dot{\phi}_r = 0 \quad (4.55)$$

en utilisant le système (4.51), et le fait que $\phi_r = \text{constante}$ (cad c'est un problème de régulation), on a:

$$V_{2eq} + c_2 Z_4 = 0$$

donc:

$$V_{2eq} = -c_2 Z_4 \quad (4.56)$$

l'équation d'état en mode de glissement est:

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_3 \\ \dot{Z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} = A_{2G} \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

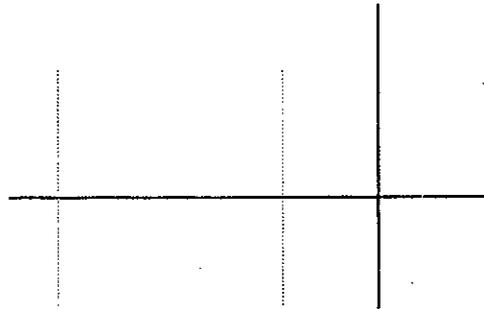
le polynome caractéristique associé est:

$$p_2(S) = \det(pI - A_{2G}) = \det \begin{vmatrix} p & -1 \\ 0 & p + c_2 \end{vmatrix} \quad (4.58)$$

où:

$$p_2(S) = p(p + c_2) \quad (4.59)$$

un pôle doit être obligatoirement placé à l'origine, l'autre est un pôle réel à $p = -c_2$.



IV.3.2.2 Commande discontinue.

1^{ère} commande discontinue.

En utilisant les résultats de (1.6), la commande à structure variable est:

$$V_2 = -f_2(Z_3 - \phi_r) \quad (4.60)$$

avec

$$f_2 = Kc_2^2(Z_3 - \phi_r) \text{Sign}(S_2(Z_3 - \phi_r)) \quad (4.61)$$

et $K > 1$

$$\begin{aligned}
 V_2 &= -Kc_2^2(Z_3 - \phi_r) & \text{si } S_2 \cdot e_2 > 0 \\
 V_2 &= +Kc_2^2(Z_3 - \phi_r) & \text{si } S_2 \cdot e_2 < 0
 \end{aligned}
 \tag{4.62}$$

avec

$$e_2 = Z_3 - \phi_r$$

IV.4 Commande en position:

Dans ce cas on s'intéresse à la commande en position du moteur ainsi qu'à la commande du flux rotorique en utilisant le modèle (2.3) du moteur déjà utilisé.

En faisant introduire l'équation mécanique:

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_n$$

dans le modèle (3.3) alors on obtient le système suivant:

$$\begin{aligned}
 \frac{dx_1}{dt} &= -gx_1 + Bpx_4x_5 + nBx_3 + \frac{U_{ds}}{\sigma L_s} \\
 \frac{dx_2}{dt} &= -gx_2 - Bpx_3x_5 + nBx_4 + \frac{U_{qs}}{\sigma L_s} \\
 \frac{dx_3}{dt} &= -px_4x_5 - nx_3 + nMx_1 \\
 \frac{dx_4}{dt} &= px_3x_5 - nx_4 + nMx_2 \\
 \frac{dx_5}{dt} &= \alpha(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{c_r}{J} \\
 \frac{dx_6}{dt} &= x_5
 \end{aligned}$$

(4.63)

Le système peut s'écrire sous forme compacte suivante:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)U_{ds} + g_2(x)U_{qs}$$

où

$$\begin{aligned} \dot{x} &= [i_{ds} \ i_{qs} \ \phi_{dr} \ \phi_{qr} \ \omega_m \ \theta]^T \\ f(x) &= \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \\ f_6(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -gx_1 + Bpx_4x_5 + nBx_3 \\ -gx_2 - Bpx_3x_5 + nBx_4 \\ -px_4x_5 - nx_3 + nMx_1 \\ px_3x_5 - nx_4 + nMx_2 \\ \alpha(x_2x_3 - x_1x_4) - \frac{c_r}{J} \\ x_5 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$g_2(x) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

d'après l'objectif de la commande, considérons les deux sorties suivantes:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1(x) = \theta = x_6 \\ y_2 &= h_2(x) = \phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2 = x_3^2 + x_4^2 \end{aligned} \quad (4.65)$$

Calcul du degré relatif vectoriel:

$$\begin{aligned}
y_1 &= x_6 \\
\dot{y}_1 &= \frac{dx_6}{dt} = x_5 = Lf_{h_1}(x) \\
\ddot{y}_1 &= \frac{dx_5}{dt} = f_5(x) = L^2 f_{h_1}(x) \\
\dddot{y}_1 &= \frac{d(f_5(x))}{dt} = \alpha(x_2 f_3(x) + x_3 f_2(x)) - \alpha(x_4 f_1(x) + x_1 f_4(x)) \\
&= -\frac{\alpha}{\sigma L_s} x_4 U_{ds} + \frac{\alpha}{\sigma L_s} x_3 U_{qs} \\
&= L_f^3 h_1(x) + Lg_1 L_f^2 h_1(x) U_{ds} + Lg_2 L_f^2 h_1(x) U_{qs}
\end{aligned}
\tag{4.66}$$

si les conditions (3.50) sont vérifiées, alors le degré relatif r_1 est égal à 3.

donc: $r_1=3$

$$y_2 = x_3^2 + x_4^2 \tag{4.67}$$

le degré relatif correspondant déjà calculé est égal à 2.

$r_2=2$

où:

$$\sum r_i = r_1 + r_2 = 5 < n = 6 \tag{4.68}$$

donc le système n'est pas exactement linéarisable par bouclage statique, mais on peut le linéariser partiellement, donc il y a une dynamique interne du système qui n'est pas observable.

Puisque la matrice de découplage est la même, alors le degré relatif vectoriel existe.

la forme normale, en transformant les coordonnées du système dans un nouveau espace d'état est donné par:

$$\begin{aligned}
Z_1 &= h_1(x) = x_6 = \phi_1(x) \\
Z_2 &= L_f h_1(x) = x_5 = \phi_2(x) \\
Z_3 &= L_f^2 h_1(x) = f_5(x) = \phi_3(x) \\
Z_4 &= h_2(x) = x_3^2 + x_4^2 = \phi_4(x) \\
Z_5 &= L_f h_2(x) = 2x_3 f_3(x) + 2x_4 f_4(x) = \phi_5(x) \\
Z_6 &= \phi_6(x)
\end{aligned} \tag{4.69}$$

$\phi_6(x)$ est choisi de même que pour (3.59)

$$\phi_6(x) = \operatorname{arctg}\left(\frac{x_4}{x_3}\right) \tag{4.70}$$

en utilisant le retour d'état non linéaire, on a le système:

$$\begin{aligned}
\dot{Z}_1 &= Z_2 \\
\dot{Z}_2 &= Z_3 \\
\dot{Z}_3 &= V_1 \\
\dot{Z}_4 &= Z_5 \\
\dot{Z}_5 &= V_2 \\
\dot{Z}_6 &= q(Z) = pZ_2 Z_4 + \frac{Mn}{\alpha} \left(Z_3 + \frac{C_r}{J} \right)
\end{aligned} \tag{4.71}$$

la dynamique interne donnée par:

$$\dot{Z}_6 = q(Z) = pZ_2 Z_4 + \frac{Mn}{\alpha} \left(Z_3 + \frac{C_r}{J} \right) \tag{4.72}$$

il faut que: $\dot{Z}_6 = q(0, Z_6) = 0$

soit asymptotiquement stable.

le système (4.71) se trouve formé de deux sous systèmes linéaire découplés alors on va commander chaque sous système par la technique des modes de glissement [5]:

1^{er} sous système:

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \\ \dot{Z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_1 \quad (4.75)$$

la surface de glissement proposée par [5] est:

$$S_1(Z) = Z_3 + c_2 Z_2 + c_1 (Z_1 - \theta_r) \quad (4.76)$$

cette surface est linéaire dans la base normale devient non linéaire dans la base originale:

$$S_1(x) = L_f^2 h_1(x) + c_2 L_f h_1(x) + c_1 (h_1(x) - \theta_r) \quad (4.77)$$

la commande équivalente est calculée à partir:

$$\dot{S} = 0 \Rightarrow \dot{Z}_3 + c_2 \dot{Z}_2 + c_1 \dot{Z}_1 = 0 \quad (4.78)$$

$$\begin{aligned}
 \dot{Z}_1 &= Z_2 \\
 \dot{Z}_2 &= Z_3 \\
 \dot{Z}_3 &= V
 \end{aligned}
 \tag{4.79}$$

Surface de glissement

$$S(Z) = Z_3 + c_2 Z_2 + c_1 Z_1 - c_1 y_{1R} \tag{4.80}$$

en utilisant $Z = \phi(x)$

$$S(\phi(x)) = L_f^2 h_1(x) + c_2 L_f h_1(x) + c_1 (h_1(x) - \theta_r) \tag{4.81}$$

(surface non linéaire)

calcul de la commande équivalente

$$\begin{aligned}
 S(Z) = 0 &\Rightarrow \\
 V_{eq} + c_2 Z_3 + c_1 Z_2 &= 0 \Rightarrow \\
 V_{eq} &= -c_2 Z_3 - c_1 Z_2
 \end{aligned}
 \tag{4.82}$$

L'équation d'état en mode glissant est:

$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \\ \dot{Z}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -c_1 & -c_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} = A^* \begin{pmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ Z_3 \end{pmatrix} \tag{4.83}$$

L'équation caractéristique du système (4.83) est :

$$D_1(p) = \det(pI - A^*) = p[p^2 + c_2 p + c_1] \tag{4.84}$$

donc les coefficients c_1 et c_2 vont être déterminés par placement de poles.

1) Placement de poles optimal:

$$p_{1,2} = -\rho \pm j\rho \quad (4.85)$$

$$D_1(p) = p[p^2 + 2\rho p + 2\rho^2] = p[p^2 + c_2 p + c_1] \Rightarrow \begin{cases} c_2 = 2\rho \\ c_1 = 2\rho^2 \end{cases} \quad (4.86)$$

2) Placement de poles réel:

$$D_1(p) = p[p^2 - (p_1 + p_2)p + (p_1 p_2)p] = p[p^2 + c_2 p + c_1] \Rightarrow \begin{cases} c_2 = -(p_1 + p_2) \\ c_1 = p_1 p_2 \end{cases} \quad (4.87)$$

Commande discontinue proposée: [5]

k)1

$$V_1 = -\sum_{i=1}^2 f_i Z_i = -f_1(Z_1 - y_{1R}) - f_2 Z_2$$

avec

$$f_1 = K_1 |c_1 c_2| \text{Sign}(S_1(Z_1 - y_{1R}))$$

$$f_2 = K_1 |c_2^2 - c_1 c_2| Z_2 \text{Sign}(S_1(Z_2))$$

donc

$$V = -K_1 [|c_2^2 - c_1 c_2| Z_2 \text{Sign}(S_1 Z_2) + |c_1 c_2| (Z_1 - y_{1R}) \text{Sign}(S_1(Z_1 - y_{1R}))]$$

$K_1 > 1$

(4.88)

IV.5 Analyse et simulation des resultats

En premier lieu nous avons simuler le fonctionnement du en partant des conditions initiales non nulles.

Les resultats obtenues lors de la simulaton des deux modèles confirme la nature lineaire et découplée du systeme en boucle fermée .

En ce qui concerne le modèle 1 les sorties à commander présentent une bonne dynamique, faible temps de réponse, pas de dépassements, l'orientaton du flux est mise en evidence (4.3.1) on peut remarquer que la vitesse peut être reguler lorsque le couple en charge est proportonel à la vitesse(4.3.1)

On peut constater aussi que les grandeurs electriques (4.1.3) restent dans les limites admissibles nous avons constaté que la commande est robuste par rapport aux variations des paramètres a et b(*Complément*)

Pour le modèle 2 les objectifs assignés à savoir la vitesse mecanique et le flux rotorique ont été atteint avec un faible temps de réponse qui dépend uniquement du placement de poles (4.2.1 . 4.2.2 . 4.2.7 4.2.8) et une bonne poursuite de consigne toute fois le courant de ligne dépasse les limites admissibles au demarrage(4.2.5 4.2.9) donc il peut avoir des consequences néfastes sur la machine

La simulation a permis de visualiser le phenomène du glissement dans le plan des phases ou l'on a constaté pour les sous systemes d'ordre 2 que le glissement se fait sur une droite(4.2.1 . 4.2.2)

La simulation amis en evidence la stabilité de la dynamique des zeros en fonctionnement à vide ainsi qu'en charge(4.2.6 . 4.2.11)

Nous avons constaté que la commande est robuste par rapport aux variations de certains paramètres surtout par rapport aux moments d'inertie J

En ce qui concerne le modèle 3 la simulation a montré une dynamique performante avec un temps de réponse très court et une bonne poursuite de la trajectoire (4.3.1. 4.3.2. 4.3.3....)

La simulation a permis de visualiser les glissements dans le plan des phases pour les variables électriques les constatations du réglage de vitesse restent valables pour le réglage de position (4.3.7. 4.3.9....) une différence apparaît entre les régimes permanents de la dynamique des zéros du fonctionnement à vide et du fonctionnement en charge (4.3.10 - Complément)

On a constaté que la commande est robuste par rapport à certains paramètres et surtout par rapport à la charge (Complément).

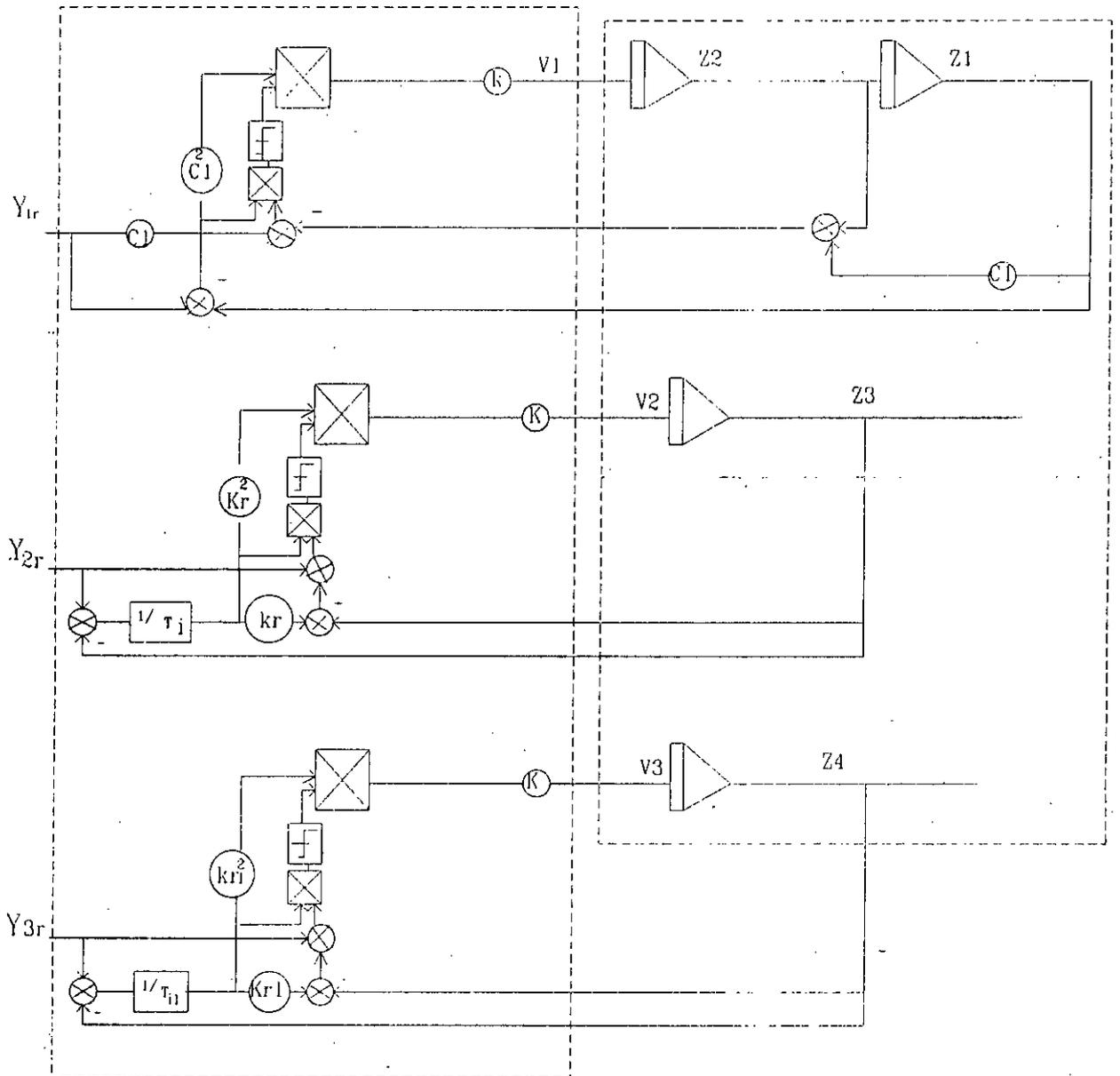
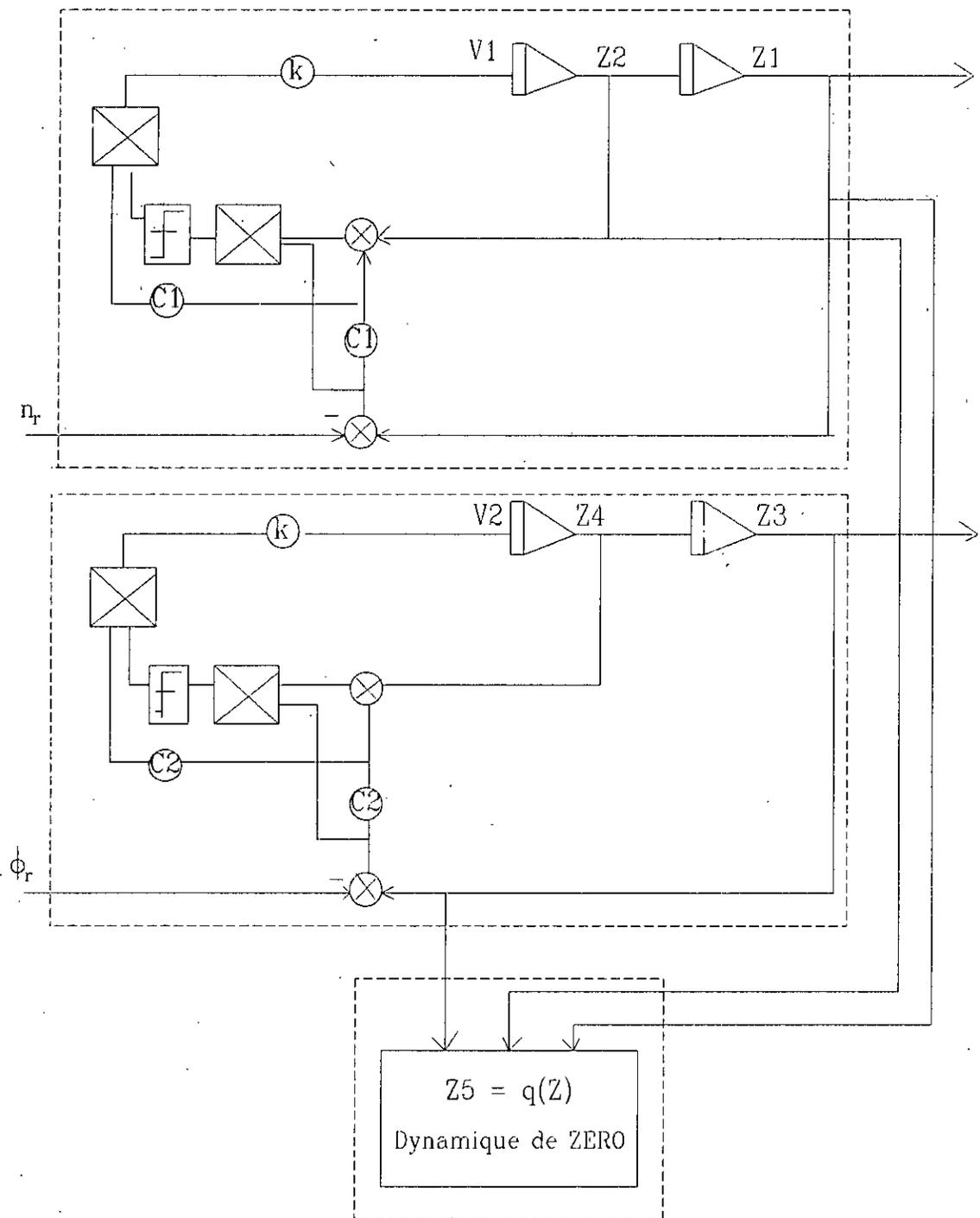


Schéma de commande par mode de glissement (modèle 1)
2eme méthode



Schema de Commande par mode de glissement en B.F. du modèle n-2

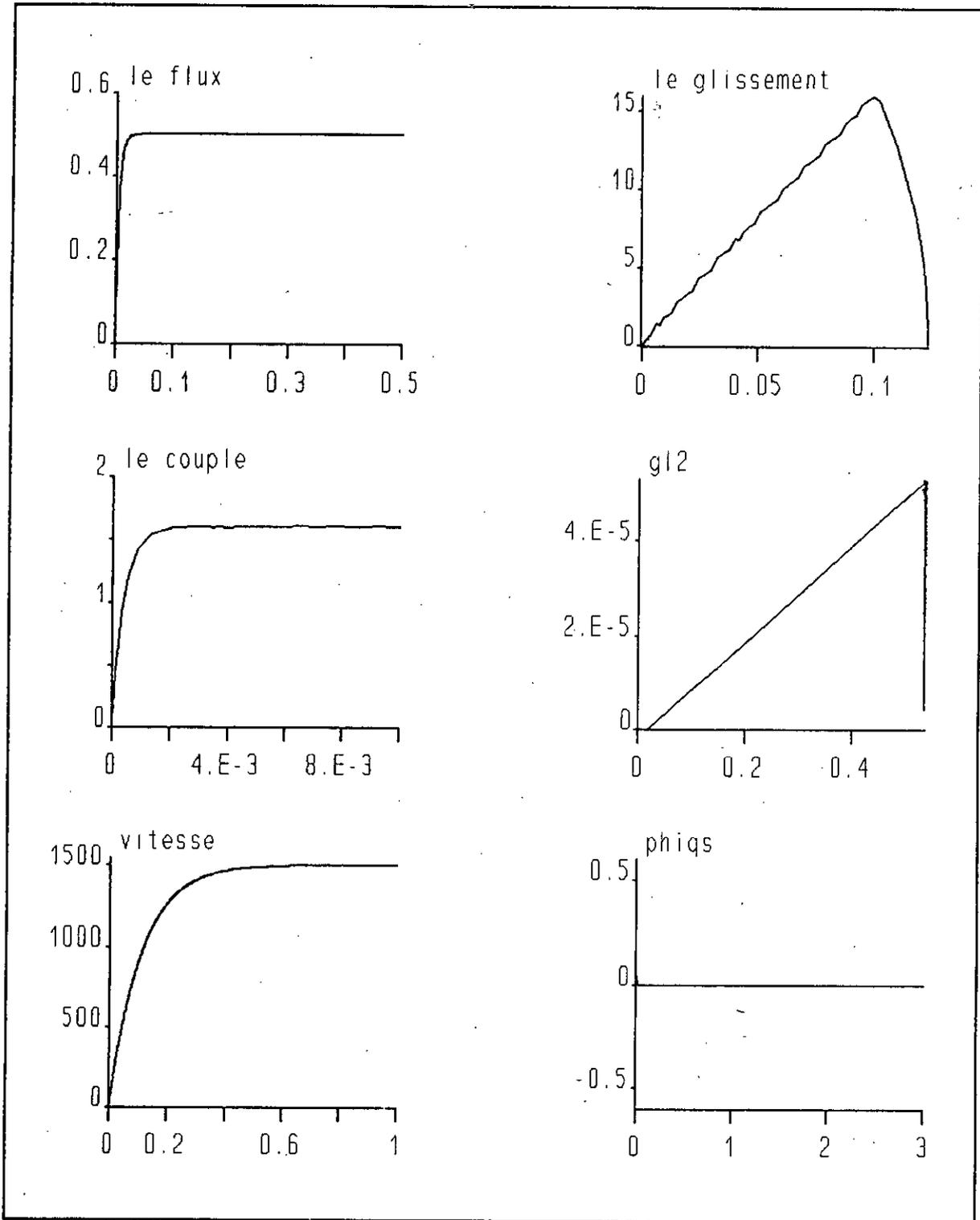


figure 4.3.1
 le couple[n.m], le flux rotorique[wb]
 la vitesse[tr/min], phiqs[wb]
 les glissements dans le plan des phases

