

1/95

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

H. Harrach

Département : Génie Electrique

*Mémoire pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en
Automatisme*

Thème :

**COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT
DE LA M.A.S BASEE SUR LA FORME
NORMALE ET INFLUENCES DES
TECHNIQUES DE MODULATION**

Proposé par :

M^r F. BOUDJEMAA

M^r M.S. BOUCHRIF

M^r H. CHEKIREB

Suivi par :

M^r F. BOUDJEMAA

M^r H. CHEKIREB

Etudié par :

M^r Y. ABDELLOUCHE

M^r T. GUETTACHE

PROMOTION 95

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département : Génie Electrique

*Mémoire pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en
Automatisme*

Thème :

**COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT
DE LA M.A.S BASEE SUR LA FORME
NORMALE ET INFLUENCES DES
TECHNIQUES DE MODULATION**

Proposé par :

M^r F. BOUDJEMAA

M^r M.S. BOUCHRIT

M^r H. CHEKIREB

Suivi par :

M^r F. BOUDJEMAA

M^r H. CHEKIREB

Étudié par :

M^r Y. ABDELLOUCHE

M^r T. GUETTACHE

PROMOTION 95

REMERCIEMENT



Nous tenons d'abord à remercier profondément Mr F. BOUDJEMAA et Mr H. CHEKIREB qui ont suivis en permanence l'évolution de notre travail , ne ménageant pour cela ni leurs temps , ni leurs conseils pour nous diriger et nous orienter .

Que Mr M.S. BOUCHRIT , soit remercié pour l'aide qu'il nous apporté .

Nous exprimons toute notre gratitude à l'ENS , en la personne de Mr M. KHEAT et Mr SAID pour leur accueil au sein du centre de calcul de l'ENS .

Sans oublier nos remerciements à tous ceux qui ont contribué à notre formation et apporté l'aide nécessaire pendant nos années d'études et collaboré de loin ou de près à la réalisation de ce projet et pour leur soutien moral .

Dédicace :

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

- A la mémoire de mon père et mon frère .
Boubekeur .
- A ma mère .
- A mes frères et sœurs .
- A tous mes amis .

Y. Adellouch

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Dédicace :

- * A ma chère mère .
- * A mon chér père .
- * A mes frères et sœurs .
- * A ma grande famille .
- * A tous mes amis .

Je dédie ce modeste travail.

Toufik

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE.....	
<u>CHAPITRE 1</u> MODELISATION EN VUE DE LA COMMANDE	
1.1 Théorie de la machine asynchrone généralisée.....	3
1.2 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	5
<u>CHAPITRE 2</u> THEORIE DE BOUCLAGE NON LINEAIRE ET COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT	
2.1 Théorie de bouclage non linéaire.....	13
2.2 Théorie de la commande par mode de glissement.....	25
<u>CHAPITRE 3</u> COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT VIA UNE LINEARISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT	
3.1 Objectif de la commande.....	35
3.2 Linéarisation exacte et découplage E/S.....	35
3.3 Commande par mode de glissement.....	40
3.4 Résultats de la simulation.....	42
<u>CHAPITRE 4</u> COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT VIA UNE LINEARISATION PARTIELLE	
4.1 Objectif de la commande.....	51
4.2 Linéarisation partielle et découplage E/S.....	51
4.3 Commande par mode de glissement.....	56
4.4 Résultats de la simulation.....	59
<u>CHAPITRE 5</u> ASSOCIATION CONVERTISSEUR STATIQUE - MACHINE ASYNCHRONE	
5.1 Modélisation de l'onduleur de tension commandé en mode MLI.....	66
5.2 Stratégie DELTA (à hystérésis).....	68
5.3 Résultats de la simulation.....	
5.4 La triangulo-sinusoidale.....	82
5.5 Résultats de la simulation.....	85
CONCLUSION GENERALE.....	96
BIBLIOGRAPHIE	

NOTATIONS



- a, b, c : Indices correspondants aux trois phases , "a" , "b" , "c" .
- s, r : Indices correspondants aux stator et au rotor .
- d, q : Axes correspondant au référentiel lié au chap tournant .
- P : Variables de LAPLACE .
- L_s, L_r : Inductances cycliques statorique et rotorique par phase .
- L_m : Inductance mutuelle propre .
- R_s, R_r : Résistance d'enroulement statorique et rotorique par phase .
- T_s, T_r : Constantes de champ statorique et rotorique
($T_s = L_r / R_s$, $T_r = L_r / R_r$)
- σ : Coefficient de fuite total ($\sigma = 1 - (L_m^2 / L_s , L_r)$)
- p : Nombre de paire de pôles
- C_{em} : Couple électromagnétique
- C_r : Couple résistant
- j : Moment d'inertie de la partie tournante
- θ_s, θ_r : Angles électriques statorique et rotorique
- θ_{sl} : Angle de glissement.
- ω_s, ω_r : Vitesse angulaire électrique et rotorique
- Ω_r : Vitesse mécanique
- Φ_{dr}, Φ_{qr} : Flux rotorique dans l'espace de Park
- i_{ds}, i_{qs} : Courant rotorique dans l'espace de Park

Les autres symboles utilisés sont définis dans le texte .

INTRODUCTION GENERALE :

L'électronique de puissance met à disposition des organes de commandes qui possèdent un comportement discontinu à deux position avec une commutation rapide d'une position à l'autre . Il s'agit du variateur de courant continu comme organe de commande multi variable .

Il est plus judicieux d'appliquer des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes de commande . Il s'agit de systèmes de réglage à Structure Variable , fonctionnant en mode de glissement .

La théorie des systèmes à structure variable (SSV) et les modes glissant (MG) associés (en anglais Sliding Mode) [١٥] , est une technique de commande non linéaire . Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande au passage par une surface de commutation . Tout repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement .

L'idée des systèmes à structure variable a jailli à l'issue des travaux du mathématicien soviétique A.G. FILLIPOU sur les équations différentielles à second membre discontinu . La théorie des systèmes à structure variable a été étudiée et développée exclusivement en ex-URSS dans les années Soixante [١٥] , [٩] , par la suite , de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs , soit pour compléter l'étude théorique , soit pour l'appliquer aux systèmes physiques .