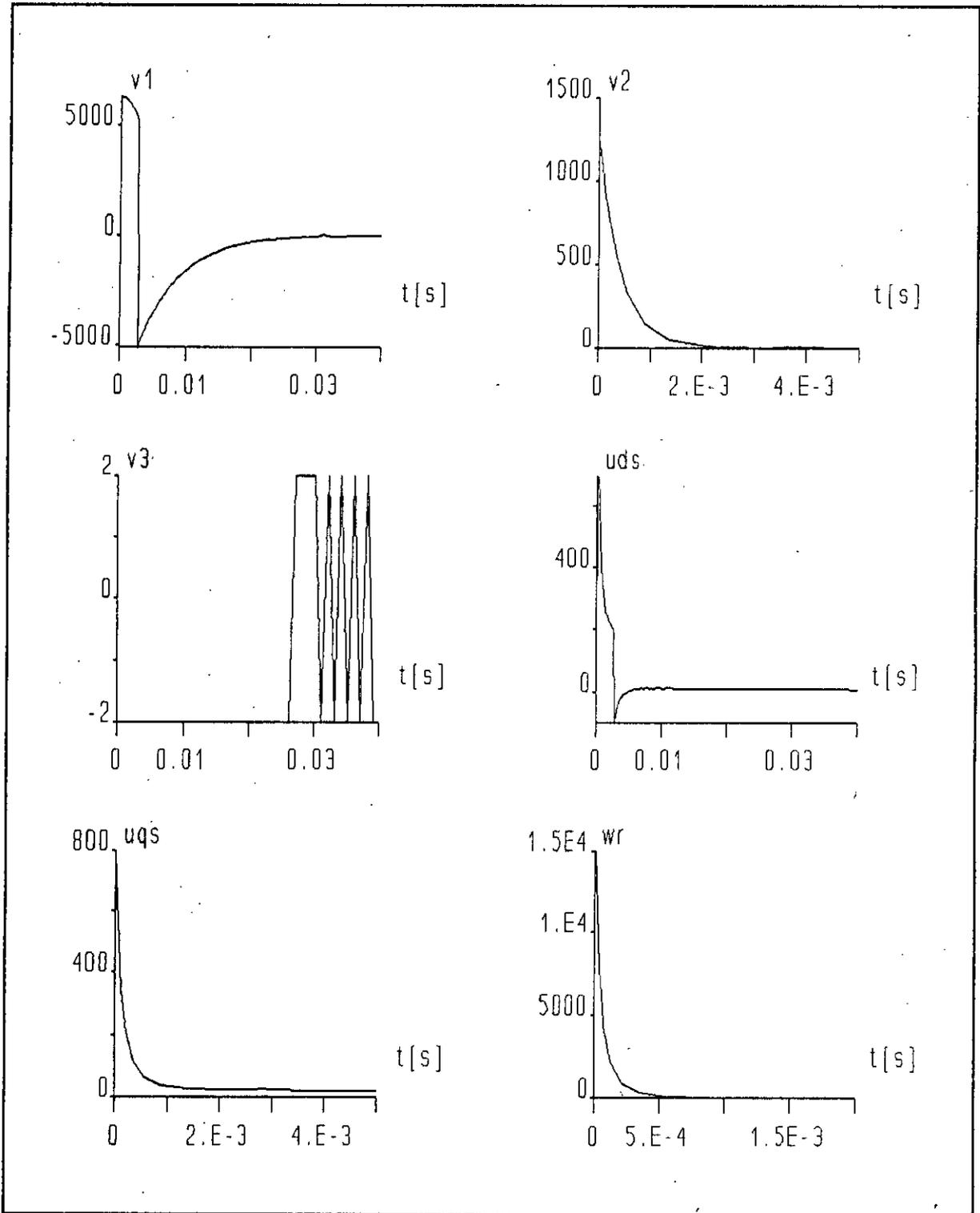


Figure 4.1.2
 V1 V2 V3 Uds Uqs wr

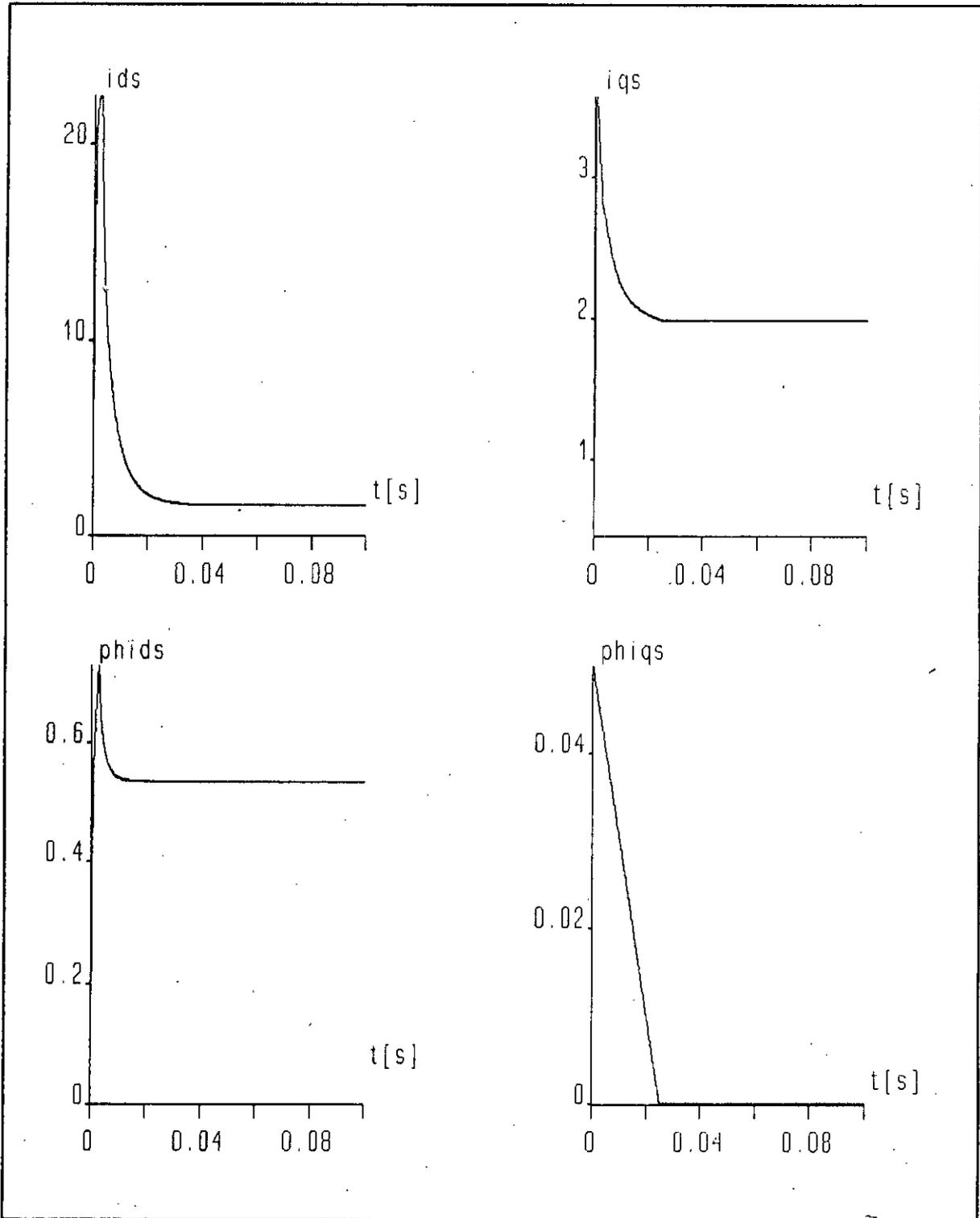


figure 4.1.3
 les variables d'etats electriques
 [Ids, Iqs][A], [phids, phiqs][V]

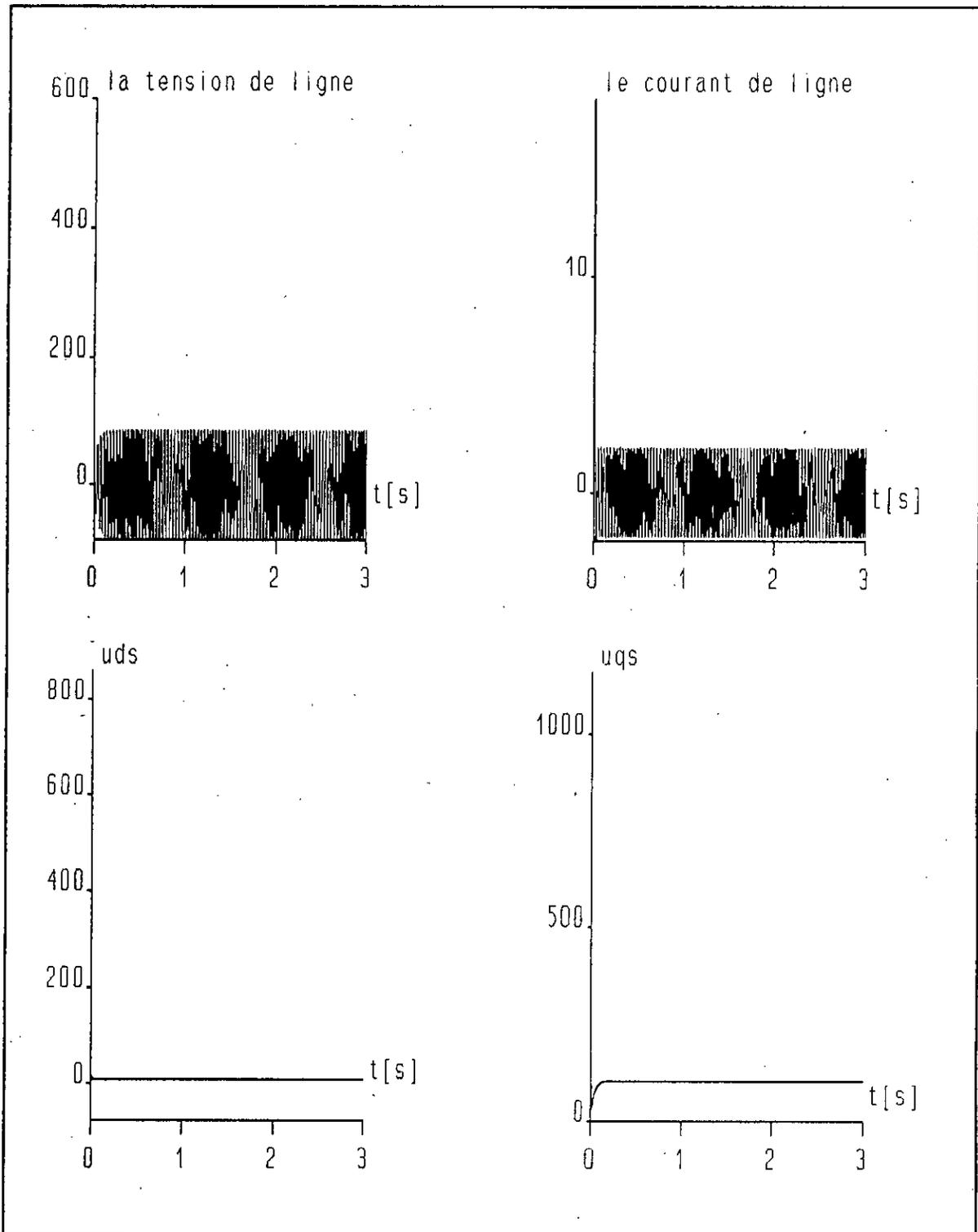


Figure 4.1.4
tension et courant de ligne
Uds Uqs

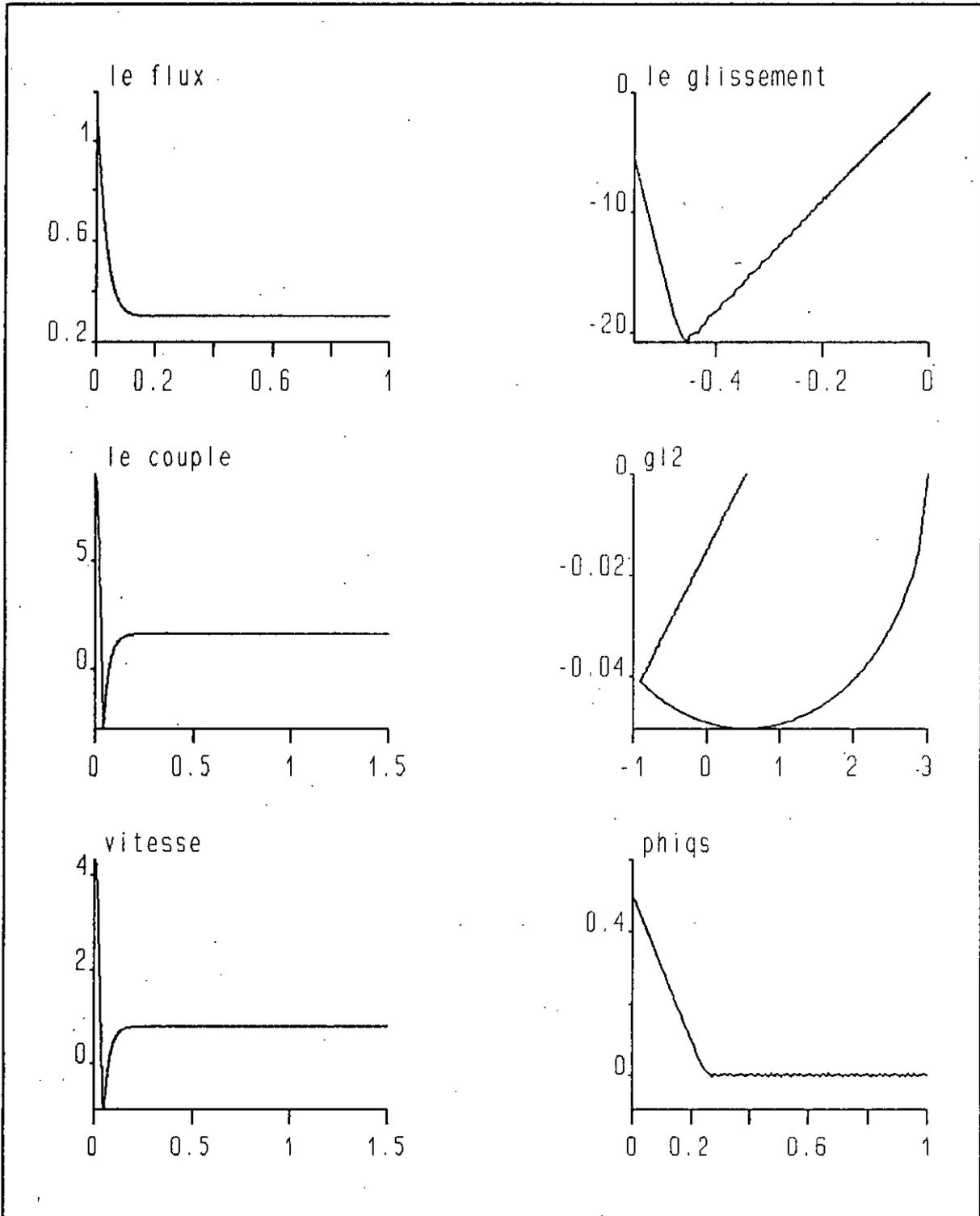


figure 4.1.5
le flux rotorique[wb]
le couple electromagnetique[n.m]
phiqs[wb], la vitesse[rad/s]
les glissements dans le plan des phases
fonctionnement au dessus du regime nominal

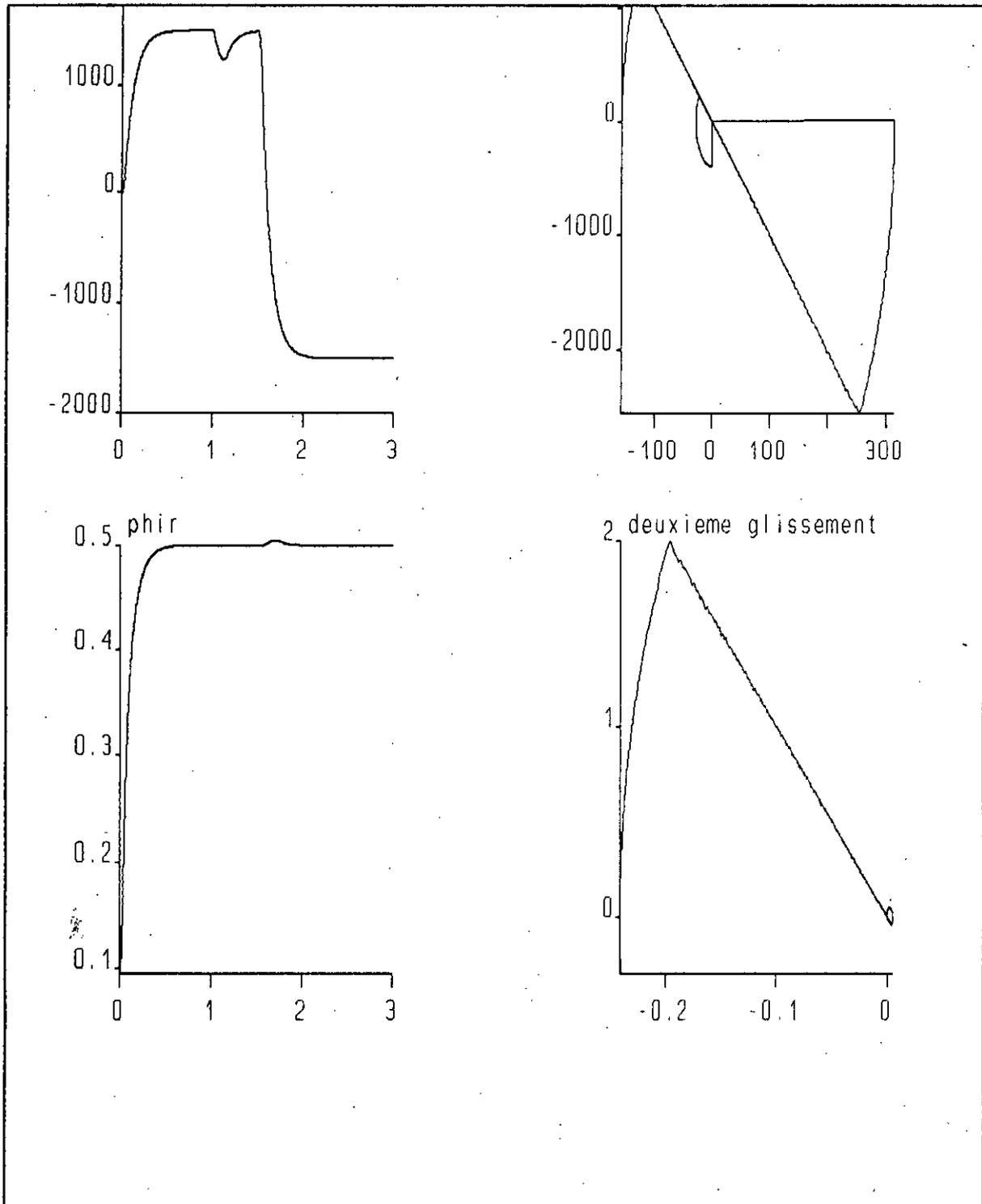


Figure4.2.2
la vitesse en creneau[1500,-1500][tr/min]
le flux rotorique [wb]
les glissements dans le plans des phases
fonctionnement en charge $C_r=1.6$ [n.m]

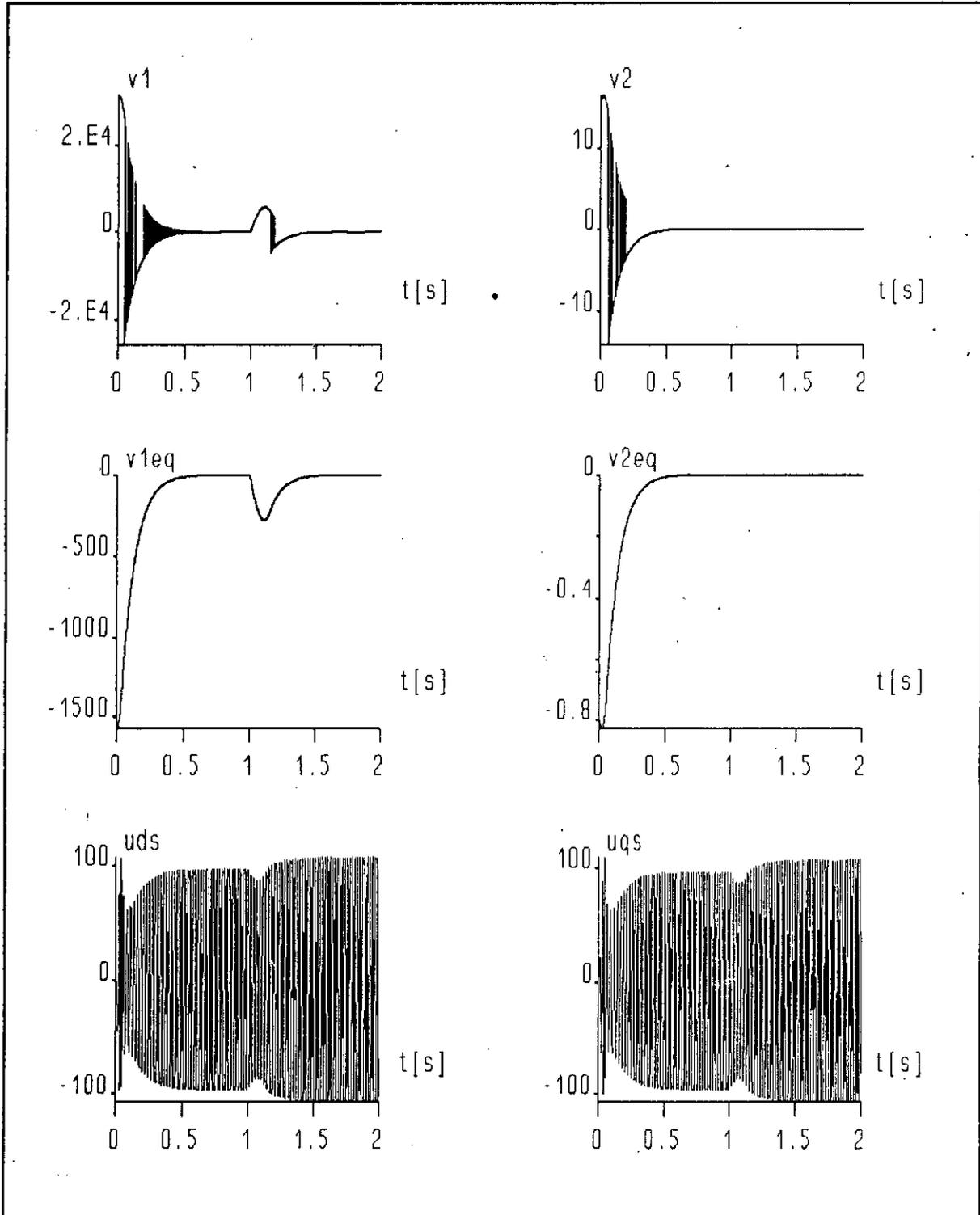


Figure 4.2.3
 les commandes discontinues v_1, v_2 (lineaire)
 les commandes equivalentes v_{1eq}, v_{2eq}
 les commande u_{ds}, u_{qs} (non lineaire)