Les concepts de la géométrie différentielle ont été dès le début des années 80 utilisés dans le but de linéariser des systèmes non linéaires , ce qui permet par la suite l'application des techniques faciles à implémenter , parmi lesquelles , la commande par mode de glissement vue sous l'angle de la géométrie différentielle [6] , [7] , [8] .

L'objectif principal de ce mémoire est de présenter la Théorie de Réglage par mode de glissement vue sous l'angle de la géométrie différentielle et sa validation pour des modèles jugés fortement non linéaires du moteur asynchrone

(M.A.S) , ça d'une part , d'autre part essayer de trouver des structures de commandes bien adaptées pour son implémentation réel , dans notre cas à l'association des convertisseurs statiques .

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la M.A.S , où nous présentons sa structure généralisée ainsi que son modèle dans l'espace biphasé de Park où l'expression des équations électriques , magnétiques et mécaniques sont données pour un référentiel lié au champ tournant .

Le chapitre deux , est consacré à l'évolution de la Théorie de bouclage linéarisant , ainsi que les modes glissant (MG) , où nous présentons les notions générales de la linéarisation Entrée / Sortie des systèmes non linéaires de la forme $\dot{x} = f(x) + g(x)u$, la forme normale , le degré relatif ainsi que la commande à structure variable dans la base normale de BRUNOWSKY [5] .

Le troisième et le quatrième chapitre , présentent l'application directe de la commande par mode de glissement synthétisé dans la base normale aux deux modèles de la M.A.S , le premier est exactement linéarisable et le second partiellement linéarisable .

Le chapitre cinq est considéré comme la synthèse de ce qui a été présenté dans les chapitres antérieurs , où nous avons abordé le problème de l'implémentation pratique de la commande par mode de glissement , par l'association de l'onduleur de tension aux deux modèles de la M.A.S , où nous avons présenté deux techniques différentes pour la commande de convertisseur statique , l'une se base sur l'imposition des courants de la M.A.S - à travers des courants de références - est appelée à hystérisis , l'autre consiste à imposer les tensions de commande en module et en fréquence appelée le triangulo-sinusoidal . Enfin , une étude comparative entre les deux techniques termine le travail .

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA M.A.S EN VUE DE LA COMMANDE

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA M.A.S EN VUE DE LA COMMANDE

Aborder la commande des machines électriques nécessite une modélisation adaptée au langage de l'automaticien .

Cependant , l'étape de la modélisation est un passage inévitable pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés au besoins et exigences industriel .

La M.A.S présente un certain nombre d'avantage par rapport aux autres machines :

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

D'autre part elle présente un grand défi de commande vue :

- La non linéarité du modèle dynamique du système,
- Flux rotorique généralement non mesurable,
- Variation des paramètres en fonction de la température , ce qui entraîne une perturbation de la dynamique du système

A cet effet , nous avons pris comme point de départ la machine généralisée et les équation d'états associées , puis nous avons présenté une modélisation adaptée à la commande en tension .

I. 2 - THEORIE DE LA MACHINE GENERALISEE :

I. 2. 1 - Principe :

Dans la structure magnétique représentant la machine , la saturation , les pertes fer , l'effet pelliculaire et les effets thermiques sont négligés en première approximation [1] , [2] , [15] .

La machine généralisée (schéma I . 1) sera représentée par deux ensembles d'enroulements deux à deux en quadrature , un d'entre eux sera fixé tandis que le second tourne à la vitesse rotorique ω_r .

D'une manière générale , nous supposons qu'un observateur fixe mesure les quatre forces électromotrices aux bornes d'enroulements parcourus par des courants d'où l'équation matricielle (1 . 1) d'écrire le phénomène .

$$e = z . i \dots\dots\dots (1 . 1)$$

z : matrice opérationnelle de la structure magnétique considéré

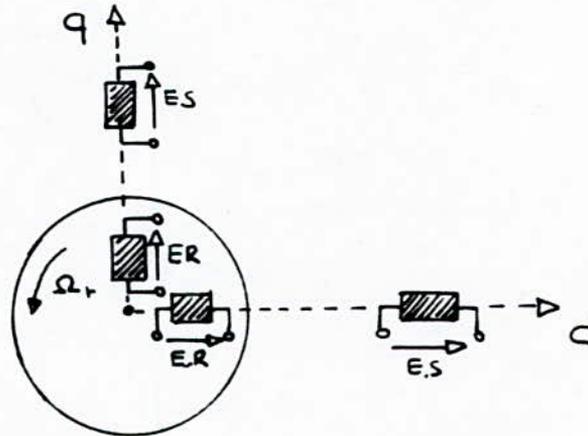


Schéma (1 . 1) : Représentation d'une machine généralisée

I . 2 . 2 - Mise en Equation :

L'équation de la machine généralisée [1] peut être représenté sous la forme matricielle suivante :

$$e = R . i + \frac{d\phi}{dt} + \omega_r . \psi \dots\dots\dots (1 . 2)$$

avec :

e : la tension appliquée .

i : le courant qui traverse les enroulements

ϕ : le flux produit par le courant qui traverse les enroulements fixes .

ψ : le flux produit par le courant qui traverse les enroulements mobiles .

ω_r : vitesse de rotation électrique des enroulements rotoriques .

Pour la formulation des puissances en multipliant par i^T l'équation (1 . 2) nous aurons :

$$i^t . e = i^t . R . i + i^t . \frac{d\phi}{dt} + \omega_r . i^t . \psi \dots\dots\dots (1 . 3)$$

avec : $i^T . e$: puissance instantanée à l'entrée de la machine

$i^T . R . i$: perte joule .

$i^t . \frac{d\phi}{dt}$: variation d'énergie magnétique stockée dans la machine .

$\omega_r . i^t . \psi$: puissance mécanique de sortie .

R : matrice diagonale contenant toutes les résistances des enroulements de la machine

$$\phi = L . i \dots\dots\dots (1 . 4)$$

$$\text{tel que : } L = L_s + L_r \dots\dots\dots (1 . 5)$$

$$\text{et : } \psi = G . i \dots\dots\dots (1 . 6)$$

où G est appelée matrice couple .

Par définition , la valeur du couple électromagnétique provient de la puissance mécanique de sortie et de son quotient par ω_r :

$$T_e = i^T . G . i^T \dots\dots\dots (1 . 7)$$

Nous avons donc les équations dynamiques de la machine généralisée sous la forme matricielle :

* Equation électrique :

$$e = R . i + L . \frac{di}{dt} + \omega_r . G . i \dots\dots\dots (1 . 8)$$

* Equation mécanique :

$$T_e = i^T . G . i^T \dots\dots\dots (1 . 9)$$

I . 3 - MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

TRIPHASEE :

La machine asynchrone dont nous allons étudié la mise en équation correspond à la structure de principe représentée par le schéma (I . 2) dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation , dans l'hypothèse bipolaire .

Il sera possible de passer à une machine 2P-polaire par transformation convenable de l'équation du couple .

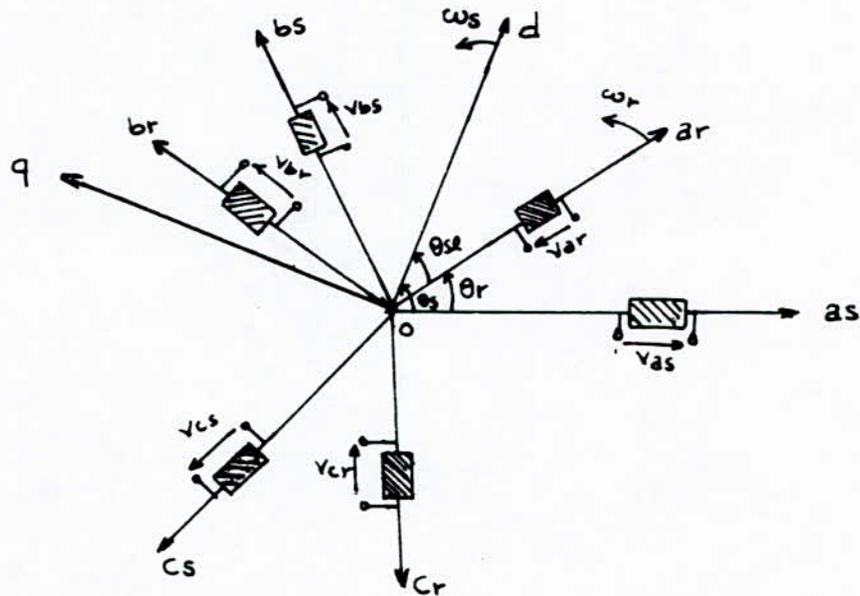


Schéma (I-2) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

Les armatures magnétiques du stator et de rotor sont tous deux cylindriques donc séparées par un entrefer constant et munies chacune d'un enroulement triphasé .

Nous avons les définitions angulaires suivantes , dans le sens trigometrique :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 (Oas, Od) = \theta_s \\
 (Obs, Od) = \theta_s - \frac{2\pi}{3} \\
 (Ocs, Od) = \theta_s - \frac{4\pi}{3} \\
 (Oar, Od) = \theta_{se} \dots\dots\dots (1.10) \\
 (Obr, Od) = \theta_{se} - \frac{2\pi}{3} \\
 (Ocr, Od) = \theta_{se} - \frac{4\pi}{3} \\
 (Od, Oq) = \frac{\pi}{2}
 \end{array} \right.$$

Les trois enroulement de phase du stator "as", "bs" et "cs" sont représentés schématiquement au droit de leurs axes magnétiques respectifs, ainsi que les trois enroulement du rotor "ar", "br" et "cr".

La vitesse angulaire ω_r est obtenue par :

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - \frac{d\theta_{se}}{dt} \dots\dots\dots (1.11)$$

I.3.2 - Equations Electriques :

Les six enroulement (statorique, rotorique) schéma (I.2) obéissent aux équations électriques suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.12)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.13)$$

I.3.3 - Equations Magnétiques :

Les hypothèses que nous avons présentées dans l'introduction de ce chapitre conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants à partir des notions suivantes :

- Las : inductance propre d'une phase du stator.
- Mas : inductance mutuelle entre deux phases du stator
- Lar : inductance propre d'une phase du rotor
- Mar : inductance mutuelle entre deux phases du rotor
- Mrs : inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Las & Mas & Mas & Mrs.\cos\theta & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ Mas & Las & Mas & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & Mrs.\cos\theta & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ Mas & Mas & Las & Mrs.\cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & Mrs.\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & Mrs.\cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{Mrs.} \cos \theta & \text{Mrs.} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{Mrs.} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \text{Las} & \text{Mar} & \text{Mar} \\ \text{Mrs.} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \text{Mrs.} \cos \theta & \text{Mrs.} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{Mar} & \text{Lar} & \text{Mar} \\ \text{Mrs.} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \text{Mrs.} \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \text{Mrs.} \cos \theta & \text{Mar} & \text{Mar} & \text{Las} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \\ i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

..... (1 . 14)

I . 3 . 4 - Equation de la Machine Biphasee Equivalente :

Les equations ainsi obtenue sont a coefficients variable $\theta = f (t)$, donc leur manipulations est tres difficile (delicate) d'où il est necessaire de trouver un modele mathematique equivalent au modele reel ou les coefficients sont constant . Pour cela on introduit la transformation de park normalisee qui est obtenue a l'aide de la matrice A suivante :

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos (\theta) & \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos (\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ - \sin (\theta) & - \sin (\theta - \frac{2\pi}{3}) & - \sin (\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1 . 15)$$

Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ a été choisi pour donner une expression invariante du couple électromagnétique à partir de la propriété : $A^{-1} = A^t$

Le changement de variables relatif aux courants , aux tensions et aux flux est défini par la transformation (1 . 15)

Le changement de variables relatif aux courants , aux tensions et aux flux est défini par la transformation (1 . 15)

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1 . 16)$$

avec :

X : grandeur physique (tension , courant ou flux)

o : indice de l'axe homopolaire

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisee à pour expression :

$$A^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.17)$$

d'ou les transformations inverses des variables :

$$\begin{bmatrix} Xa \\ Xb \\ Xc \end{bmatrix} = A^{-1} \begin{bmatrix} Xd \\ Xq \\ Xo \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.18)$$

X : grandeur physique (tension , courant ou flux) .

La transformation de PARK normalisée consiste à appliquer aux courants , tensions et flux , ou changement de variables faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les axes "d" et "q" .