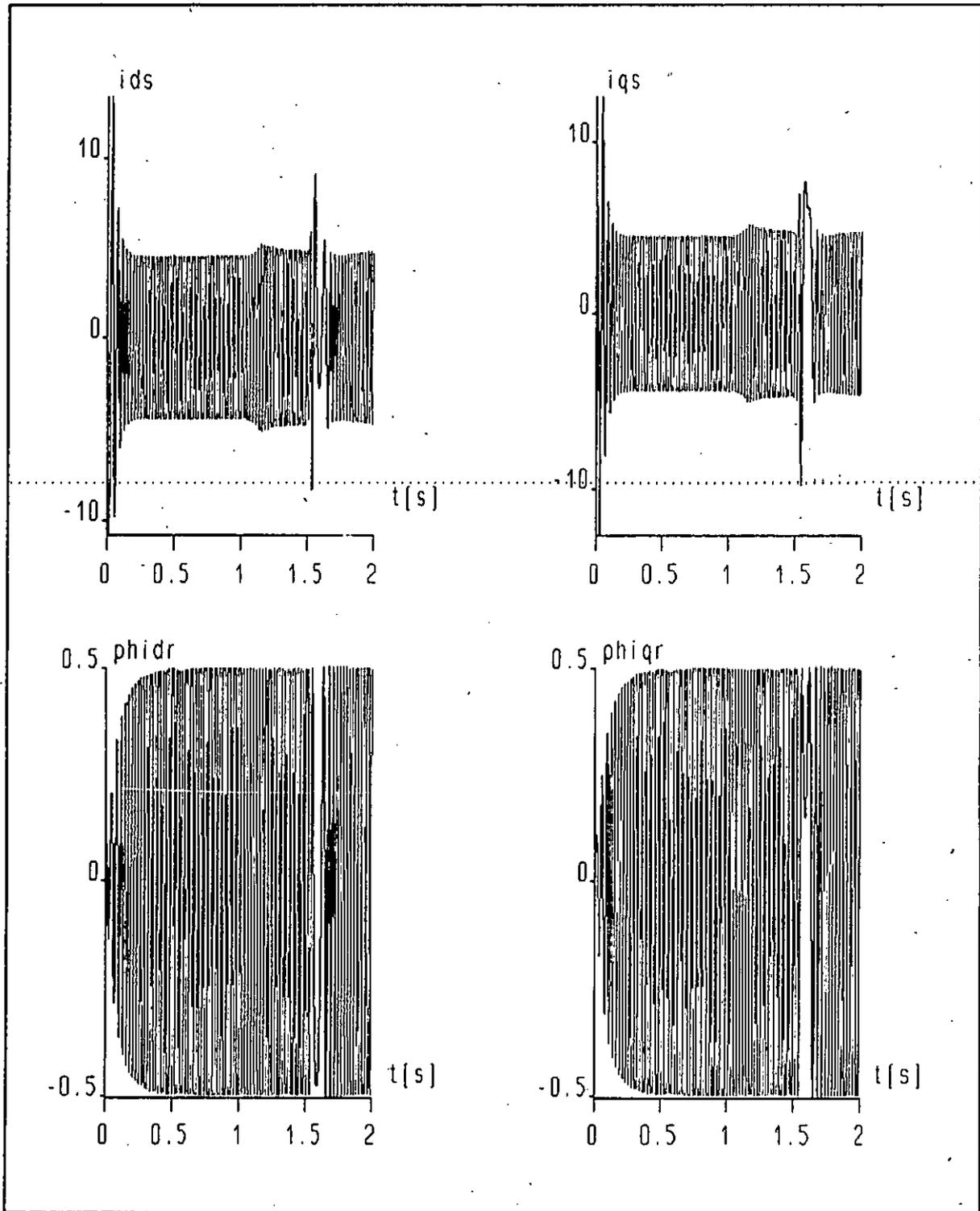


Figure 4.2.4
 les variables d'etats electriques
 [Ids, Iqs][A], [phidr, phiqr][wb]
 fonctionnement en charge $C_r=1.6$ [n.m]
 vitesse en creneau

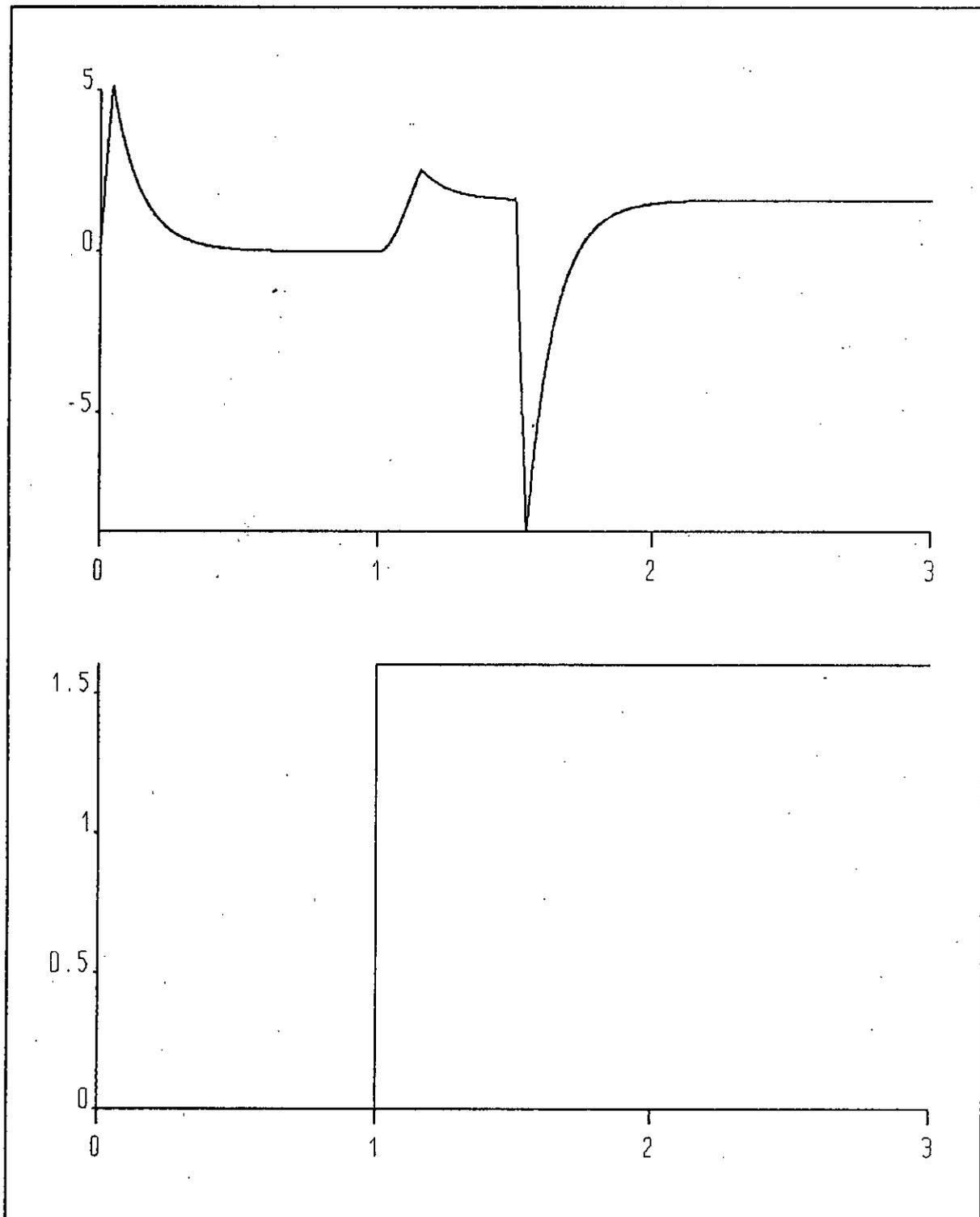


Figure 4.2.5
 Le couple electromagnetique [n.m]
 le couple resistant [n.m]
 temps en seconde

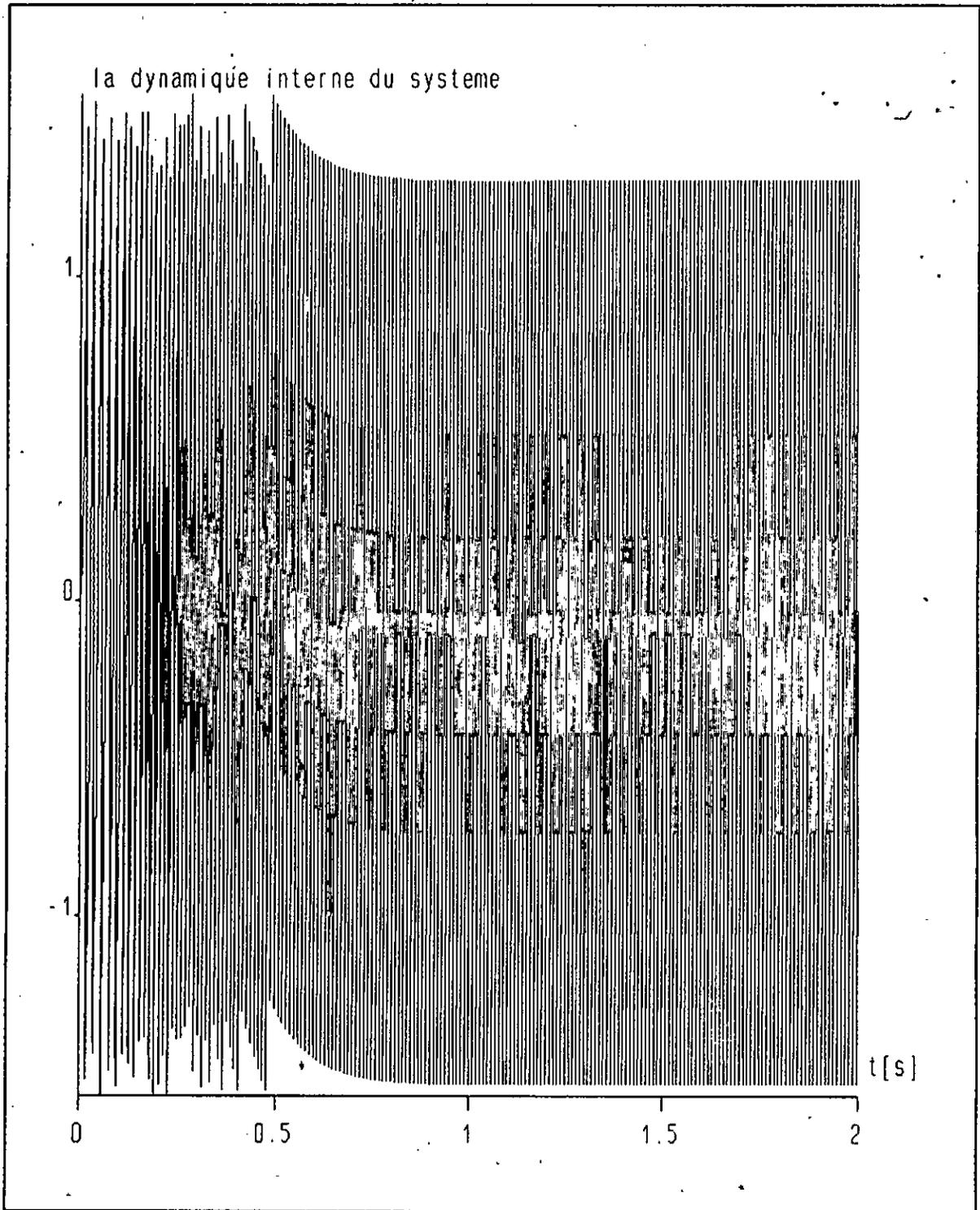


Figure 4.2.6
la dynamique interne du systeme

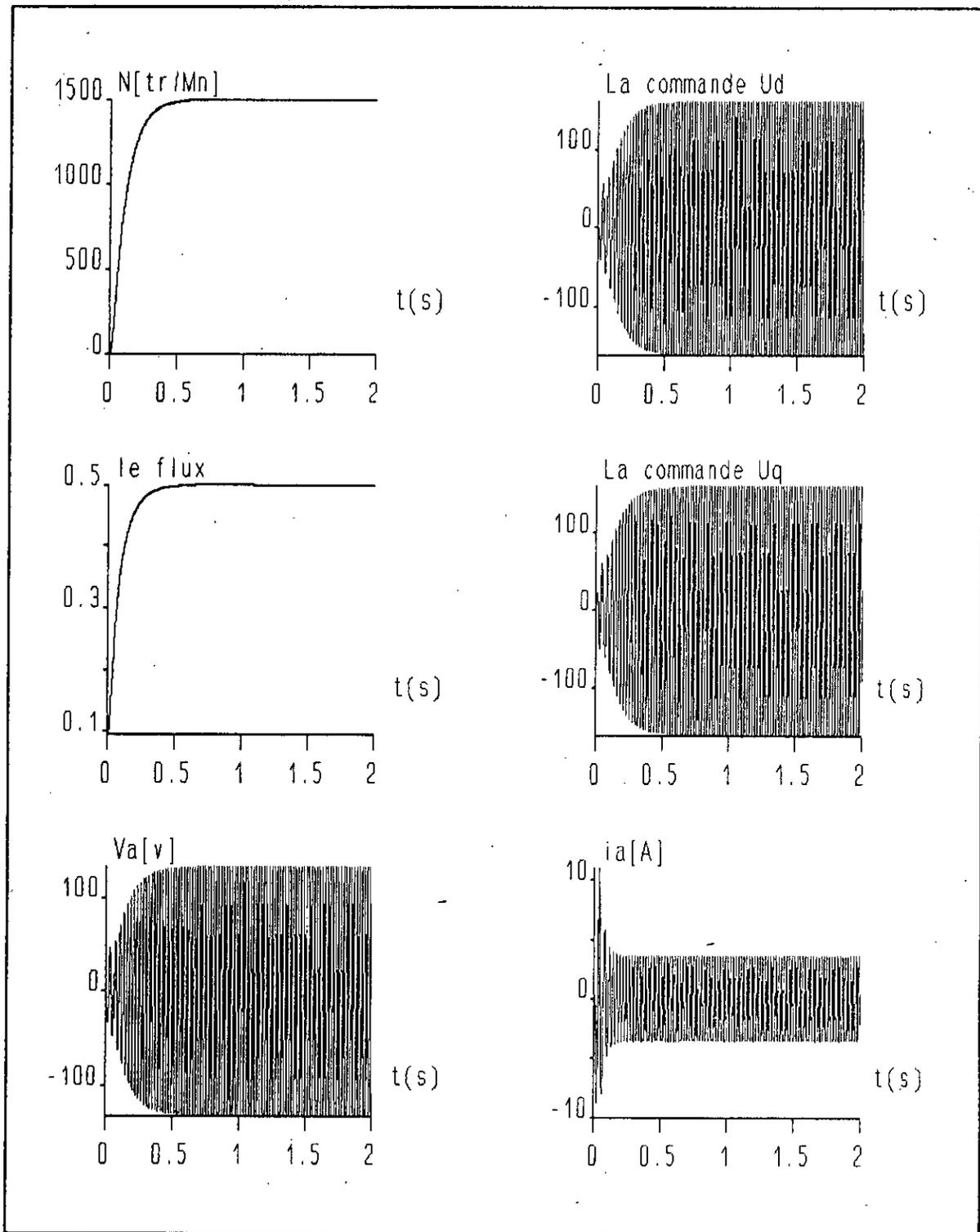


Figure 4.2.7
 LA VITESSE[TR/min], le flux rotorique[wb]
 le courant et la tension de ligne I_a [A], V_a [V]
 les tensions de commandes [U_d, U_q][V]
 fonctionnement a vide

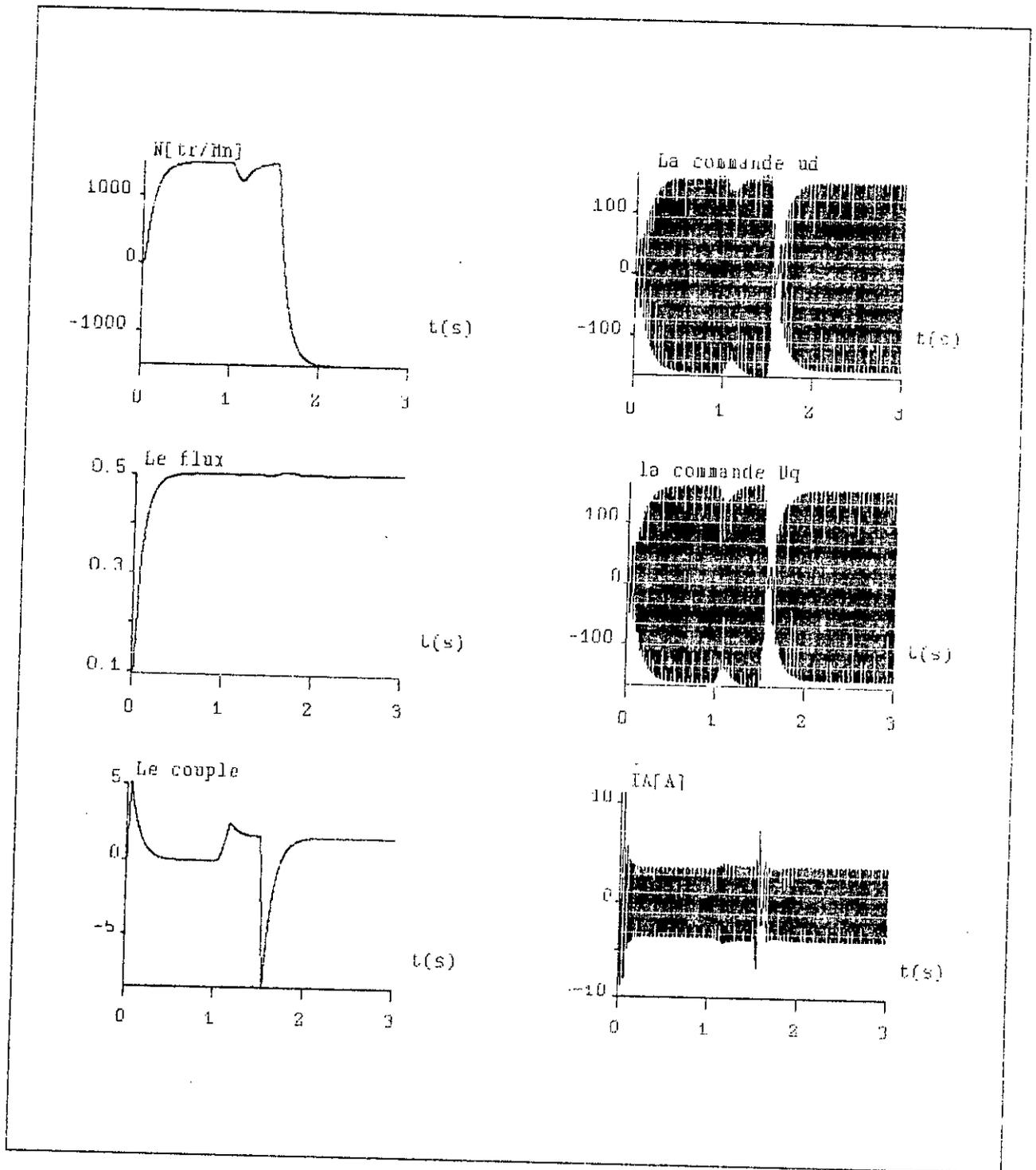


Figure 4.2.8

La vitesse en créneau [1500, -1500][tr/min], $C_r=1.6$ [N.m]
 Le flux rotorique [Wb], le couple électromagnétique [N.m]
 Les tensions de commande [U_{ds} , U_{qs}] [V], le courant de ligne I_a [A]

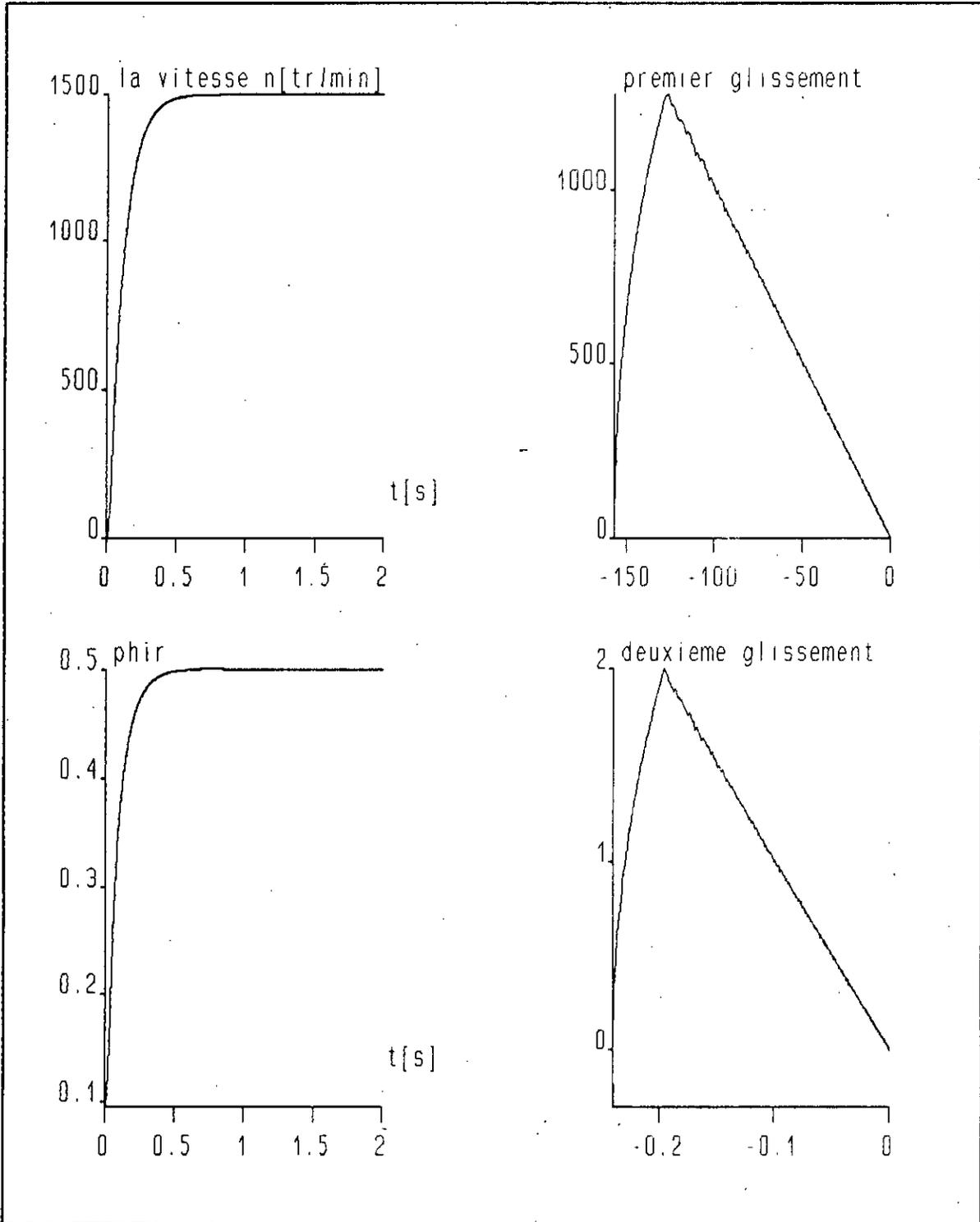


Figure 4.2.1
la vitesse[tr/min], le flux rotorique[wb]
les glissements dans le plan des phases
fonctionnement a vide