Les équations (1.12) , (1.13) et (1.14) donnent alors lieu au système suivant :

$$\begin{bmatrix} Uds \\ Uqs \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs & 0 \\ 0 & Rs \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ids \\ iqs \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi ds \\ \Phi qs \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi ds \\ \Phi qs \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.19)$$

$$\begin{bmatrix} Udr \\ Uqr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rr & 0 \\ 0 & Rr \end{bmatrix} \begin{bmatrix} idr \\ iqr \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi dr \\ \Phi qr \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{se} \\ \omega_{se} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi dr \\ \Phi qr \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.20)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi ds \\ \Phi dr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} ids \\ idr \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.21)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi qs \\ \Phi qr \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} iqs \\ iqr \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1.22)$$

On posant :

$L_s = L_{as} - M_{as}$: inductance propre cyclique du stator

$L_r = L_{ar} - M_{ar}$: inductance propre cyclique du rotor

$L_m = M_{rs}$: inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

l'isotropie de la machine asynchrone fait que les systèmes (1 . 21) et (1 . 22) ont les mêmes coefficients .

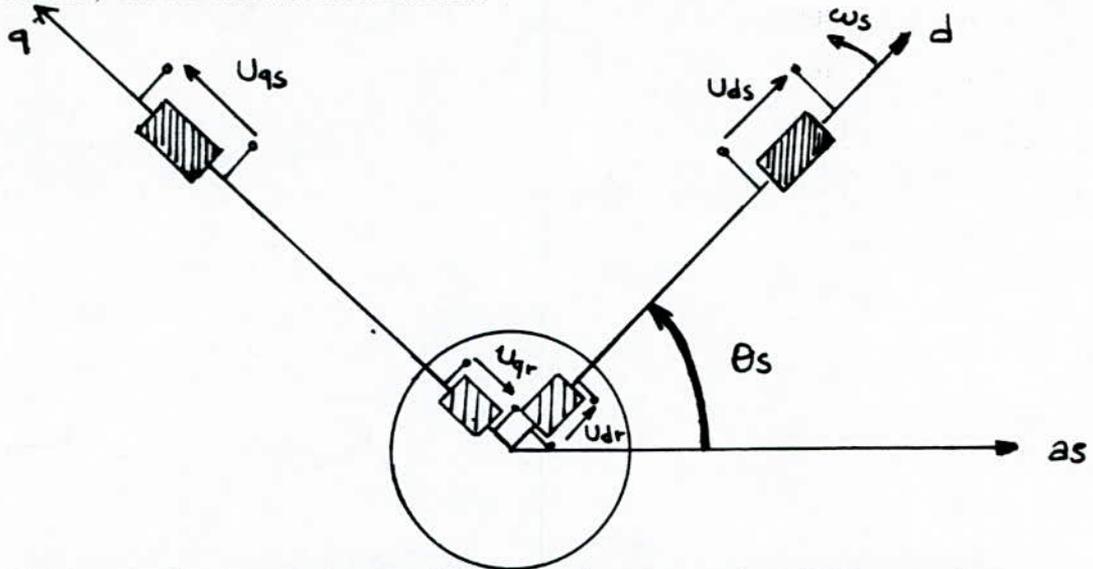


Schéma 1 - 3 : Interprétation de la transformation de PARK normalisée pour une machine asynchrone

I . 3 . 5 - Equations Mécaniques :

Dans le cas le plus fréquent , une machine asynchrone fonctionne en moteur, elle est alimentée au stator par une source triphasée , et l'enroulement du rotor est fermé en court-circuit .

Le stator étant considéré comme générateur , et le rotor comme récepteur , la puissance électrique fournie au milieu extérieur vaut :

$$Pe = Uas . ias + Ubs . ibs + Ucs . ics - Uar . iar - Ubr . ibr - Ucr . icr$$

..... (1 . 23)

qui s'écrit en appliquant la transformation de PARK normalisée :

$$Pe = Uds . ids + Uqs . iqs - Udr . idr - Uqr . iqr$$

..... (1 . 24)

soit , on utilisant (1 . 19)

$$Pe = [ids . \frac{d \Phi_{ds}}{dt} + iqs . \frac{d \Phi_{qs}}{dt} - idr . \frac{d \Phi_{dr}}{dt} - iqr . \frac{d \Phi_{qr}}{dt}]$$

$$+ [(\Phi_{ds} . iqs - ids) \frac{d \theta_s}{dt} + (\Phi_{qr} . idr - \Phi_{dr} . iqr) \frac{d \theta_{se}}{dt}]$$

$$+ [Rs (ids^2 + iqs^2) + Rr (idr^2 + iqr^2)]$$

..... (1 . 25)

Le premier crochet représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée , le deuxième crochet représente la puissance mécanique transformée en puissance électrique à l'intérieur de la machine , tandis que le troisième crochet représente les pertes JOULE .

I . 3 . 6 - Définition de Référentiels :

Le référentiel est le système "od" , "oq" associé à sa vitesse et trois types sont possible [1] , [2] , le choix se faisant en fonction du problème étudié .

Le glissement de vitesse angulaire ω_{se} est définie par :

$$\omega_{se} = \omega_s - \omega_r \dots\dots\dots (1 . 26)$$

Parmi les relations que nous venons d'exposer , les seuls dont la transformation soit effectuée par le choix au référentiel sont les équations (1 . 19) , (1 . 20)

Dans notre étude qui va suivre le modèle qui nous intéresse est celui qui est lié au référentiel fixe par rapport au champ tournant qui se traduit par les

$$\text{conditions : } \frac{d \theta_s}{dt} = \omega_s , \frac{d \theta_{se}}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{se} \dots\dots\dots (1 . 27)$$

Le vecteur $X = [\text{ids} \text{iqs} \Phi_{dr} \Phi_{qr} \omega_r]^T$ est choisi comme vecteur d'état , et $U = [U_{ds} U_{qs}]^T$ comme variable de commande .