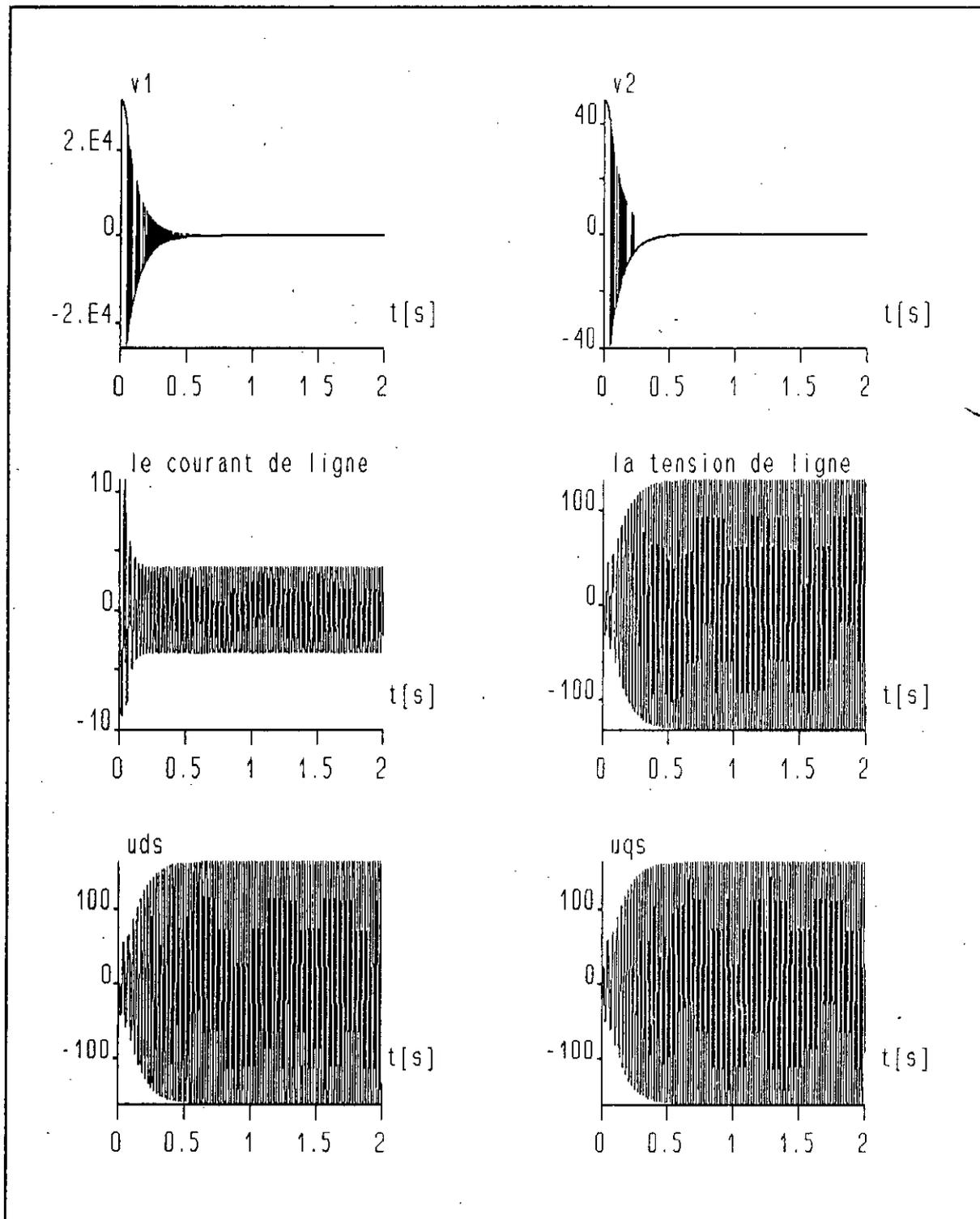


Figure 4.2.9
 les commandes discontinues v_1, v_2
 le courant et la tension de ligne $I_a[A], V_a[V]$
 les tensions de commandes $[U_{ds}, U_{qs}][V]$
 fonctionnement a vide

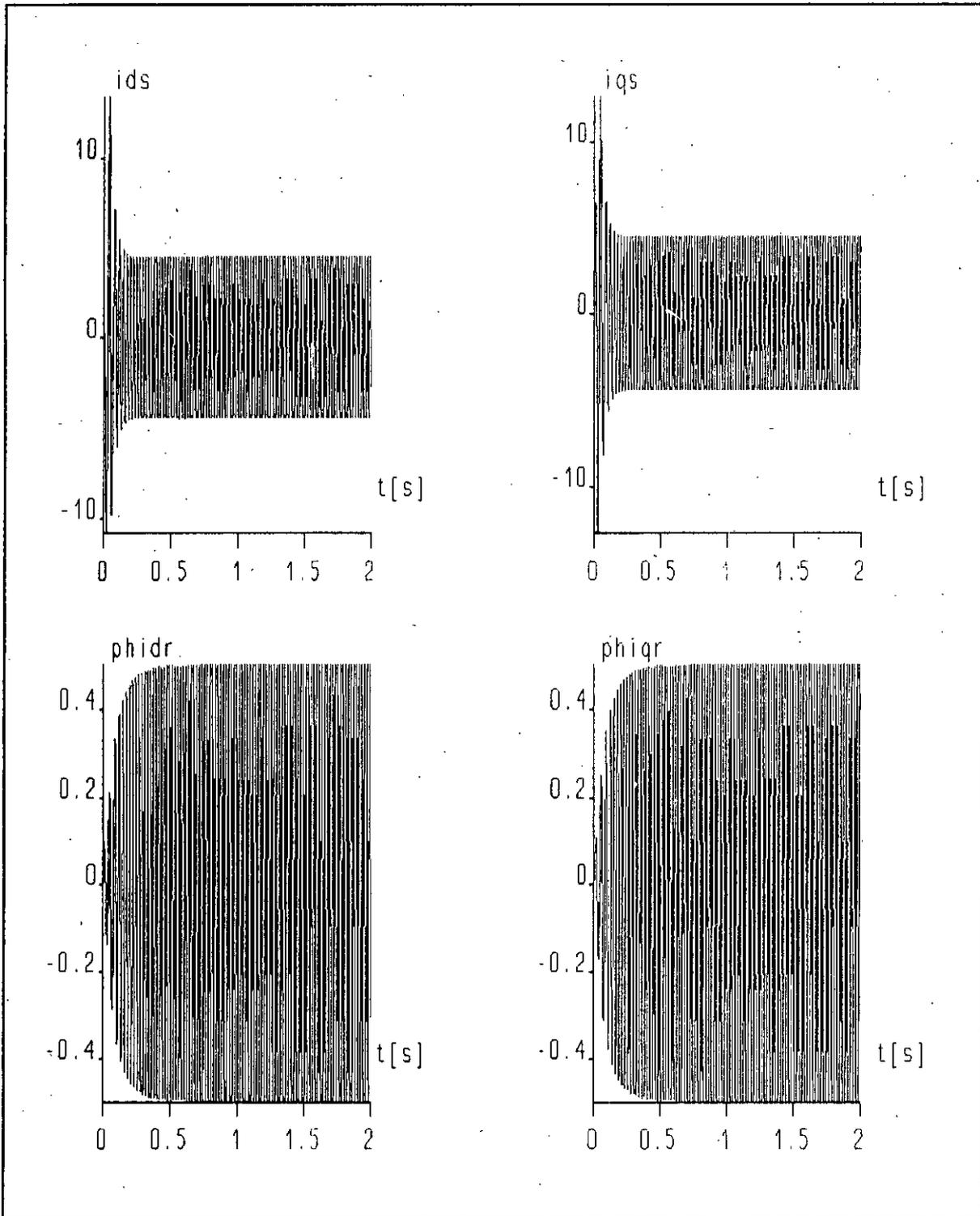


Figure 4.2.10
les variables d'etats elctriques
[Ids,Iqs][A],[phidr,phiqr][wb]
fonctionnement a vide

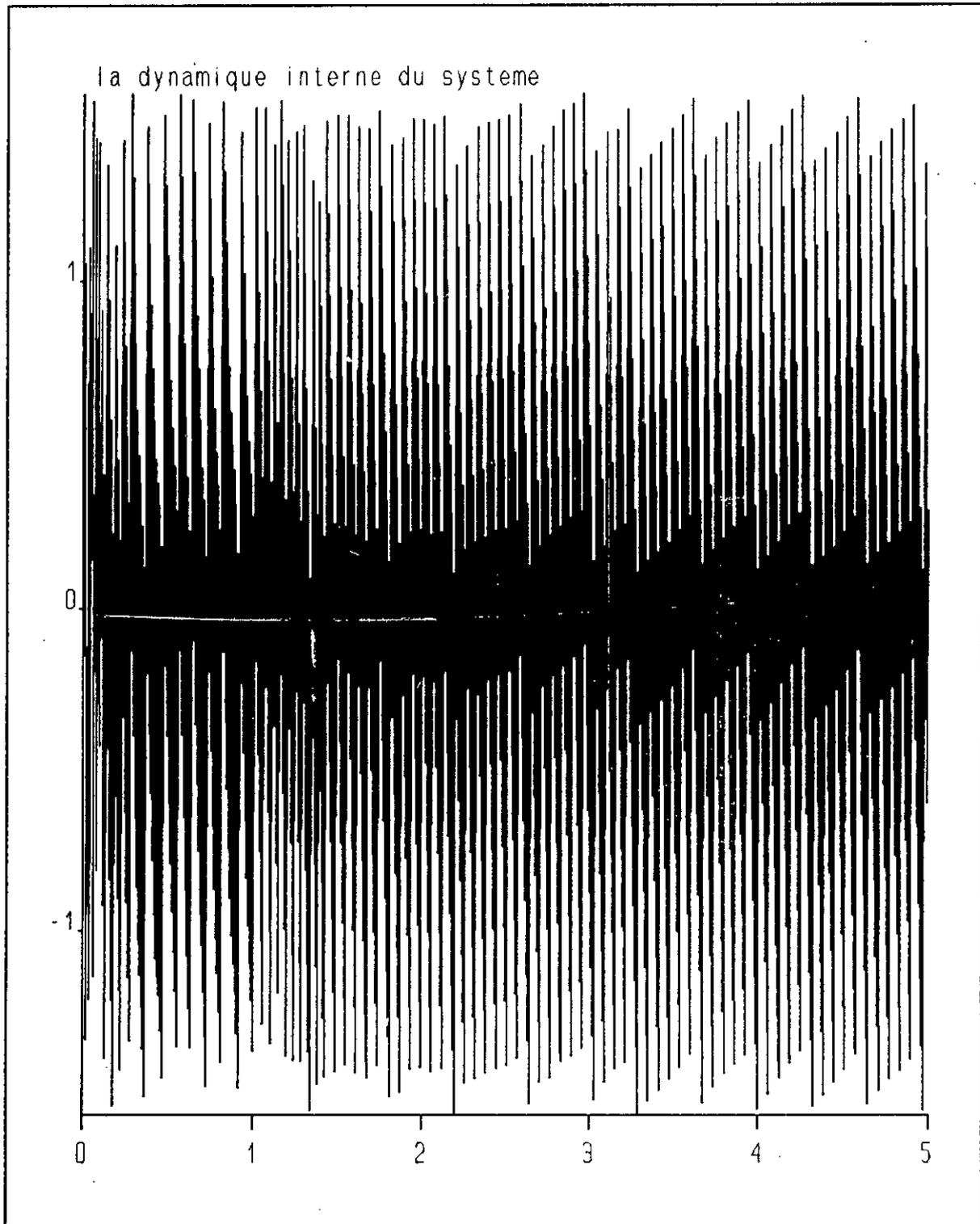


Figure 4.2.11
 la dynamique interne du systeme
 fonctionnement a vide
 temps en sec

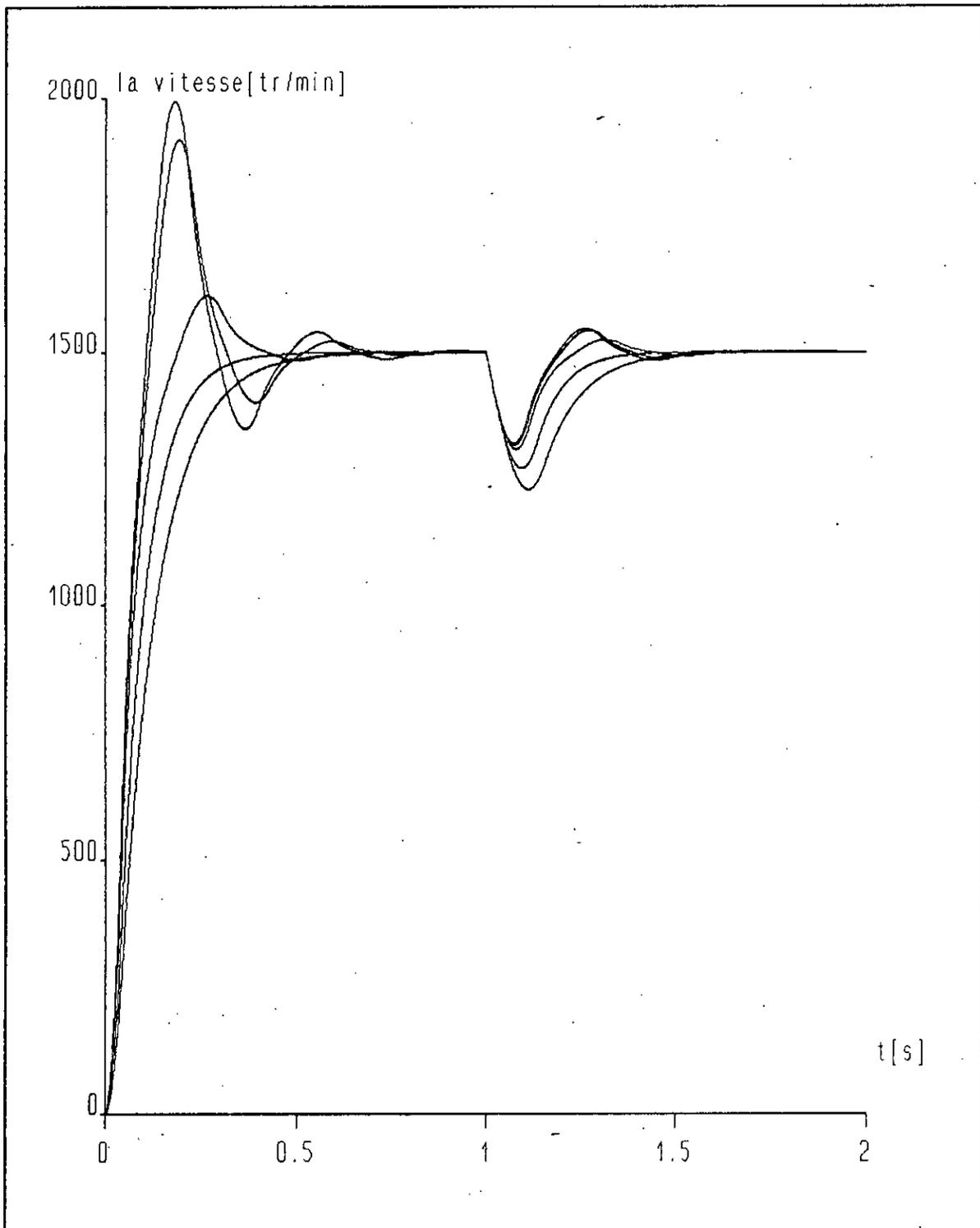


figure4.2.12
influence du placement de poles sur la vitesse
fonctionnement en charge

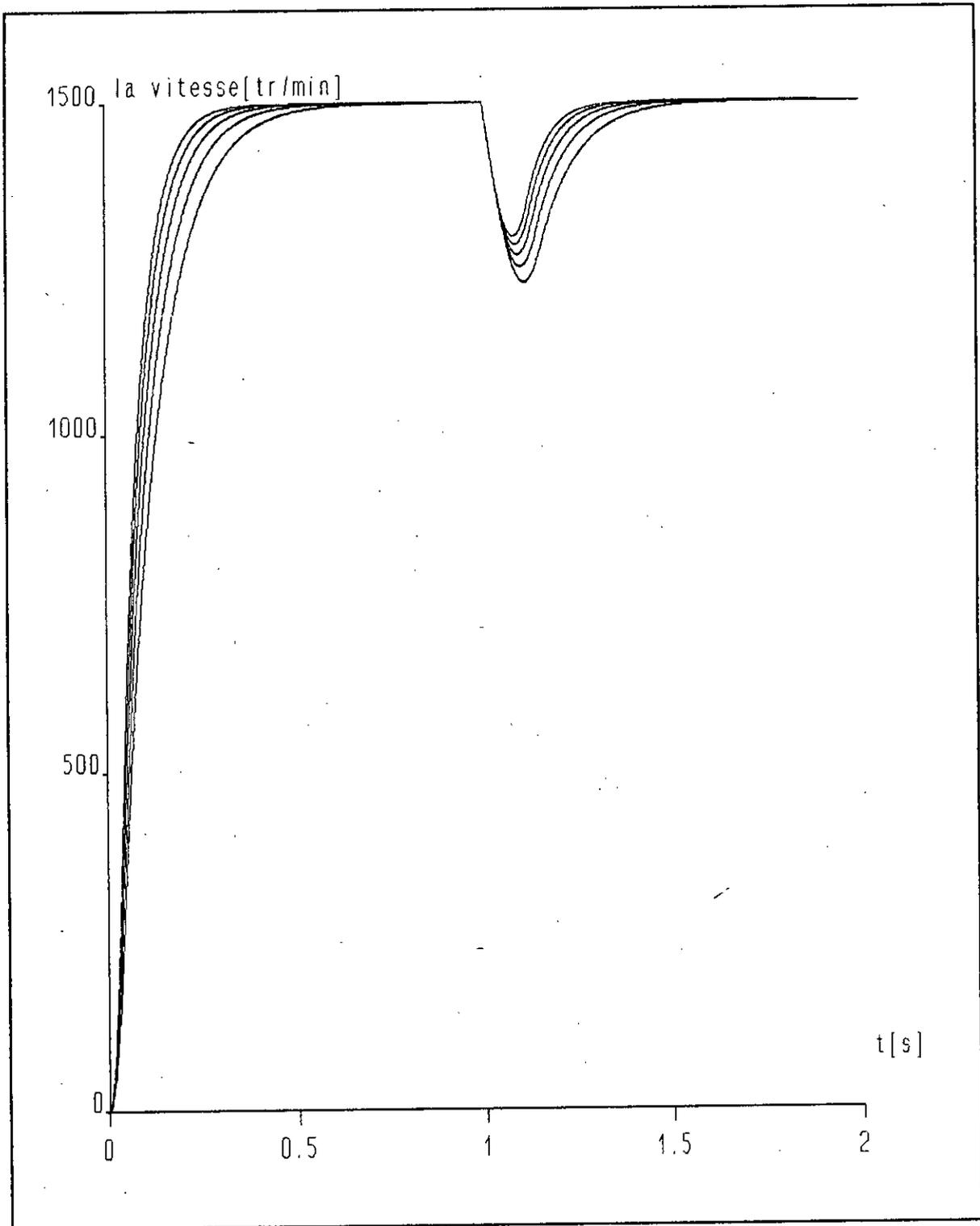


figure4.2.13
influence du placement de pole sur la vitesse
fontionnement en charge
P1=-10, -12, -14, -16, -18

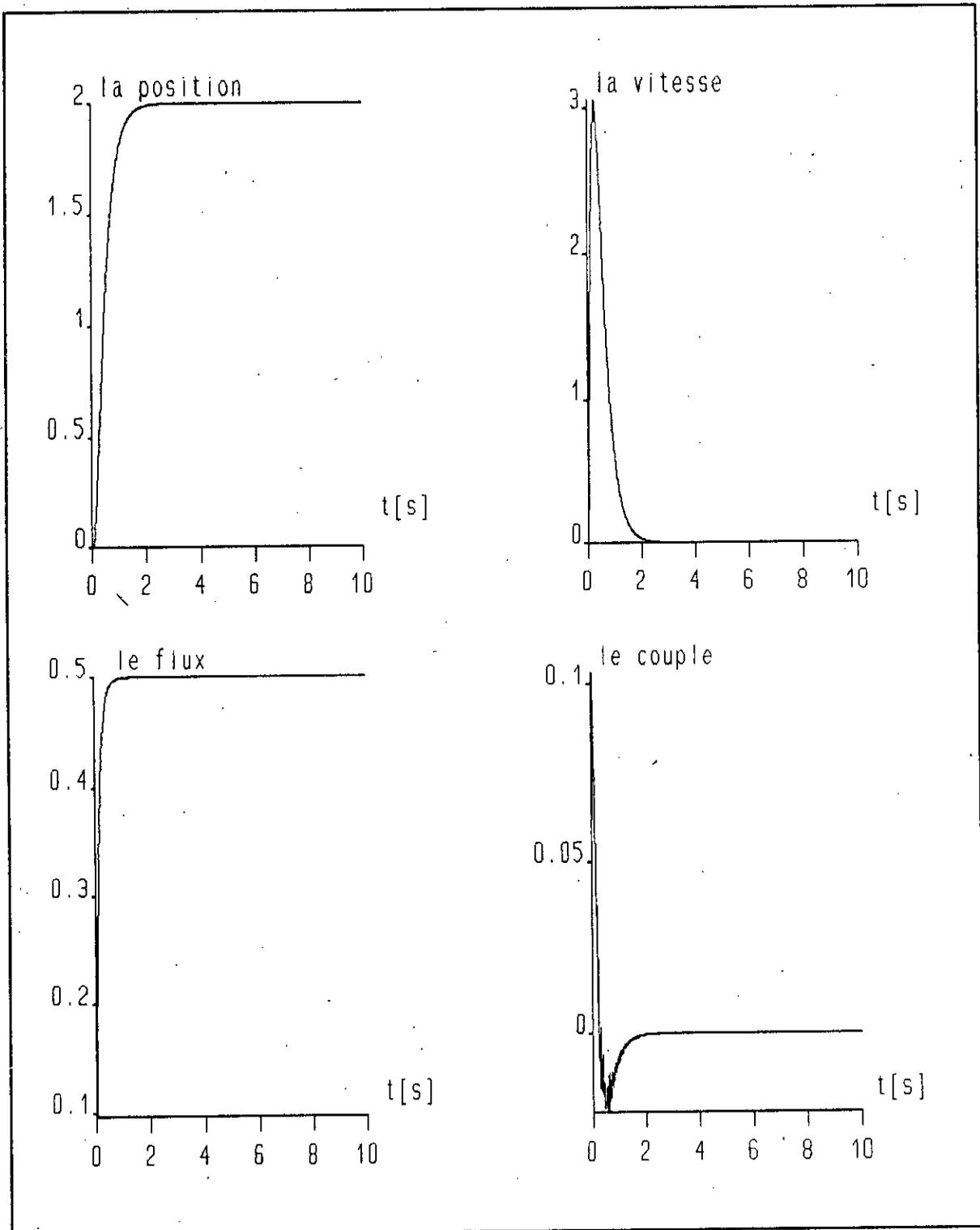


figure 4.3.1
 la position[rad], la vitesse[tr/min]
 le flux rotorique[wb]
 le couple electromagnetique[n.m]
 fonctionnement a vide

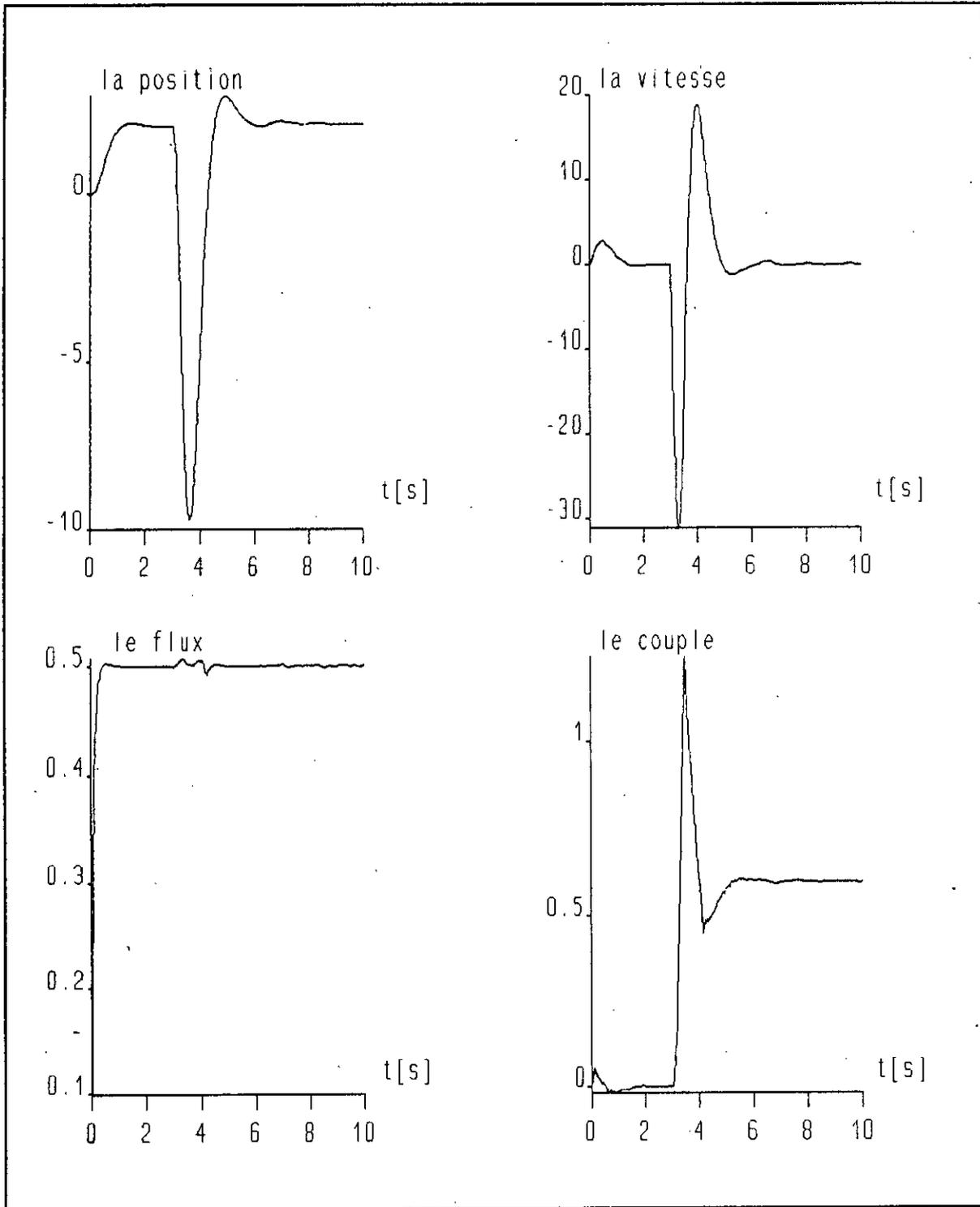


figure 4.3.2
 la position[rad], la vitesse[tr/min]
 le flux rotorique[wb]
 le couple electomagnetique[n.m]
 fonctionnement en charge $C_r=1.6$ [n.m]

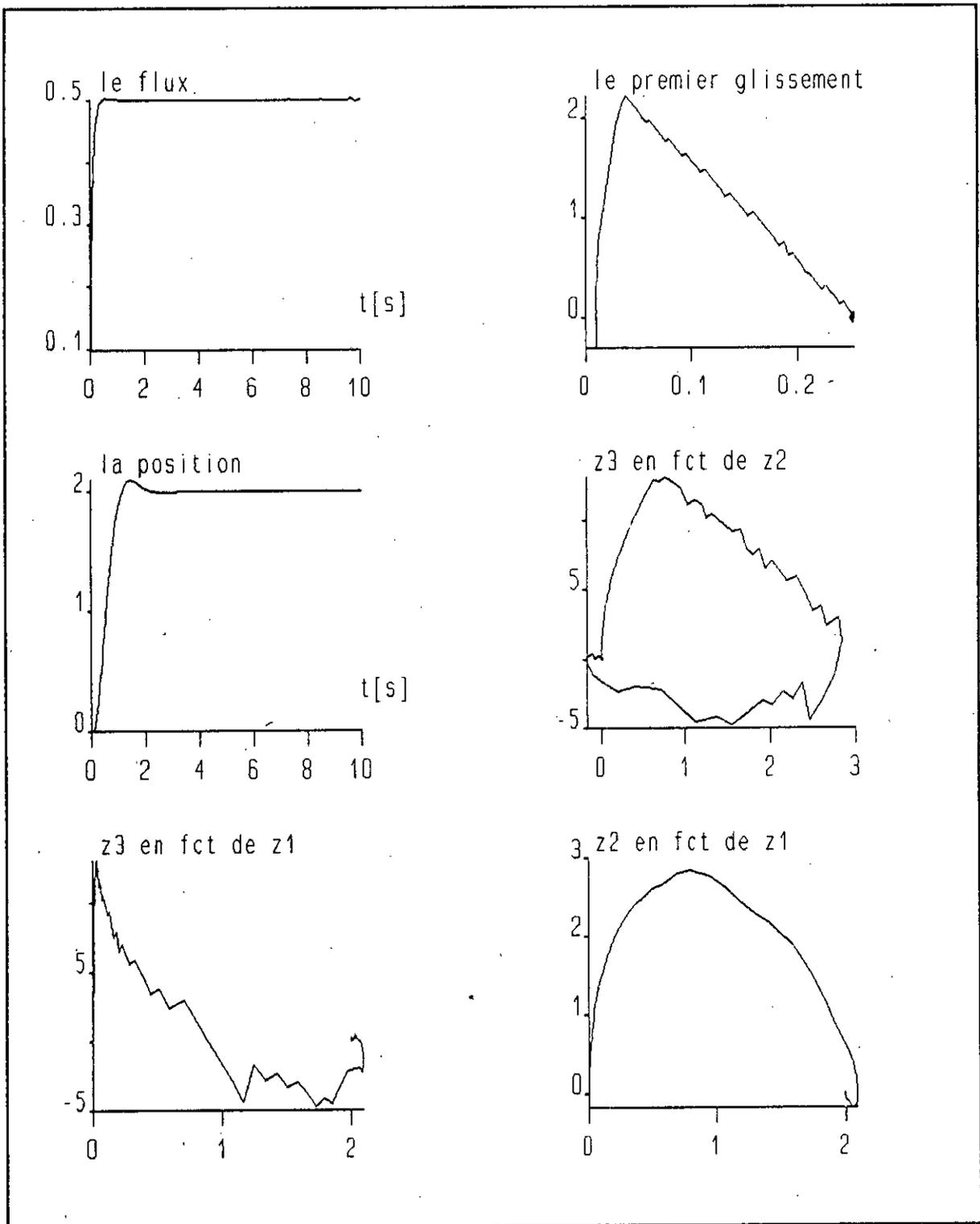


figure 4.3.3
 le flux rotorique[wb], la position[rad]
 les glissements dans le plan des phases
 fonctionnement a vide
 placement de pole optimal

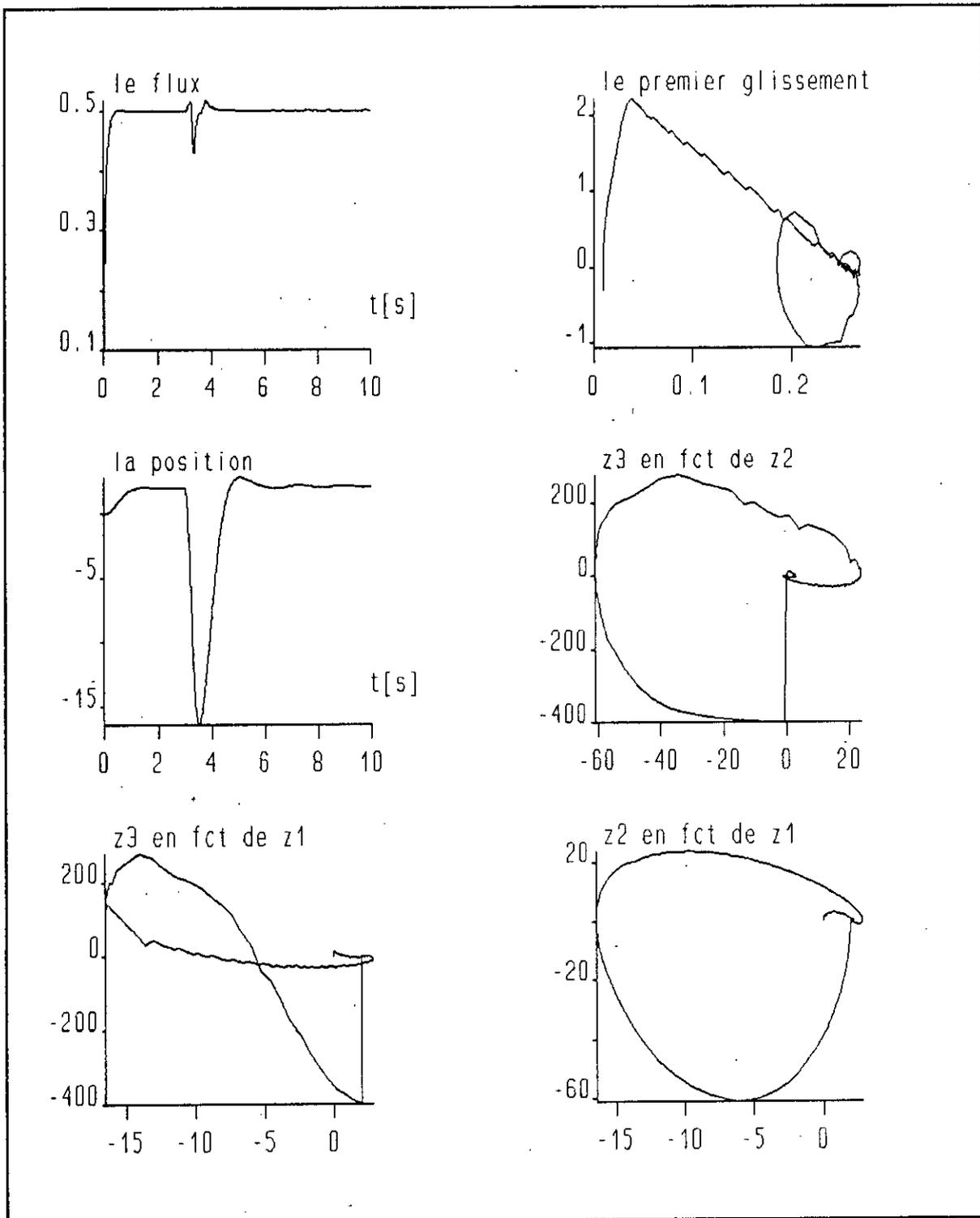


figure 4.3.4
le flux rotorique[wb], la position[rad]
les glissements dans le plan des phases
fonctionnement en charge $C_r=1.6$ [n.m]
placement de poles optimal

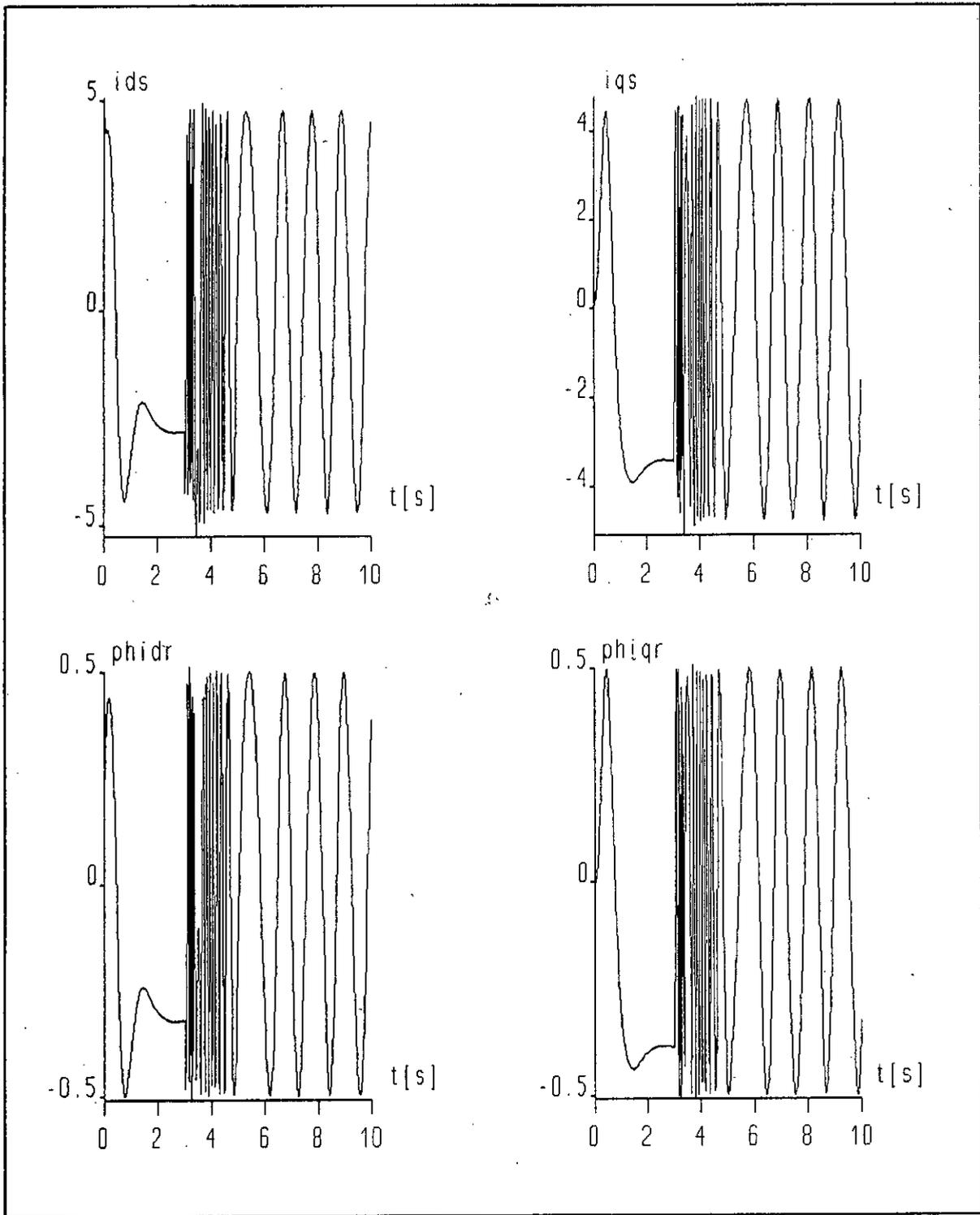


figure 4.3.5
 les variables d'etats electriques
 [I_{ds}, I_{qs}][A], [$\text{phidr}, \text{phiqr}$][wb]
 fonctionnement en charge $C_r=1.6$ [n.m]

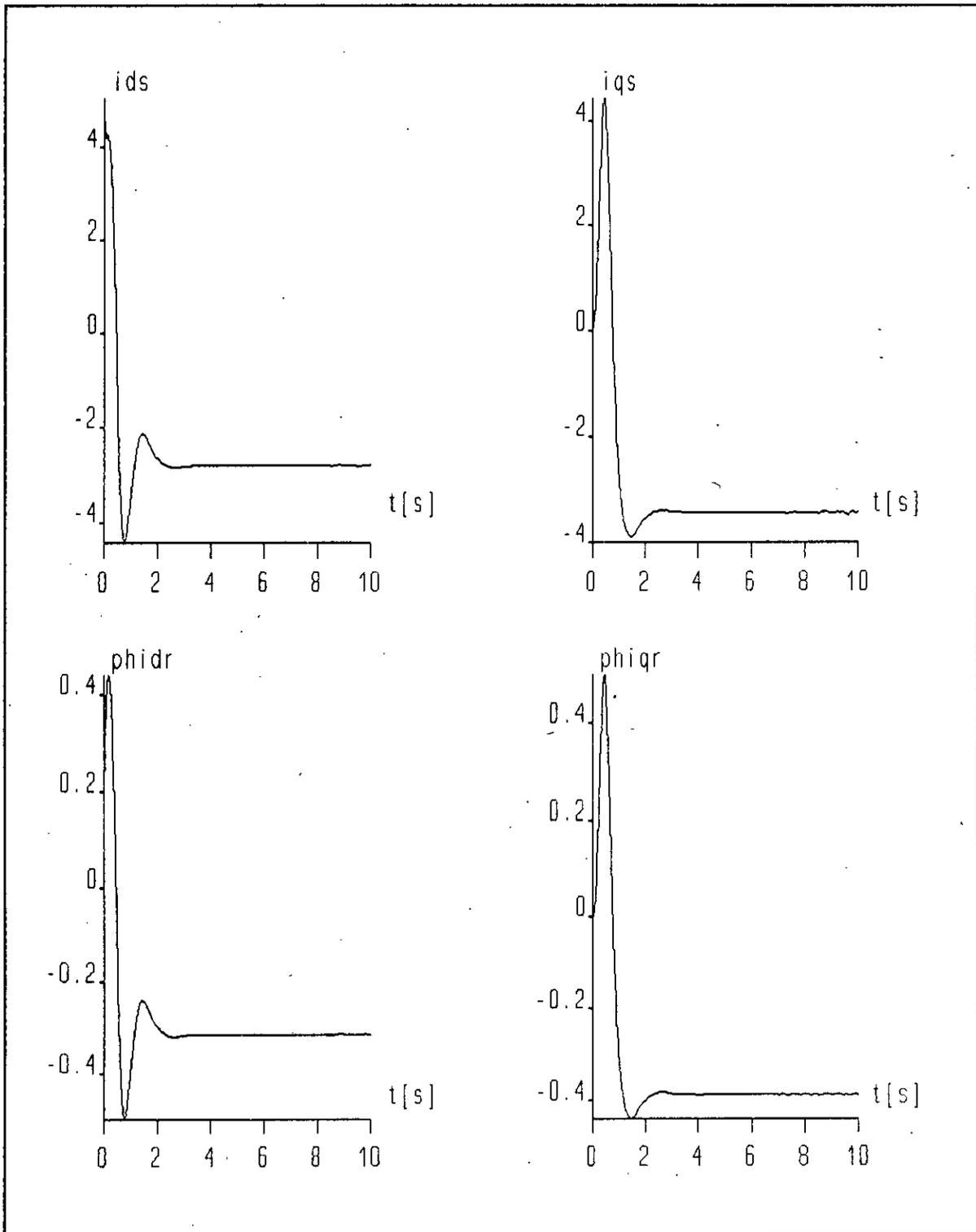


figure 4.3.6
 les variables d'etats electriques
 $[I_{ds}, I_{qs}]$ [A], $[\phi_{idr}, \phi_{iqr}]$ [wb]
 fonctionnement a vide

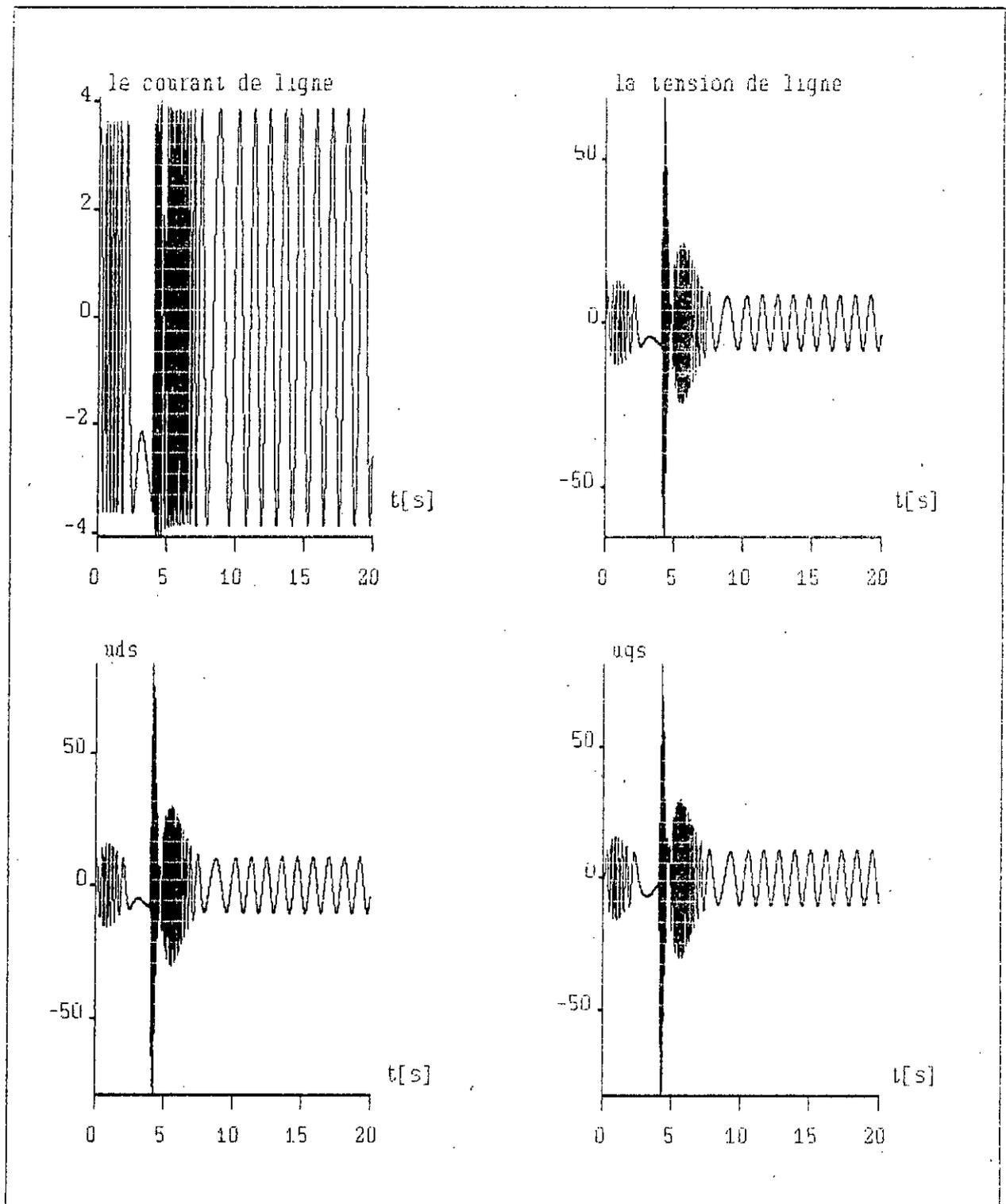


FIGURE 4.3.7
 le courant et la tension de ligne $I_a[A], V_a[V]$
 LES TENSIONS DE COMMANDE $U_{ds}, U_{qs}[V]$
 fonctionnement en charge $C_r=1.6[N.M]$