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{cases} \frac{d \text{ids}}{dt} = \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r} \cdot \Phi_{dr} + \frac{1 - \sigma}{\sigma M} p \omega_m \Phi_{qr} - \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_s} \right) \text{ids} + \omega_s \text{iqs} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{ds} \\ \frac{d \text{iqs}}{dt} = -\frac{1 - \sigma}{\sigma M} p \omega_m \cdot \Phi_{dr} + \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} - \omega_s \text{ids} - \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s} \right) \text{iqs} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{qs} \\ \frac{d \Phi_{dr}}{dt} = -\left(\frac{1}{T_r} \right) \Phi_{dr} + (\omega_s - p \omega_m) \Phi_{qr} + \left(\frac{M}{T_r} \right) \text{ids} \\ \frac{d \Phi_{qr}}{dt} = -(\omega_s - p \omega_m) \Phi_{dr} - \left(\frac{1}{T_r} \right) \Phi_{qr} + \left(\frac{M}{T_r} \right) \text{iqs} \end{cases} \dots\dots\dots (1 . 28)$$

Equation mécanique :

$$\begin{cases} C_{em} = \left(\frac{3}{2} \right) \frac{P}{J} \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} \text{iqs} - \Phi_{qr} \text{ids}) - \frac{f}{J} \omega_m - \frac{1}{J} C_r \\ J \cdot \frac{d \omega_m}{dt} = \frac{C_{em} - C_r}{J} - \frac{f}{J} \cdot \omega_m \end{cases} \dots\dots\dots (1 . 29)$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la transformation des équations , mais il présente un grand défi de commande , c'est un système non linéaire et fortement couplé de la forme :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x) \cdot \mu$$

$$\text{avec : } f(x) = \begin{bmatrix} \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{dr} + \frac{1 - \sigma}{\sigma M} p \omega_m \Phi_{qr} - \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1 - \sigma}{\sigma T_s} \right) i_{ds} + \omega_s i_{qs} \\ - \frac{1 - \sigma}{\sigma M} \omega_m p \Phi_{dr} + \frac{1 - \sigma}{\sigma M T_r} \Phi_{qr} - \omega_s i_{ds} - \left(\frac{1 - \sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s} \right) i_{qs} \\ - \left(\frac{1}{T_r} \right) \Phi_{dr} + (\omega_s - p \omega_m) \Phi_{qr} + \left(\frac{M}{T_r} \right) i_{ds} \\ - (\omega_s - p \omega_m) \Phi_{dr} - \left(\frac{1}{T_r} \right) \Phi_{qr} + \left(\frac{M}{T_r} \right) i_{qs} \end{bmatrix}$$

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

Remarque :

Le modèle de la M.A.S n'est pas unique elle est gouverné par :

- Le choix de variable d'état
- Le choix de référentiel
- L'objectif de la commande
- Séparation des modes électriques et mécaniques

I . 6 . 3 - Simulation d'une Alimenté en Tension :

La machine est alimenté par un système de tension sinusoïdal soit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} V \begin{bmatrix} \cos (\omega_s t + \theta_{s0}) \\ \cos (\omega_s t + \theta_{s0} - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos (\omega_s t + \theta_{s0} - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1 . 30)$$

Appliquons la transformation de Park normalisée et supposons :

$\theta_s = \omega_s t + \theta_{s0}$ nous obtenons les deux tensions statoriques [Uds , Uqs]

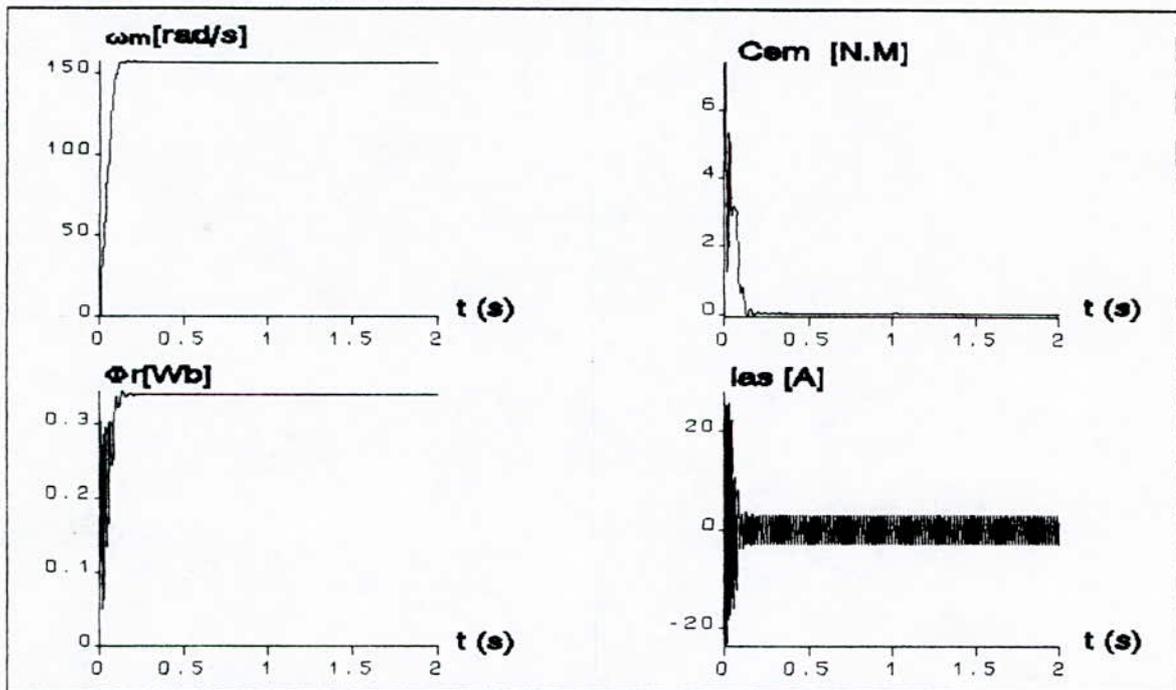
$$\begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} V \\ 0 \end{bmatrix}$$

Pour : $U = 110$ (volt) , $\omega_s = 100 \pi$ (rad /s) ; nous donnons les résultats de simulation à la figure (I . 1)