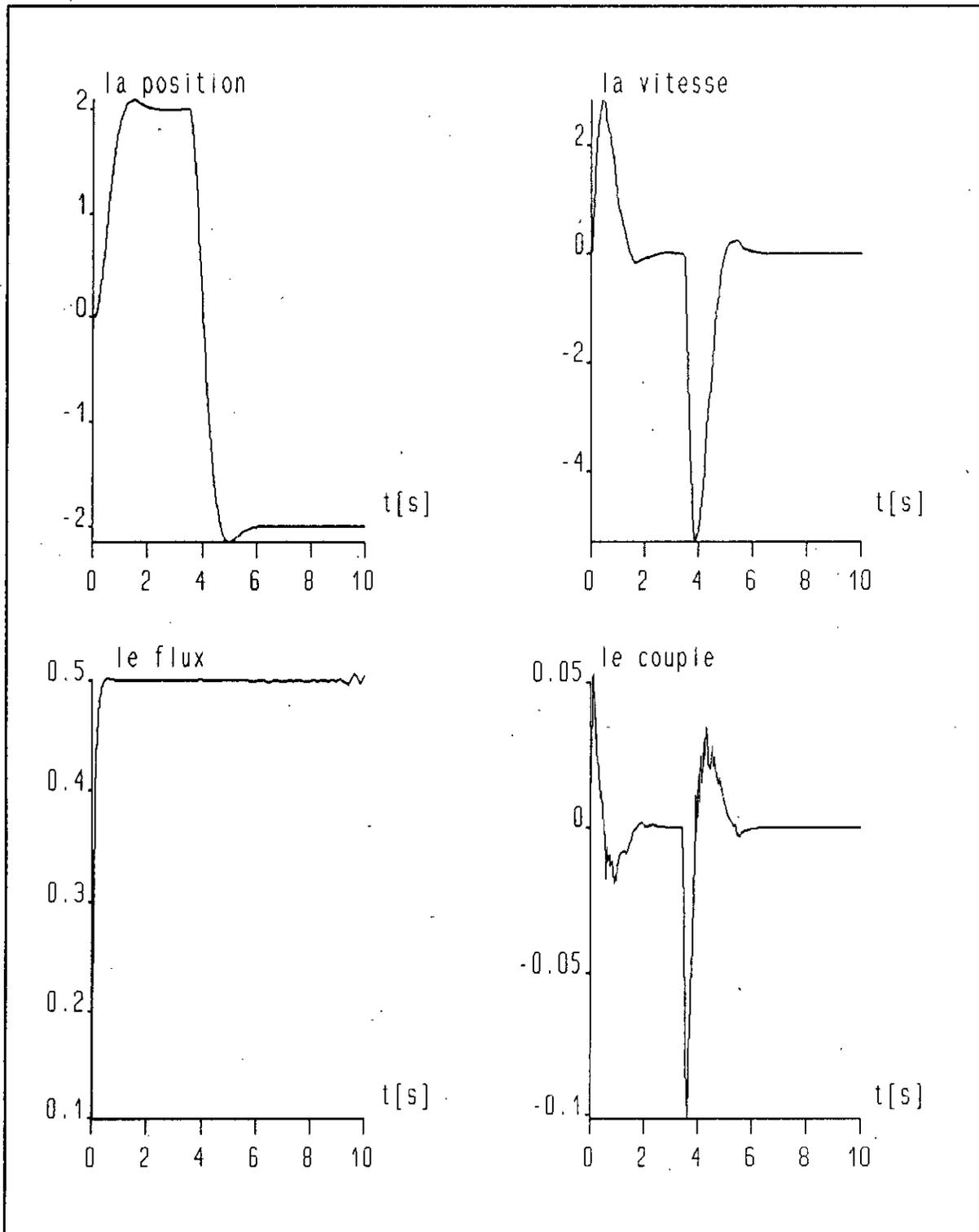


figure 4.3.8
 la position en creneau[rad]
 le flux rotorique[wb], la vitesse[tour/min]
 le couple electromagnetique[n.m]
 fonctionnement a vide

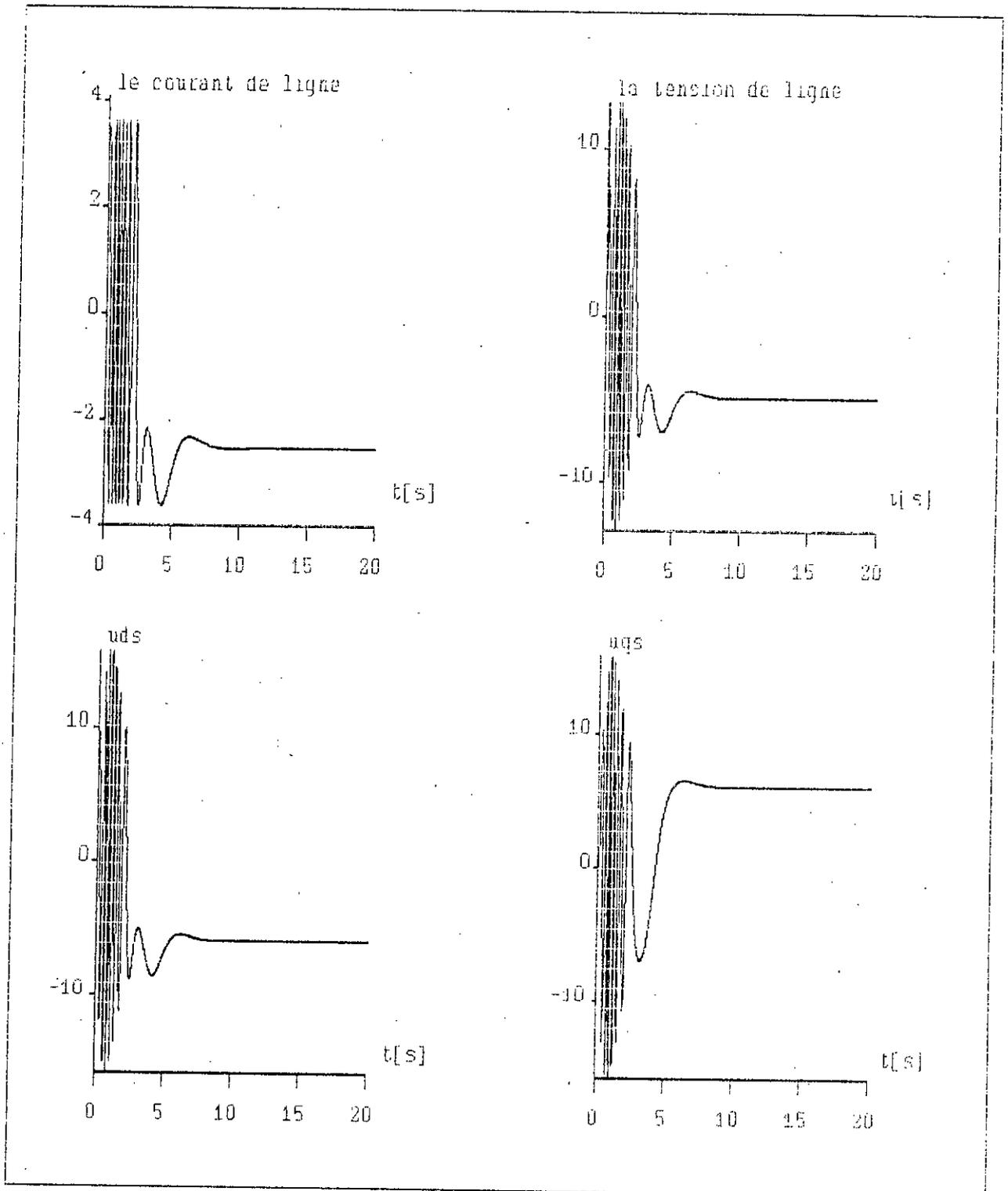


FIGURE 4.3.9
 le courant et la tension de ligne I_a [A], U_a [V]
 les tensions de commandes U_{ds} , U_{qs} [V]
 fonctionnement à vide

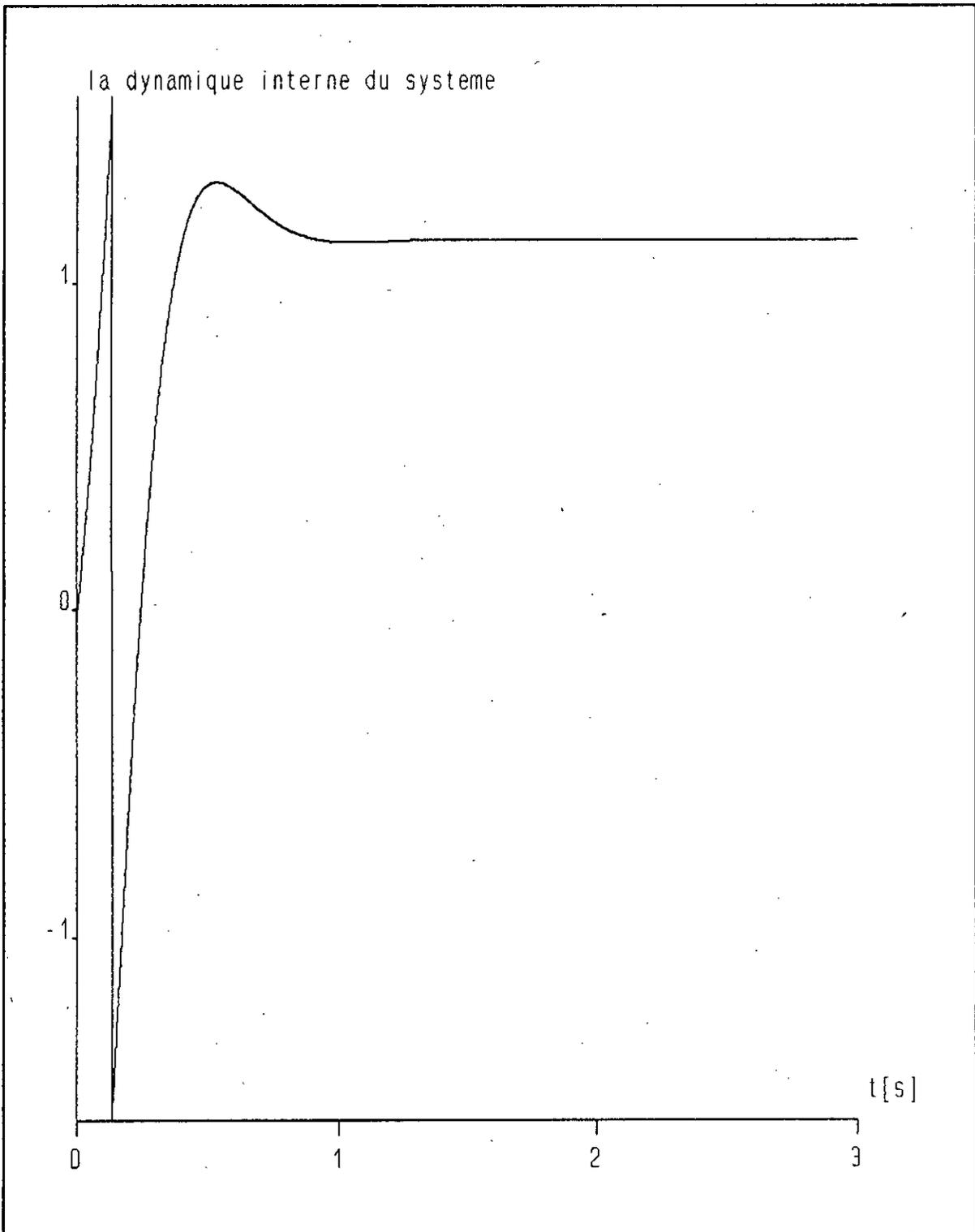


figure 4.3.10
la dynamique interne du systeme

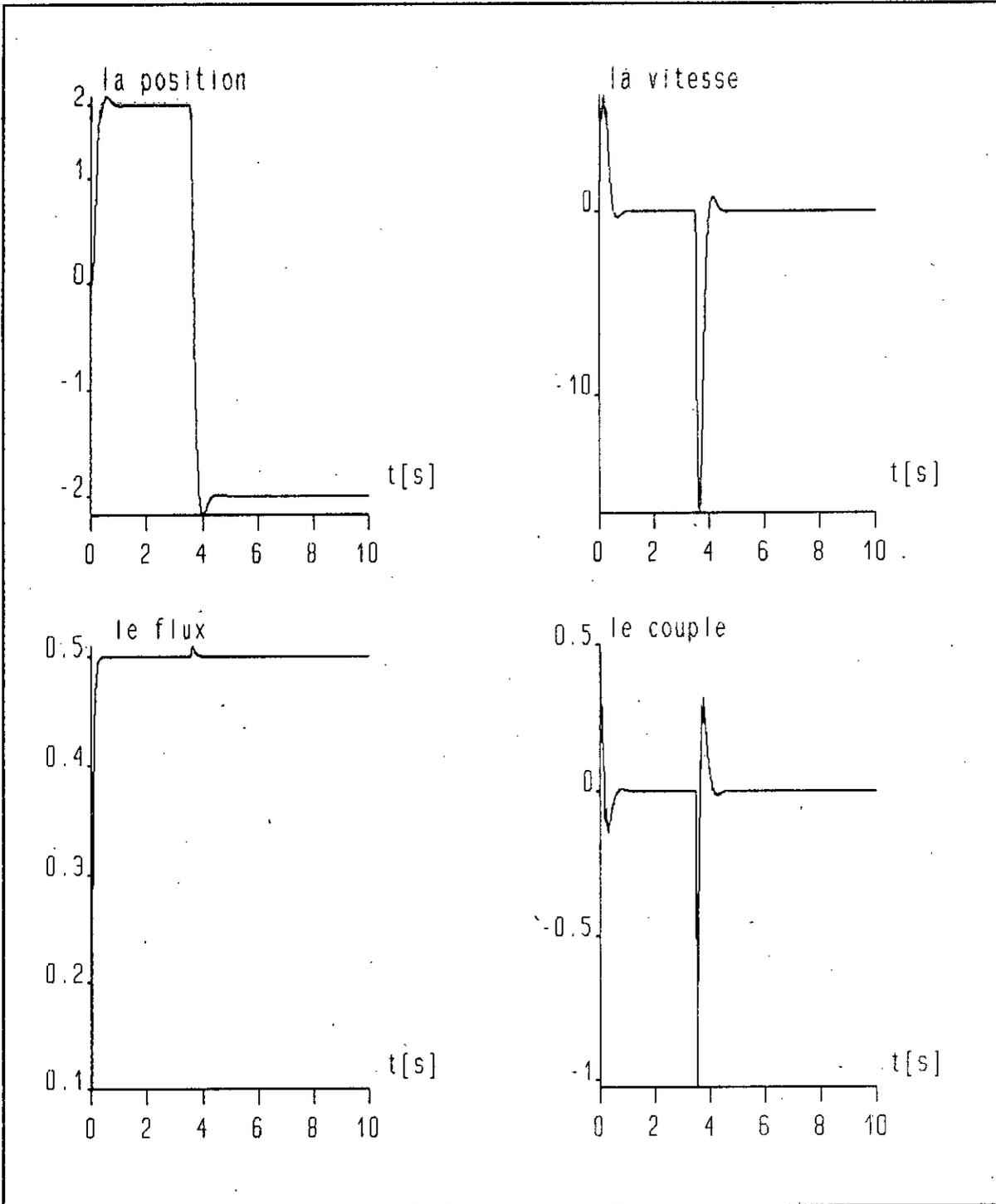


figure 4.3.11
 la position en creneau[-2,2][rad], la vitesse[tr/min]
 le couple electromagnetique[n.m]
 le flux rotorique[wb]
 fonctionnement a vide

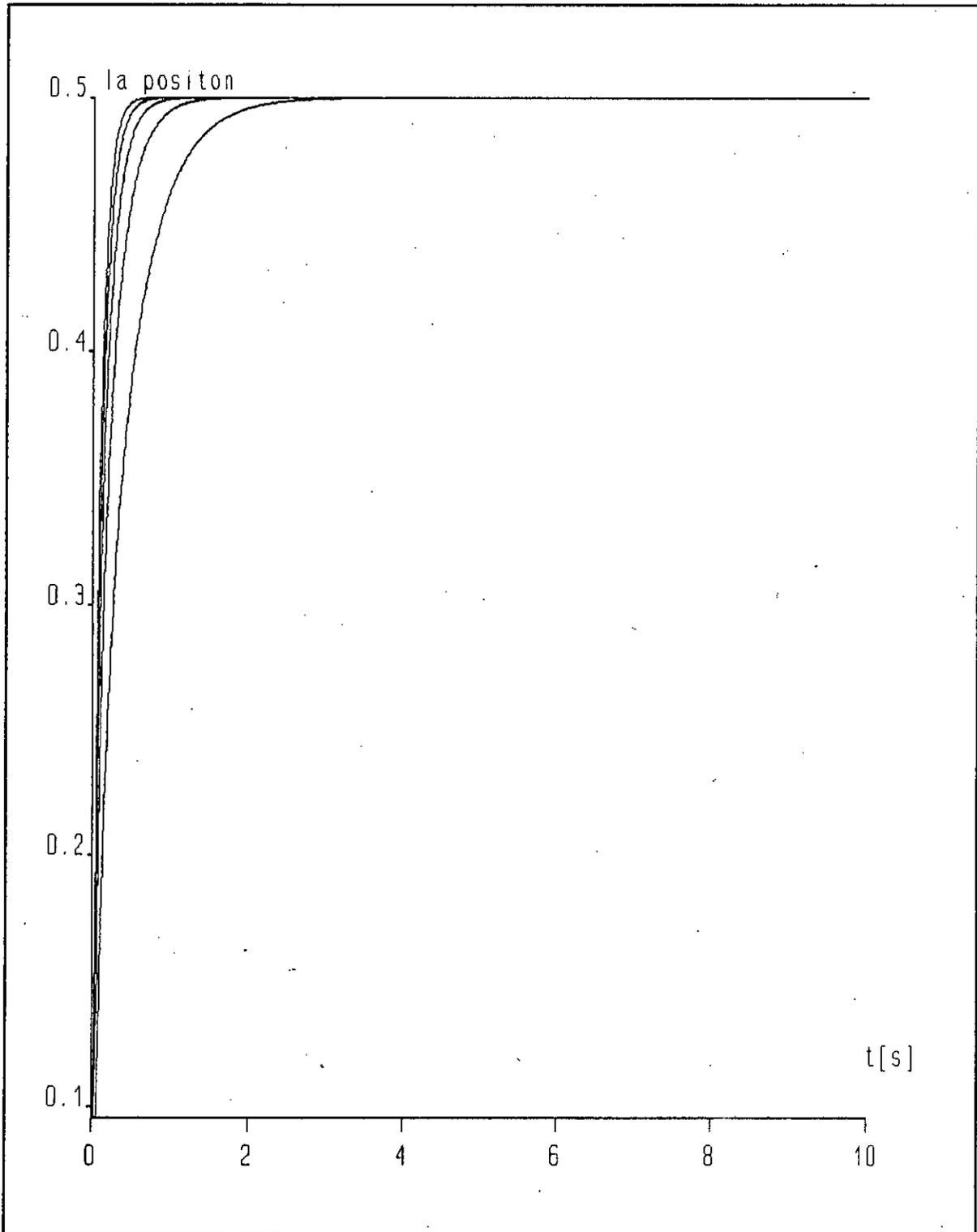


figure 4.3.12
Influence du placement de poles sur la position

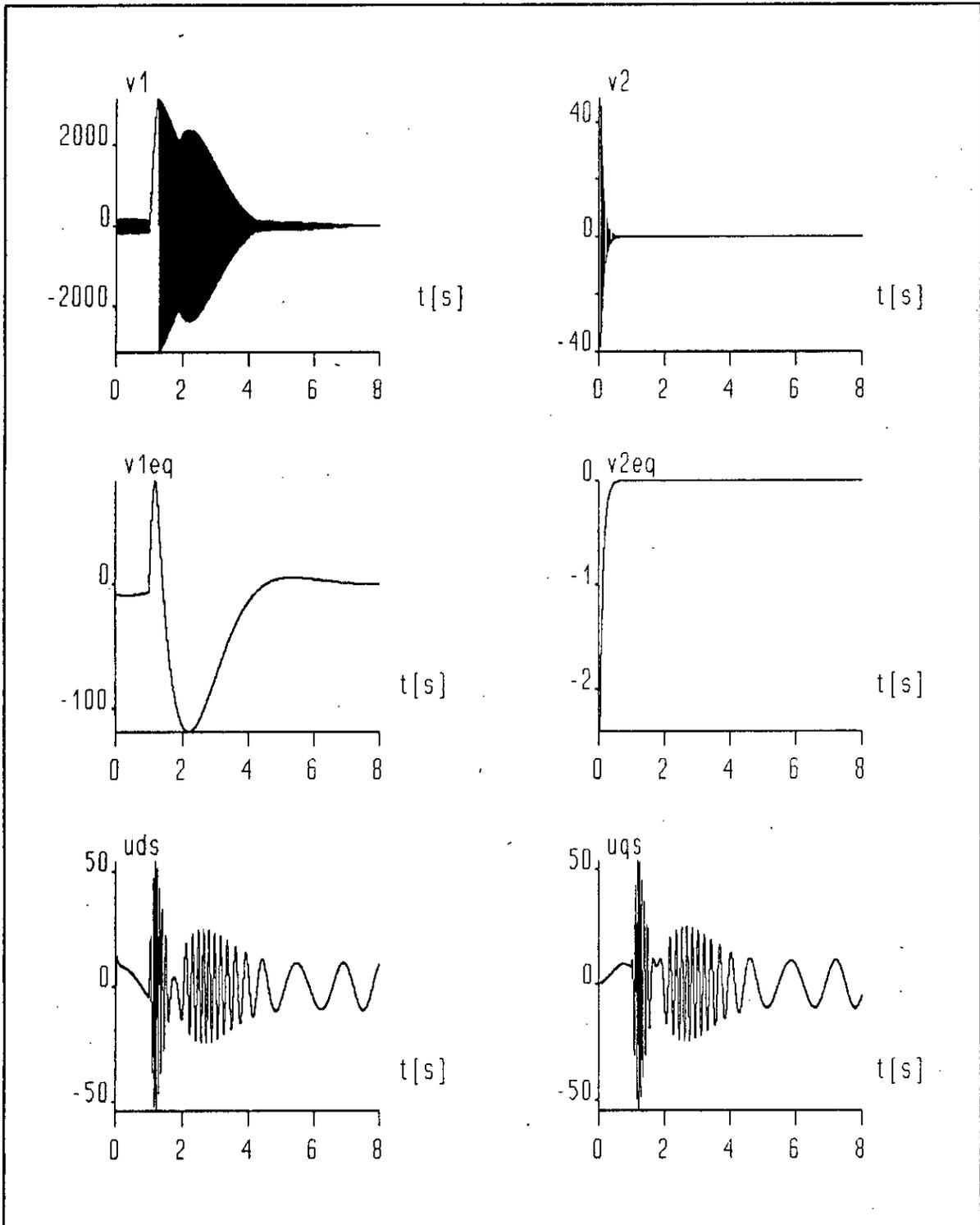


FIGURE 4.3.13
les commandes des sous blocs lineaires[v1,v2,v1eq,v2eq]
les commandes non lineaires Uds Uqs[v]
fonctionnement en charge

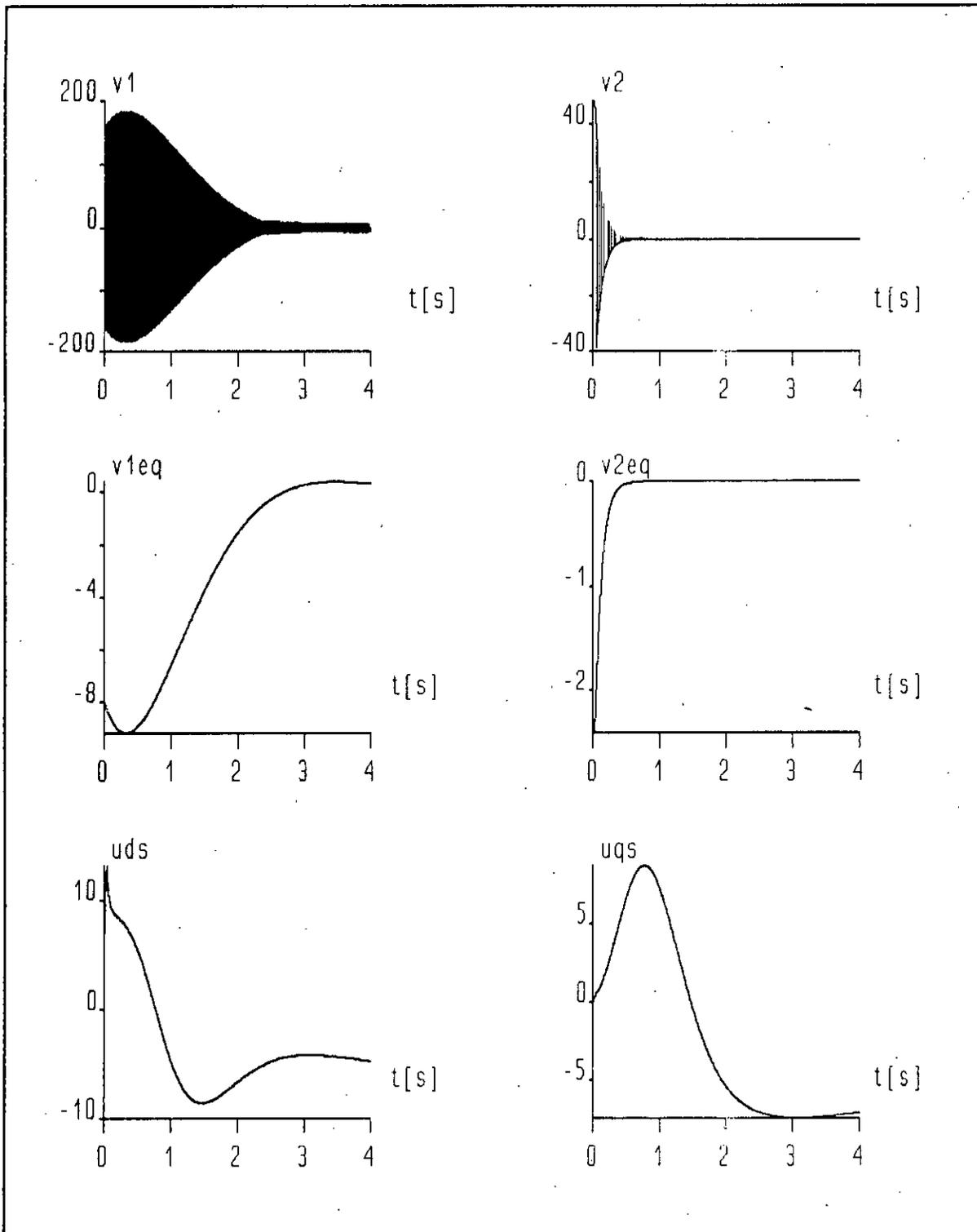


figure 4.3.14
 les commandes des systemes lineaires [v1,v2,v1eq,veq]
 les commandes non lineaires UDS,UQS[V]
 FONCTIONNEMENT A VIDE

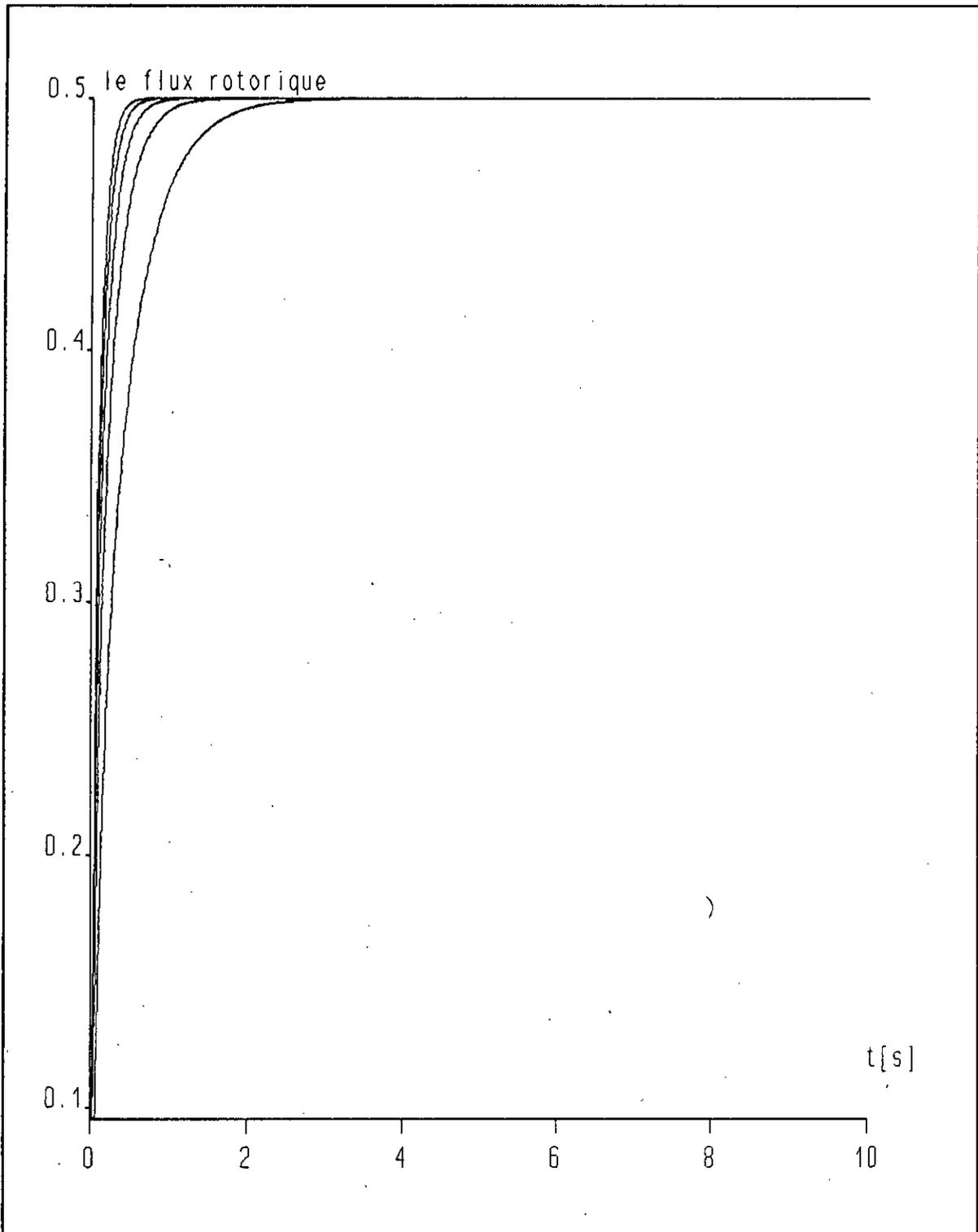


figure 4.3.15
le flux rotorique[wb] pour plusieurs placement de poles

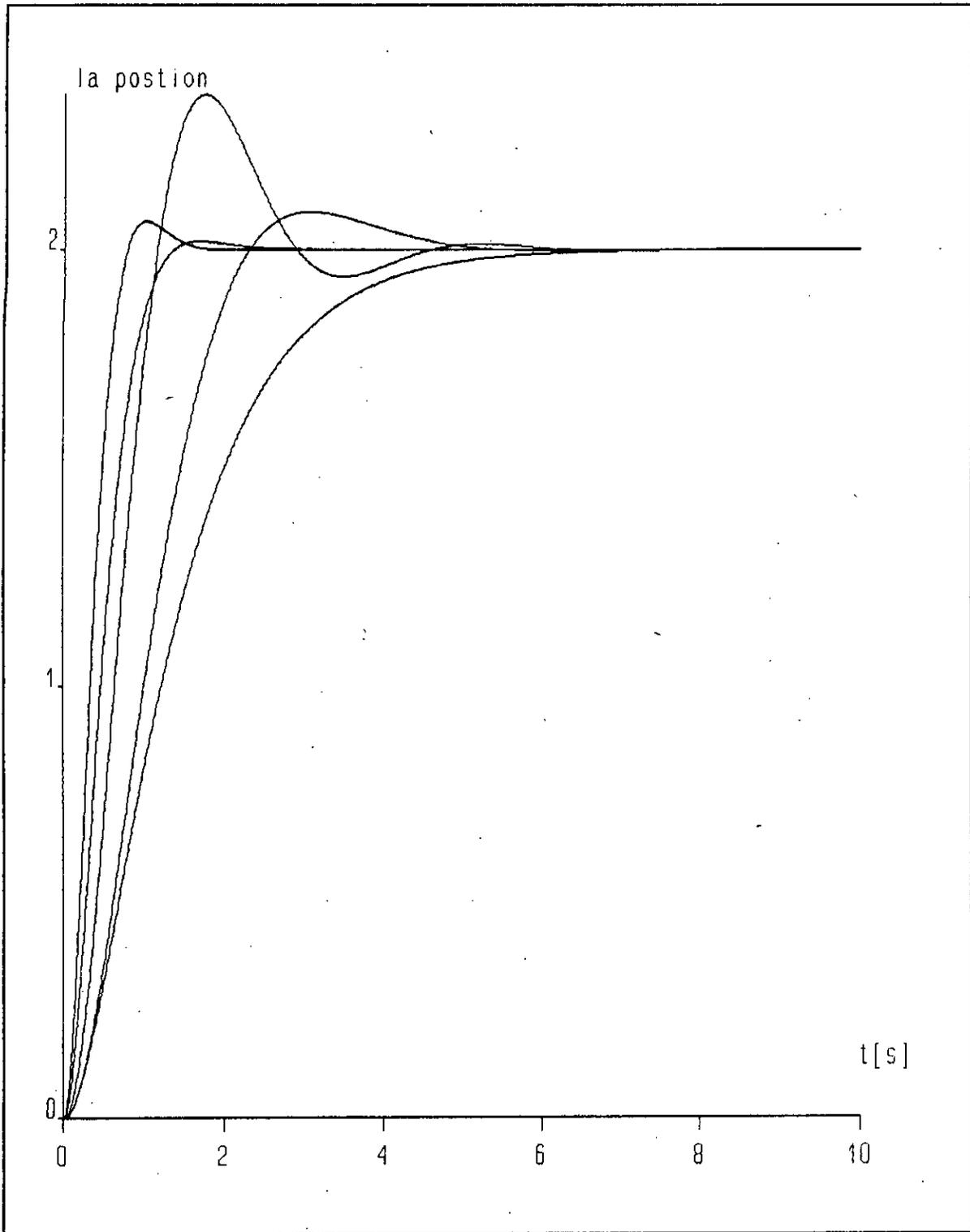


figure 4.3.16
la position pour plusieurs placements de poles

CONCLUSION GENERALE

Ce travail a été d'une part un enrichissement des applications sur la machine asynchrone et d'autre part une extensions des recherches entamées sur les modes glissants non linéaire .L'approche des modes glissants non linéaires sous l'angle de la géometrie différentielle a montré qu'elle est capable de résoudre le problème de la commande d'une machine asynchrone qui se prête très bien pour l'application de cette théorie vu l'appartenance de son modèle mathématique à la classe des systèmes concernés.

Les avantages de la linéarisation par retour d'état (linéarisation -découplage) ont facilités la manipulation des paramètres de la commande qu'on a déterminé à l'aide des techniques linéaires

puisque les deux systèmes étudiés sont découplés alors le glissement doit existé sur chaque surface et non pas sur l'intersection de celle ci

Le choix du degré des surfaces de glissement s'est fait d'une façon systématique en se basant sur la théorie des sorties auxiliaires développées par [3-4-6] contrairement à [11-12] et [13-14] qui ont choisi le degré des surfaces en se basant sur des considération purement physique

Ce mémoire a permis aussi une comparaison entre deux différentes modélisations de la machine asynchrone pour les quelles deux linéarisation l'une exacte et l'autre partielle par bouclage statique ont été faites .Les tests de la simulation ont démontrés que la dynamique des zéros n'a aucune influence sur les performances du système dans le cas où sa stabilité est garantie

donc le choix d'une modèle ou d'un autre dépend impérativement des objectifs et des performances exigées par le cahier de charge

Au vue des résultats obtenus, nous pouvons affirmer que le système présente une assez bonne robustesse par rapport aux variations de certains paramètres et surtout de la charge

le seule inconvénient rencontré lors de la simulation des deux modèles ,est la grande valeur

atteinte par le courant de ligne lors du démarrage du moteur .Donc il faut envisager d'introduire une limitation afin d'éviter toute détérioration de la machine ,

Ainsi ,on peut dire que la synthèses des modes glissants non linéaires n'est qu'un mariage entre la linéarisation par retour d'état et les modes glissants linéaires .

Les résultats obtenus dans ce memoire ne sont valables que pour les modèles dont la linéarisation est par bouclage statique ,il serait très intéressant de voir les résultat pour les systèmes ou la linéarisation n'est possible que par bouclage dynamique

Dans notre cas nous avons supposé la disponibilité des états pour la mesure.ce qui n'est pas réellement le cas,pour une étude plus rigoureuse il faut envisager une construction des observateurs non linéaires

ANNEXE

Les résultats de la simulation ont été obtenus pour une machine ayant les données numériques suivantes:

tension nominale=110V

puissance nominale=0.25 KW

vitesse nominale=1500 TR/min

$J=0.004 \text{ KG.m}^2$

$R_s=1.923$

$R_r=1.739$

$L_s=0.1157 \text{ H}$

$L_r=0.1134 \text{ H}$

$L_m=M=0.1126 \text{ H}$

$Q_m=0.5 \text{ WB}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] H. BUHLER "REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT"
PPR LAUSANNE(SUISSE) 1986
- [2] A. ISIDORI "NON LINEAR CONTROL SYSTEMS"
AN INTRODUCTION 2nd EDITION SPRINGER VERLAG
1989
- [3] H. SIRA-RAMIREZ "SLIDING REGIMES IN GENERAL
NON LINEAR SYSTEMS: A RELATIVE DEGREE
APPROACH" INT J CONTROL, 1989 VOL 50
N°44, PP. 1487-1506
- [4] H. SIRA-RAMIREZ "VARIABLE STRUCTURE CONTROL
OF NON LINEAR SYSTEMS". INT J. SYSTEMS
I, 1987, VOL. 18 N°9 PP. 1673-1689
- [5] H. SIRA-RAMIREZ "DIFFERENTIAL GEOMETRIC
METHODS IN VARIABLE STRUCTURE CONTROL" INT
J SYSTEM SCI 1988 VOL 15 N°14 PP 1359-1390
- [6] H. SIRA-RAMIREZ "STRUCTURE AT INFINITY, ZERO
DYNAMICS END NORMAL FORM OF SYSTEMS
UNDER GOING SLIDING MOTIONS" INT. J. SYSTEMS
SCI 1990 VOL 21, N°21 PP. 665-674
- [7] J. CHATELIN MACHINES ELECTRIQUES, TRAITE
D'ELECTRICITE DE L'EPFL VOL 10 EDITION GEORGIE
1983
- [8] J. CHIASSON, ATUL CHANDHARI "NON LINEAR
CONTROL FOR THE INDUCTION MOTORS" U.S.A 1992
- [9] N. PENTALOS "L'APPROCHE DE LA LINEARISATION
PAR BOUCLAGE" SUPELEC 1991

- [10] V.UTKIN "SLIDING MODES AND THEIR APPLICATIONS IN VARIABLES STRUCTURE SYSTEMS" MIR (MOSCOW)1978
- [11] V.UTKIN "SLIDING MODES IN PROBLEMS OF OPTIMISATION AND CONTROL" MOSCOW 1983
- [12] V.UTKIN "SLIDING MODE CONTROL DESIGN PRINCIPALS AND APPLICATIONS TO THE ELECTIC DRIVES"IEEE VOL 40 N°1 PP23-36 1993
- [13] A.SABANOVIC , D.ISOSIMOV"APPLICATION OF SLIDING MODES TO INTRODUCTION MOTOR CONTROL IEEE VOL 17 N°1 PP 41-49 1981
- [14] A.SABANOVIC,F.BILALOVIC "SLIDING MODE CONTROL OF AC DRIVES"IEEE VOL 25 N°1 PP70-77 1989
- [15] F.BOUDEJEMAA "COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT APPLICATION AUX CONVERTISSEURS ELECTRIQUES"THESE DE DOCTORAT, LAAS(CNRS) TOULOUSE MAI 1991
- [16] A.DELUCCA,G.ULIVI "DESIGN OF AN EXACT NON LINEAR CONTROLLER FOR INDUCTION MOTORS " IEEE.TRANS AUT CONT VOL. 34,N°12,PP 1304-1307 DECEMBER 1989
- [17] A.DELUCCA,G.ULIVI, FULL LINEARISATION OF INDUCTION MOTORS VIA NON LINEAIR STATE FEED BRECK, PROCEEDING OF THE 26th CONFERENCE ON DECISION AND CONTROL, LOS ANGELES, PP.1765-1770
- [18] A.DELUCCA, G.ULIYI, THE DESIGN OF LINEARIZING

- OUTPUTS FOR INDUCTION MOTORS, SYMPOSIUM ON
NON LINEAR CONTROL SYSTEME DESIGN
- [19] B.K.BOSE, POWER ELECTRONICS AND AC
DRIVES,PRENTICE -HALL,1986
- [20] A BOUDAUD T BOUKHOBZA "MODELISATION NON
LINEAIRE ET COMMANDE NEUROLINGUISTIQUE
ET PAR REGIME GLISSANT DE LA MACHINE
SYNCHRONE MONOVARIABLE"PROJET DE FN
D'ETUDE ENP JUIN 1993
- [21] M.DJEMAI SUR LES SYSTEMES NON LINEAIRES
"APPROCHE DE LA LINEARISATION PAR BOUCLAGE "
LAB DES SIGN ET SYST;, CNRS-SUPELEC. 1991/1992
- [22] M.DJEMAI "COMMANDE LINEARISANTE DES
SYSTEMES NON LINEAIRES REGULIEREMENT
PERTURBES: APPLICATION AU CONTROL D'UN
PVTOL", RAPORT DE DEA, CNRS -SAPELEC.
- [23] B.FERMANDES "CONTOL OF MULTIVARIABLE NON
LINEAR SYSTEMES BY THE SLIDING MODE
METHOD"INT J CONTROL VOL 46 N°3
PP-1019/1040 1987
- [24] RAYMOND A DECARLO"VARIABLE STRUCTURE
CONTROL OF NON LINEAR MULTIVARIBLE
SYSTEMES"IEEE VOL 761 N°3 1988
- [25] B ROBYNS "COMMANDE NUMERIQUE DES
MACHINES SYNCHRONE ET ASYNCHRONE"

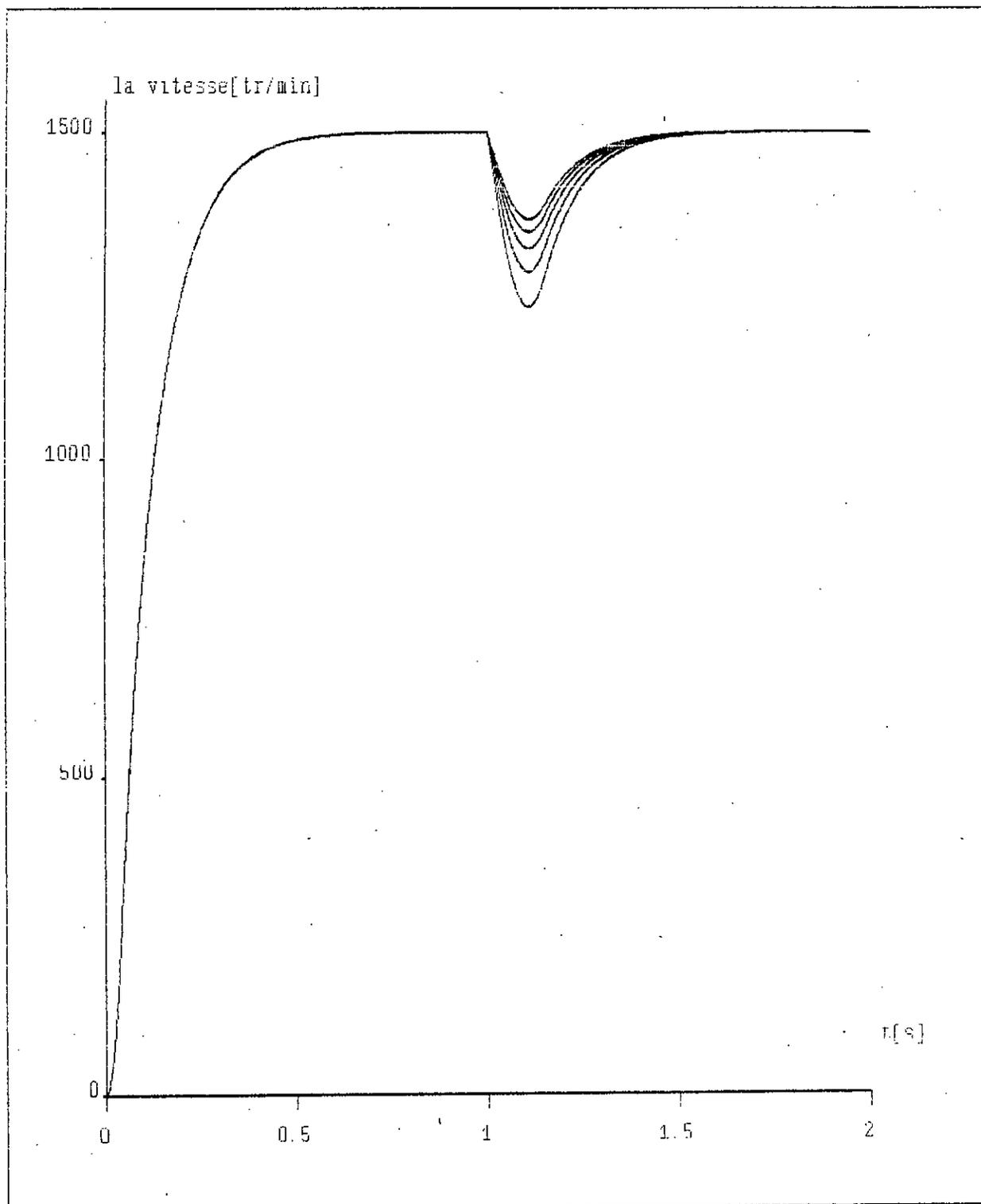


FIG 4.2.A1
INFLUENCE DE LA VARIATION
DU MOMENT D'INERTIE $J=\{20-40-60-80-100\}$
FONCTIONNEMENT EN CHARGE $C_r=[1.6]N.M$

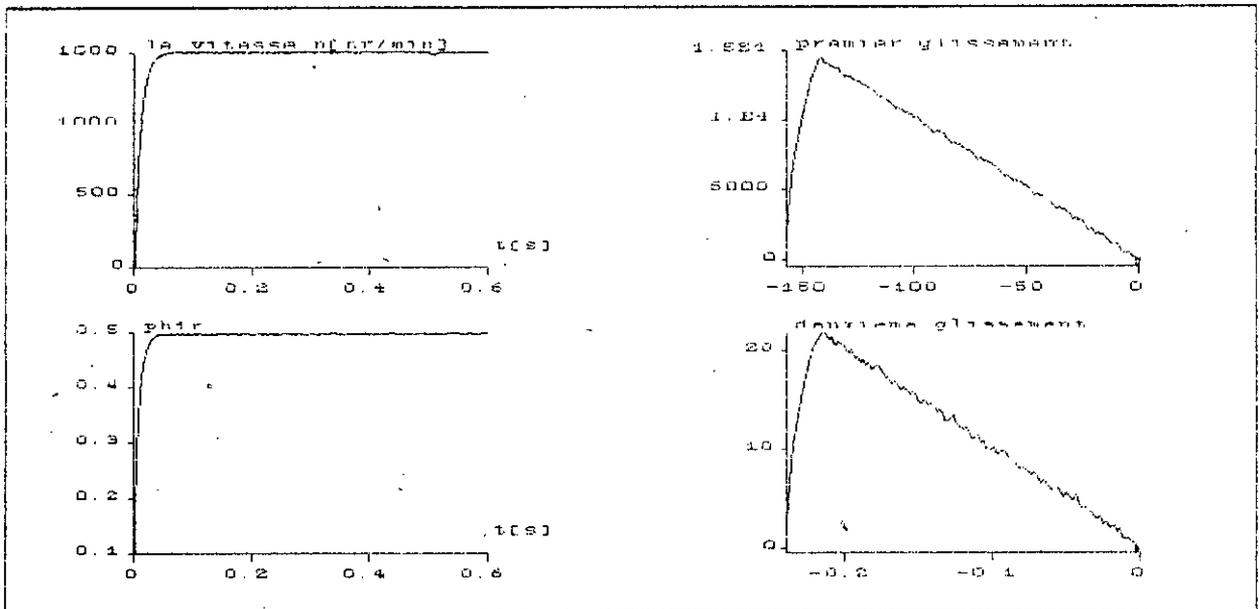


FIGURE 4.2.A
 INFLUENCE DE Rr 10%
 AVEC DES POLES C1=100 C2=100
 FONCTIONNEMENT EN CHARGE Cr=1.6[N.M]