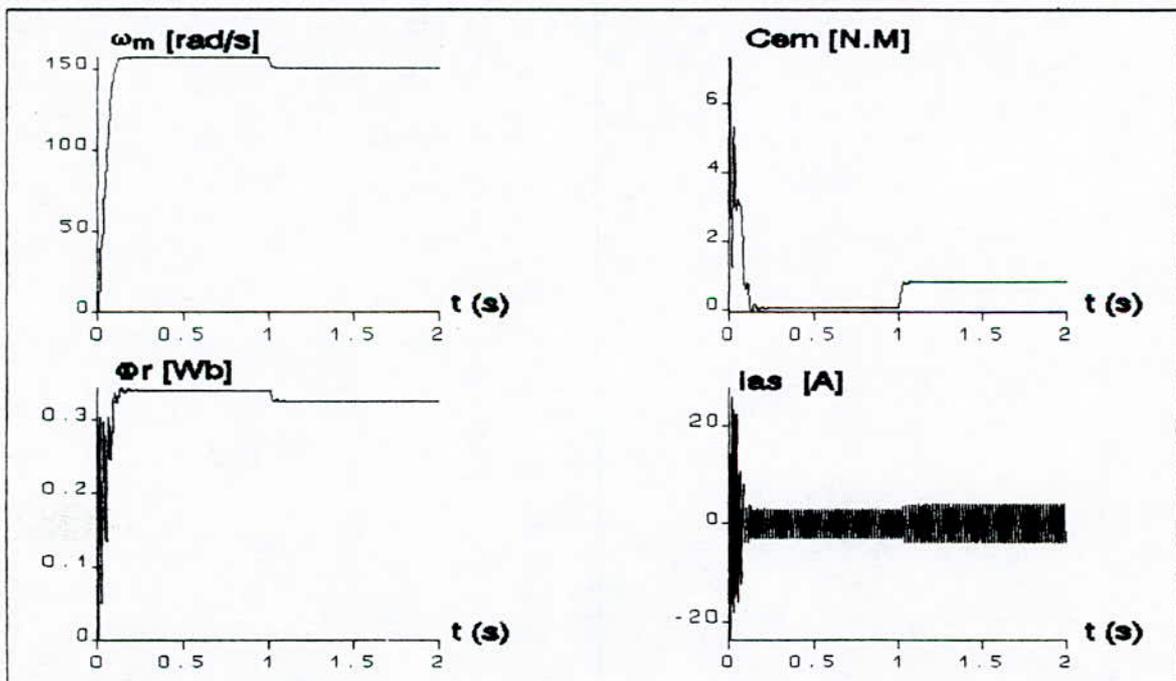
On alimentant le moteur directement de réseaux par un système de tension triphasé (1 . 30) , avec $Cr = 0$, nous obtenons les résultats de la [fig. (a)] , avec un temps d'établissement de la vitesse de 0.285 s à 1500[tr/min] (157 rad /s) avec l'apparition des oscillations sur le flux .

Le démarrage sous la pleine tension à vide permet d'avoir un établissement rapide de la vitesse (0.28 s) ainsi que le flux [fig (a)] , le pic de courant de ligne atteint 25 [A].

A l'introduction d'un couple de charge nominale en régime établi $Cr = 1.6$ [N.m] , on remarque que la vitesse tend à s'étamât ainsi que le flux Φ_r ce qui explique l'existence d'un fort couplage entre les deux grandeurs (vitesse , flux) et la nécessité d'un système de réglage de la vitesse et du flux .



(a)



(b)

Fig.I.1: Essai en boucle ouverte. a) à vide.
b) en charge.

CHAPITRE II

**THEORIE DE BOUCLAGE NON LINEAIRE
ET
COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT**

CHAPITRE II

THEORIE DE BOUCLAGE NON LINEAIRE ET COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

Les techniques de commande des systèmes non linéaires ont connus , lors de ces dernières années , un développement remarquable . En effet , plusieurs travaux ont été développées utilisant la géométrie différentielle comme outil de base [5] [21] .

Parmi ces techniques de commande non linéaire , nous citons la commande par mode de glissement qui à été le sujet de plusieurs publications [5] , [8] , [9] vu les performances et les avantages qui on découle lors de l'application que ce soit pour les systèmes linéaire ou non linéaire [3] , [6] .

Dans ce chapitre nous présentons en premier la théorie de bouclage linéarisant pour les systèmes SISO et MIMO , ensuite la théorie de la commande par mode de glissement Via un bouclage linéarisant .

II . 1 - THEORIE DE BOUCLAGE NON -LINEAIRE :

II . 1 . 1 - Systèmes MONO-Entrée / MONO-Sortie :

Soit un système non linéaire , correspondant à la classe définie par :

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x) \cdot u \\ y &= h(x) \dots\dots\dots (2.1) \end{aligned}$$

avec :

- u : entrée du système (commande)
- y : sortie du système
- x : état de système
- f , h , g : des fonctions analytiques et vectorielles de dimensions appropriées définies dans un voisinage de x_0 de \mathbb{R}^n
- f (x) , g (x) sont infiniment différentiable .

II . 1 . 1 . 1 : Notion de degré relatif : [4] , [5] , [10]

Définition :

Un système de la forme (2.1) est dit de degré relatif r en un point x_0 si :

$$1 - L_g L_f^k h(x) = 0 ; \forall x \text{ au voisinage de } x_0 \text{ et } \forall k < r-1$$

$$2 - L_g L_f^k h(x_0) \neq 0 \dots\dots\dots (2.2)$$

ou $L_f h(x)$ est la dérivée de LIE de $h(x)$ selon le champ de vecteurs f [4], [2].

D'une façon générale, le degré relatif d'un système est définie comme étant le nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître l'entrée du système (la commande).

En effet, si nous dérivons la sortie du système, nous obtenons :

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

Si $L_g h(x) \neq 0$ sur $x = x_0$, Alors $r = 1$, sinon on dérive encore une fois :

$$\begin{aligned} \ddot{y} &= \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x} \frac{dx}{dt} = \frac{\partial(L_f h(x))}{\partial x} (f(x) + g(x) \mu) \\ &= L_f^2 h(x) + L_g h(x) \mu \end{aligned}$$

Si $L_g L_f h(x) \neq 0$ sur $x = x_0$, Alors $r = 2$ Sinon on continue le raisonnement à l'ordre k ($k < r$), nous obtenons :

$$Y^k = L_f^k h(x) \Leftrightarrow Y^k = L_f^k h(x)$$

et finalement nous aboutissons à :

$$\begin{aligned} Y^r &= L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) \cdot \mu \\ &= L_g L_f^{r-1} h(x) \neq 0 \text{ sur } x = x_0 \end{aligned}$$

II.1.1.2 - La forme normale :

La forme normale consiste à représenter les systèmes non linéaire sous une forme canonique comme pour les systèmes linéaire facile à manipuler .

Elle se base sur une transformation de coordonnées non linéaire, autour d'un point, défini par : [4], [8]

$$Z_1 = \Phi_1(x) = h(x)$$

$$Z_2 = \Phi_2(x) = L_f h(x)$$

$$Z_r = \Phi_r(x) = L_f^{r-1} h(x) \dots\dots\dots (2.3)$$

Si $r < n$ alors il existe $(n - r)$ fonctions : $\Phi_{r+1}(x) \dots \Phi_n(x)$ tel que l'application : $\Phi(x) = [\Phi_1(x), \dots, \Phi_n(x)]^T$

Soit un difféomorphisme, ainsi, les dérivées successives des équations (2.3) nous donne la représentation du système dans les nouvelle coordonnées :

$$\frac{dZ_1}{dt} = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} = L_f h(x) = Z_2$$

$$\frac{dZ_{r-1}}{dt} = \frac{\partial (L_f^{r-2} h(x))}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} = L_f^{r-1} h(x) = Z_r$$

$$\frac{dZ_r}{dt} = L_f^r h(x) + L_g L_f^{r-1} h(x) \cdot \mu$$

tel que :

$$b(z) = L_f^r h(x)$$

$$\text{et } a(z) = L_g L_f^{r-1} h(x)$$

$$a(z) \neq 0 \text{ au voisinage de } Z_0 = \Phi(x_0)$$

On posant :

$$q_i = L_f(\Phi^{-1}(z)) \quad \text{et} \quad p_i = L_g \Phi_i(\Phi^{-1}(z))$$

$$r + 1 \leq i \leq n$$

Nous obtenons pour les $n - 1$ équations différentielles restantes :

$$\frac{dZ_i}{dt} = q_i(z) + p_i(z) \cdot \mu$$

d'où :

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

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

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

$$\dot{Z}_r = b(z) + a(z) \cdot \mu$$

$$\dot{Z}_{r+1} = q_{r+1}(z) + p_{r+1}(z) \cdot \mu$$

$$\dot{Z}_n = q_n(z) + p_n(z) \cdot \mu \dots\dots\dots (2.4)$$

On peut choisir les $(n - r)$ fonctions : $\Phi_{r+1}(x), \dots, \Phi_n(x)$ de telle manière que :

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

D'ou la représentation (2.4) se réduit à :

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

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

.

.

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

$$\dot{Z}_r = b(z) + a(z) \cdot \mu$$

$$\dot{Z}_{r+1} = q_{r+1}(z)$$

$$\dot{Z}_n = q_n(z) \dots\dots\dots (2.5)$$

Le système (2.5) représente la forme normale du système d'équations non linéaire (2.1). Il peut être illustré par le schéma bloc suivant :

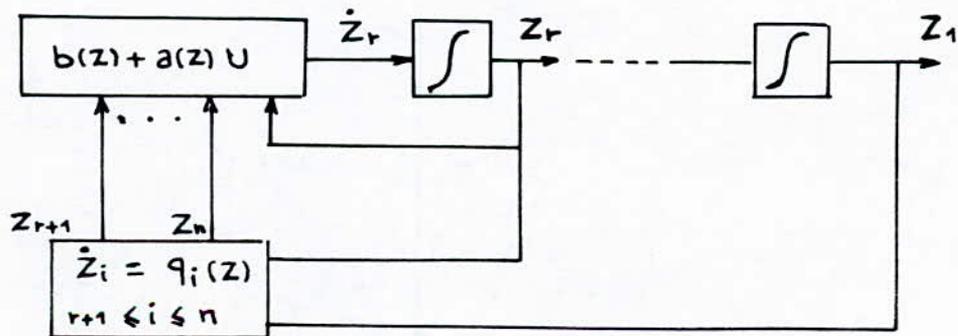


Schéma 2 - 1 : Forme normale

II . 1 . 1 . 3 - Linearisation exacte par retour d'état statique :

On considère une loi de commande U définie par [4] :

$$U = \alpha (x) + \beta (x) . V$$

V : commande de nouveau système obtenu par bouclage d'état (schéma 2.2)

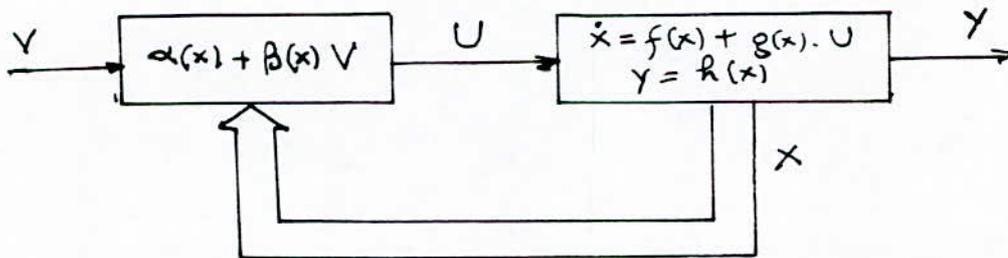


Schéma 2 . 2 : Retour d'état statique

On remplace (2.6) dans (2.1) on obtient :

$$\dot{x} = f (x) + g (x) \alpha (x) + \beta (x) . V$$

$$y = h (x)$$

Si $r = n$, on dit que le système définie par l'équation (2 . 1) est exactement linéarisable et se présente sous la forme suivante [4] :

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

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

.

.

$$\dot{Z}_n = b (z) + a (z) . u \dots\dots\dots (2 . 7)$$

$$a (z) \neq 0$$

$$Z = [Z_1, Z_2, \dots, Z_n] \text{ et } Z_0 = \Phi (x_0)$$

$\alpha (x)$ et $\beta (x)$ sont choisis tel que (2 . 6) soit comme suit :

$$U = \frac{1}{a(z)} (-b(z) + v) \dots\dots\dots (2 . 8)$$

Le système en boucle fermé résultant (schéma (2 . 2)) est régi par les équations linéaires suivantes :

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 \\ \dot{Z}_2 &= Z_3 \\ &\dots \\ \dot{Z}_{n-1} &= Z_n \\ \dot{Z}_n &= V \dots\dots\dots (2 . 9) \end{aligned}$$

La forme (2 . 9) est appelée forme canonique de BRUNOVSKY elle peut être représentée par : $\dot{Z} = A.Z + bV$, avec :

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 1 & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \end{bmatrix}_{n \times n} \quad \text{matrice d'état}$$

$$b = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ \dots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}_{n \times 1} \quad \text{vecteur de commande}$$