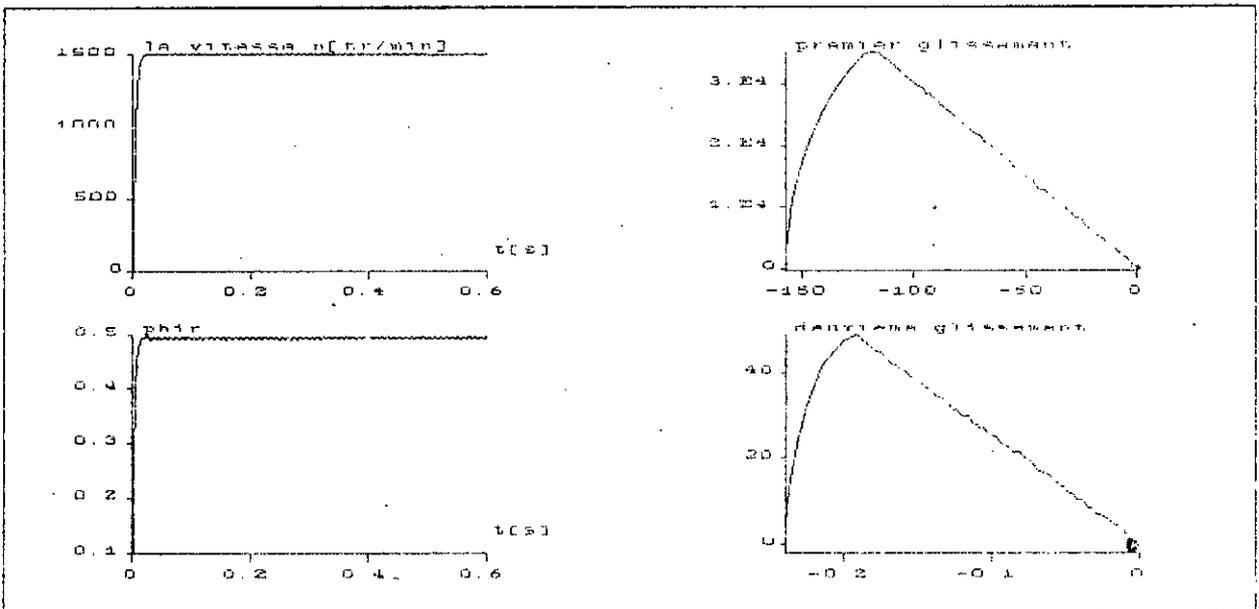


FIGURE 4.2.B
 INFLUENCE DE Rr 50% .
 AVEC UN PLACEMENT DE POLES C1=200, C2=250
 FONCTIONNEMENT EN CHARGE Cr=1.6[N.M]

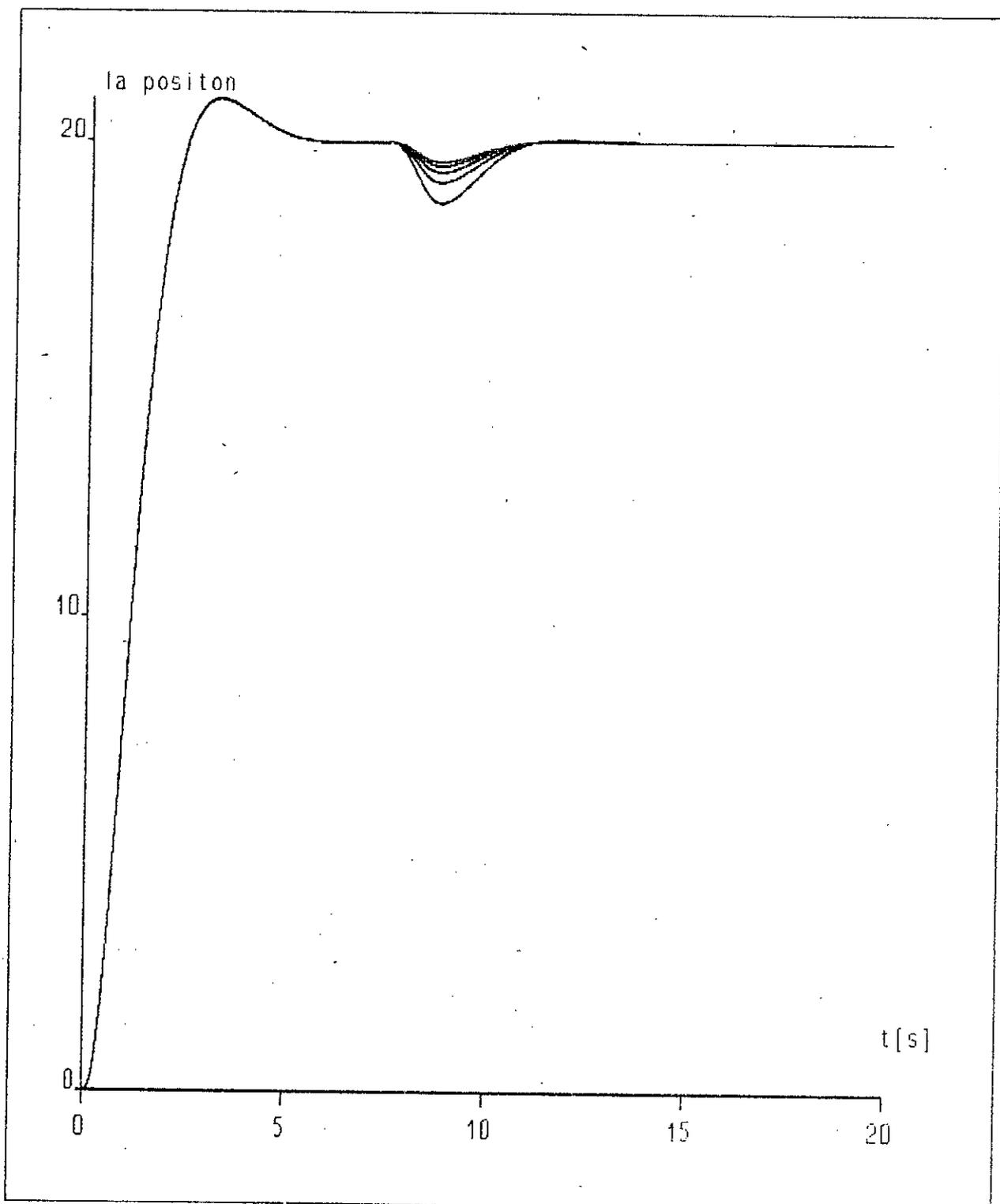


figure 4.3.a
influence du moment d'inertie(20,40,60,80,100%)

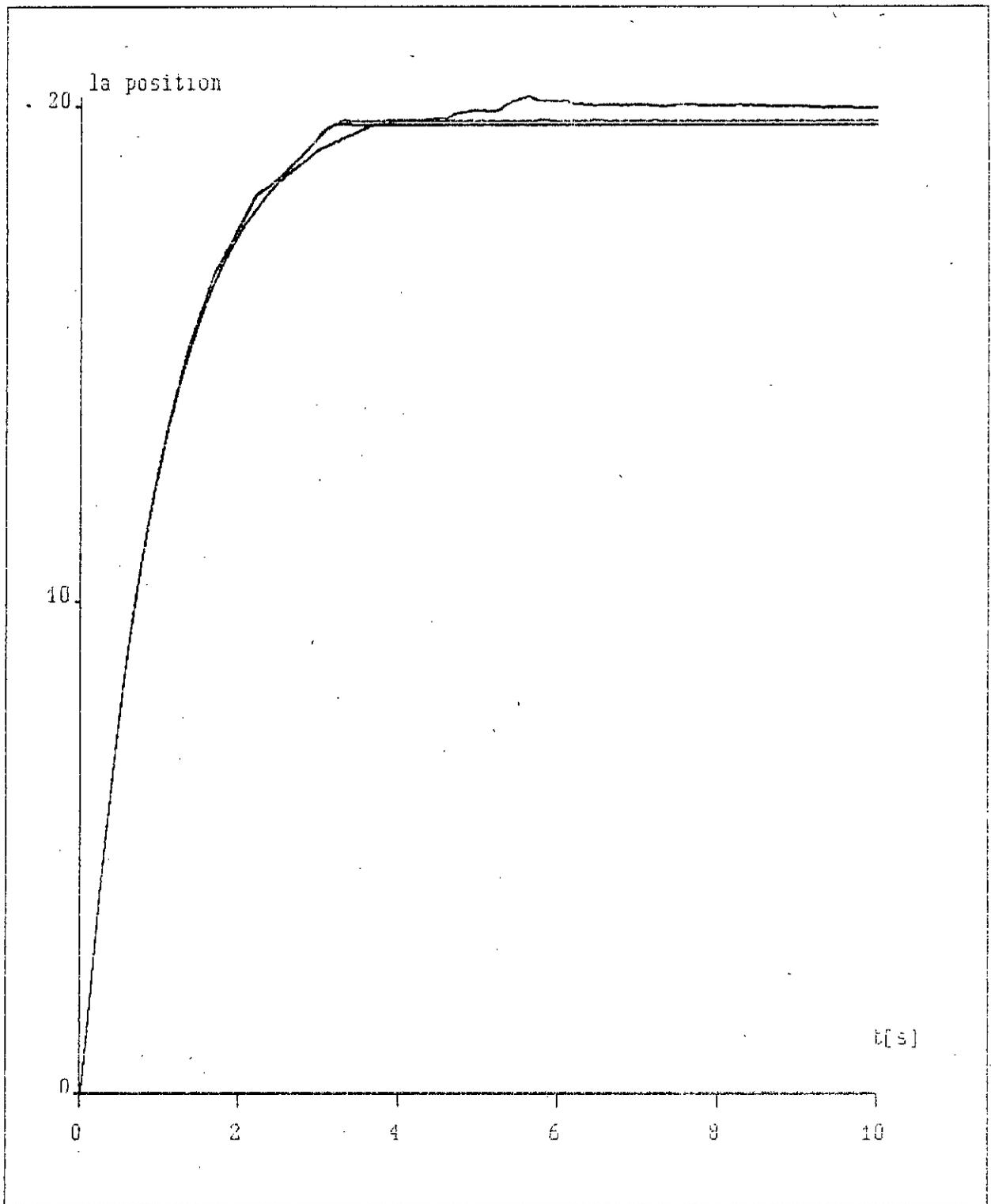


figure 4.3.b
influence de la resistance rotorique

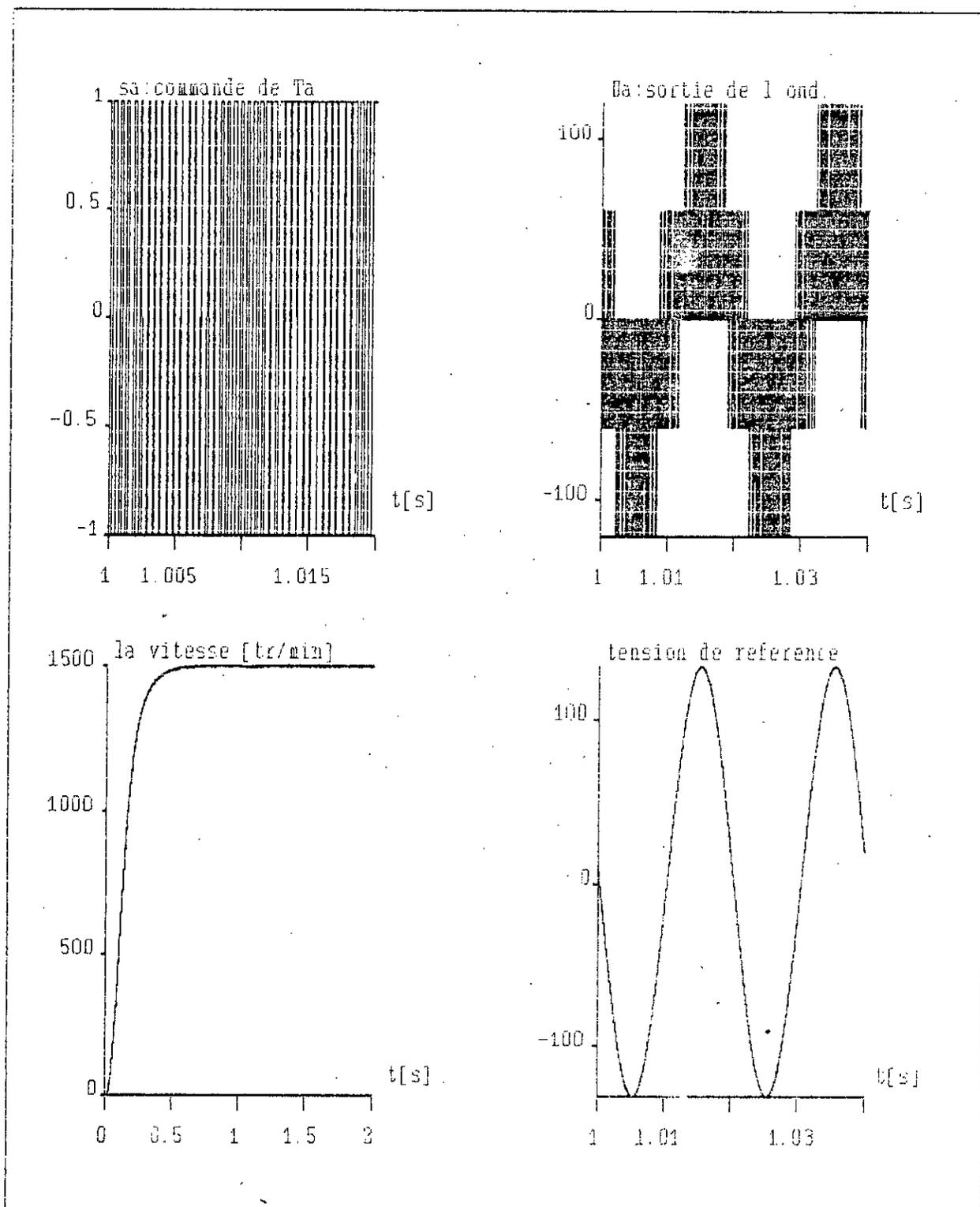


figure 2.3
 association onduleur-machine
 position de l'interrupteur sa; tension U_a à la sortie de l'onduleur;
 la vitesse de sortie (tr/min); tension de référence V_a

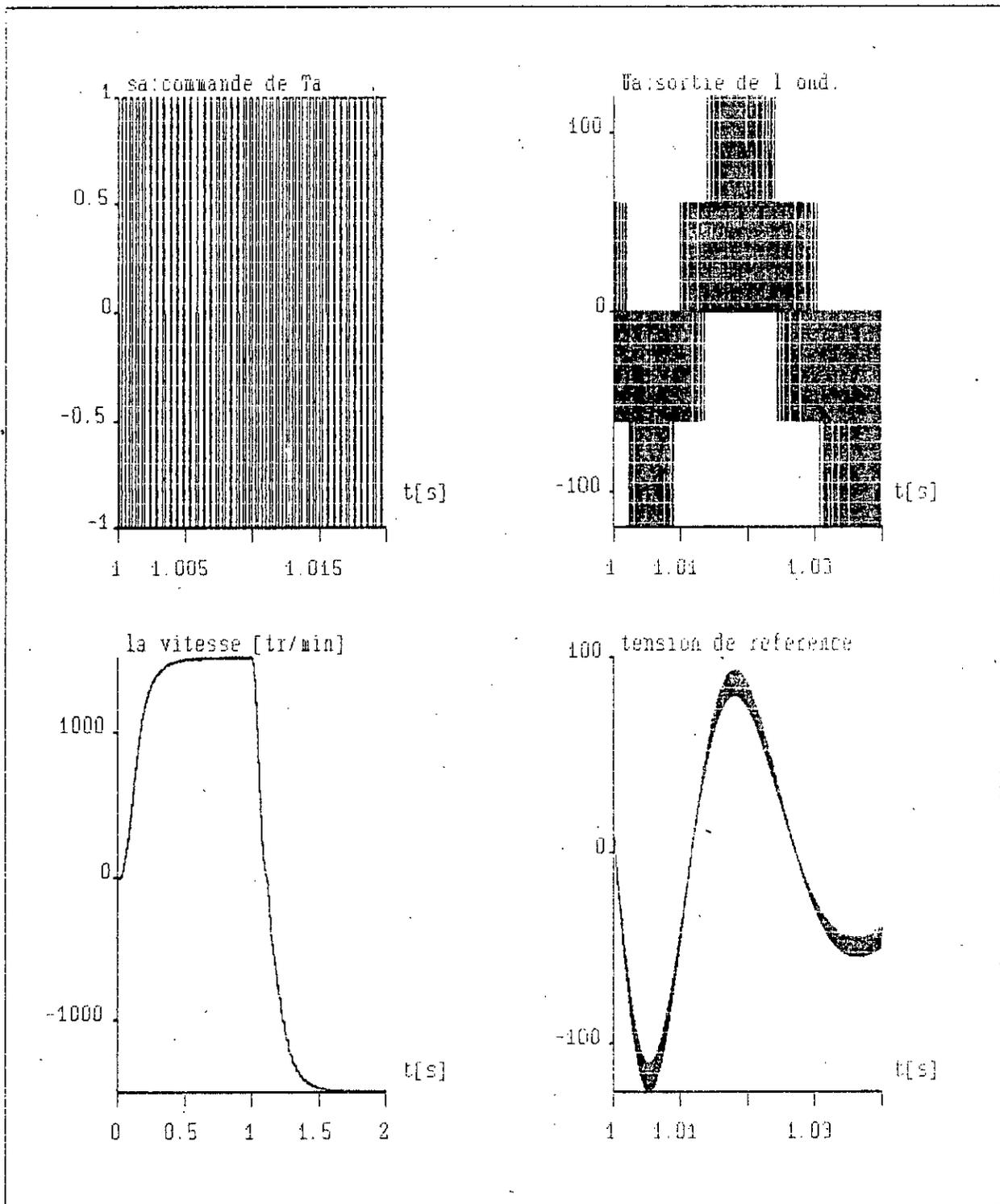


figure 2.4
 association onduleur- machine
 commande en vitesse creneau

- page (11) au lieu au moins des entrées = au moins l'une des entrées
- page (16) au lieu de canonique = canonique
- page (16) au lieu système linéarisé après 3 compléments \rightarrow système linéarisé
- page (18) au lieu de $\varepsilon(0) = \varepsilon'(0) = 0$
- page (19) au lieu de asymptotiquement = asymptotiquement
- page (23) au lieu de commande linéarisée = commande linéarisée
- page (25) au lieu de $R(x) = S(x)$
- page (30) au lieu de canonique de Brunovsky = canonique de Brunovsky
- page (34) au lieu de $x \in f(x) + g(x) \text{ CI} \Rightarrow \dot{x} = f(x) + g(x) \text{ CI}$
- page (35) au lieu de Uman Umasi
- page (38) au lieu de Boné Borné
- page (41) au lieu $\lim_{s \rightarrow \infty} \frac{1}{s} \frac{1}{s+6} = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{1}{s+6} \quad s > 0$
- page (44) au lieu de degré = degré
- page (44) au lieu de trajectoire de la B.F. = trajectoire d'état en B.F.
- page (49) au lieu de $\lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{1}{s} \frac{1}{s+6} = \lim_{s \rightarrow 0^+} \frac{1}{s+6} \quad s < 0$
- page (52) au lieu de $b_i = [0 \dots 0]^T = b_i = [0 \dots 1]^T$
- page (54) au lieu la commande de discontinu = la commande de discontinu
- page (55) au lieu de la synthèse = la synthèse
- page (55) au lieu différentielles = différentielles
- page (74) au lieu de couples = de couples
- page (74) au lieu de $h_e = de \text{ lie}$
- page (74) au lieu de J dans (2.45) = \mathbb{R}
- page (84) au lieu de $z_1 = y \Rightarrow z_1 = y_1$
- page (84) au lieu de $\dot{z}_2 = L^2 p h_1(x) + L_0 L p h_1(x) \Rightarrow \dot{z}_2 = L^2 h_1(x) + L_0 L p h_1(x) \text{ CI}$
- page (97) au lieu de associées \Rightarrow associées
- page (97) au lieu de dynamique = dynamique
- page (95) au lieu de premier = premier
- page (105) au lieu $v_2 = n_2 \text{ sign}(s_2 (y_2 - z_2)) \Rightarrow v_2 = n_2 \text{ sign}(y_2 - z_2)$

- page (102) au lieu $V_1 \Rightarrow V_{1eq}$
- page (106) au lieu $V_2 \Rightarrow V_{2eq}$
- page (110) au lieu $V_3 \Rightarrow V_{3eq}$
- page (112) au lieu $P_1(S) \Rightarrow P_1(P)$
- page (113) au lieu $P_1(S) \Rightarrow P_1(P)$
- page (115) au lieu $P_2(S) \Rightarrow P_2(P)$
- page (120) au lieu de fig (B..) \Rightarrow figure ci dessous
- page (123) au lieu $f_2 = K_1 / (C_2^2 - C_1 C_2) / z_2 \operatorname{sign}(S, z_2) \Rightarrow f_2 = K_1 / (C_2^2 - C_1 C_2) \operatorname{sign}(S, z_2)$
- page (124) au lieu le fonctionnement du en partant \Rightarrow le fonctionnement du moteur en partant
- page (134) au lieu de simulation \Rightarrow simulation
au lieu de paramètre paramètre = paramètre
- page (162) au lieu de le choisi d'une modèle = le choisi d'un modèle
- page (163) au lieu de linéarisation = linéarisation
- annexe au lieu de $R_5 = 1,923 \Rightarrow R_5 = 1,923 \Omega$
au lieu de $R_{r2} = 1,739 \Rightarrow R_{r2} = 1,739 \Omega$
- page 138 Revoir la nouvelle courbe [courant de ligne] complètement
- page 151 Revoir la nouvelle figure complètement
- page 153 " " " " " "
- page 124 bis réglage dynamique des zéros en changeant
réglage de position voir complètement