Le système peut être représenté par le schéma bloc suivant :

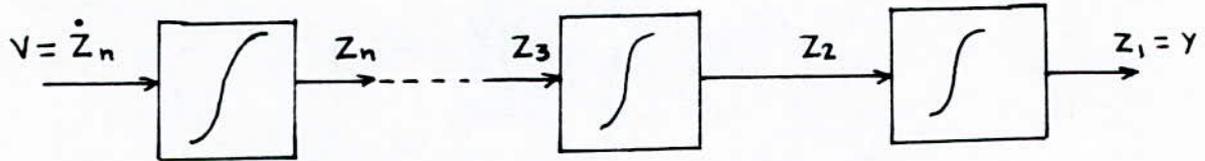


Schéma 2 . 3 : Linéarisation exacte

II . 1 . 1 . 4 - Dynamique des zéros :

La dynamique des zéros décrit la dynamique interne du système lorsque l'entrée et les conditions initiales sont choisies de manière à annuler la sortie .

On suppose que $r < n$ et posons :

$$\xi = \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \\ \cdot \\ Z_r \end{bmatrix} ; \eta = \begin{bmatrix} Z_{r+1} \\ Z_{r+2} \\ \cdot \\ Z_n \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2 . 11)$$

D'ou le système d'équation (2 . 5) s'écrit avec $y = z_1$

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

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

.

.

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

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

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

avec :

$$\begin{cases} a(\xi, \eta) = L_g L_f^{r-1} h(x) \Big|_{x=\phi^{-1}(z)} \\ b(\xi, \eta) = L_f^r h(x) \Big|_{x=\phi^{-1}(z)} \end{cases} \dots\dots\dots (2.12)$$

Si on suppose que $U(t)$ est la commande qui porte la sortie à zéro à $t = t_0$ et l'y maintient, ceci implique que :

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

$$0 = b(0, \eta) + a(0, \eta) u(f) \dots\dots\dots (2.13)$$

d'ou :

$$U(t) = -a^{-1}(0, \eta) \cdot b(0, \eta) \dots\dots\dots (2.14)$$

D'autre part ; si $\xi(0) = 0$ et $\eta(0) \neq 0$

alors :

$\eta(t)$ doit être la solution de l'équation différentielle

$$\begin{cases} \dot{\eta}(t) = q(0, \eta(t)) \\ \eta(0) = \eta_0 \end{cases} \dots\dots\dots (2.15)$$

Cette dynamique (schéma 2.4), est appelée dynamique des zéros, elle représente la partie qui n'affecte pas la sortie du système et caractérise la dynamique inerte du système lorsque l'entrée et les conditions initiales sont choisis de manière à ce que la sortie soit nulle.

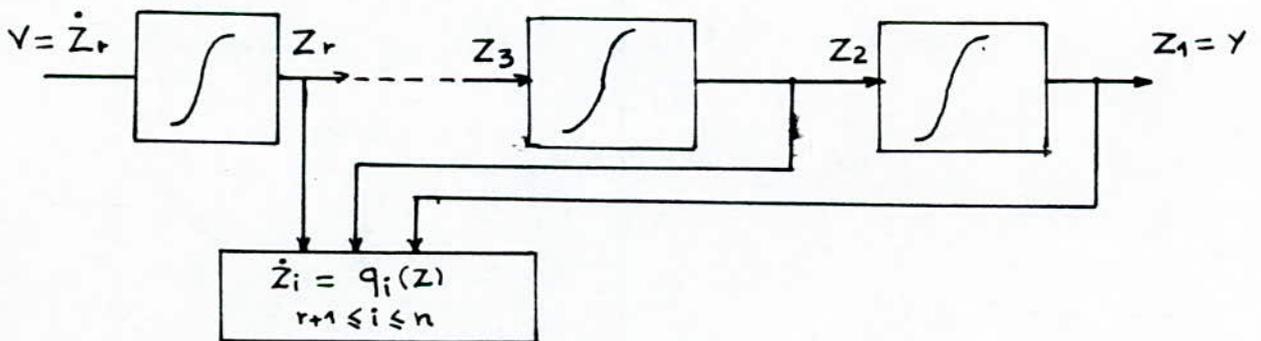


Schéma 2 - 4 : Dynamique des zéros

La dynamique des zéros est dite asymptotiquement stable en première approximation , si les valeurs propres de la matrice :

$$\Phi = \left[\frac{dq(\xi, \eta)}{d\eta} \right] (\xi, \eta) = (0, 0) \dots\dots\dots (2.16)$$

ont tous leurs parties réels négatives [4] [10].

II. 1. 2 - SYSTEME MULTI-ENTREES / MULTI-SORTIES :

Dans ce paragraphe nous nous intéressons à l'extension de la théorie présenté antérieurement pour les systèmes SISO aux systèmes MIMO , où nous allons introduire la notion de couplage entre les sortie et les entrées du système .

Ainsi , la forme (1 . 1) s'écrit :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) U_i \\ y_1 = h_1(x) \\ \vdots \\ y_m = h_m(x) \end{cases} \dots\dots\dots (2.17)$$

avec : $f(x)$, $g(x)_i$ $i=1 \dots m$: des champs de vecteurs .

h_i , $i=1 \dots m$: fonctions analytiques définie au voisinage de x_0 de R^n

II. 1. 2. 1 - Degré relatif vectoriel :

Définition [4] , [8] , [10] . Le système (2 . 17) est dit de degré relatif vectoriel $\{r_1, r_2, \dots, r_m\}$ au point x_0 si :

- 1) $L_{g_i} L_f^k h_i = 0$, pour $1 \leq i ; j \leq m \forall k \leq r_i$ et pour tous x au voisinage de x_0
- 2) La matrice carrée :

$$A(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_1-1} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f^{r_2-1} h_2(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_2-1} h_2(x) \\ \vdots & & \vdots \\ L_{g_1} L_f^{r_m-1} h_m(x) & \dots & L_{g_m} L_f^{r_m-1} h_m(x) \end{bmatrix}$$

est non singulière au voisinage de $x = x_0$.

I. 2. 2 - Forme Normale :

Soit le système donné par les équations (2 . 17) . On considère la

transformation de coordonnées suivantes :

$$\begin{aligned} Z_1^i &= \Phi_1^i(x) = h_1(x) \\ Z_2^i &= \Phi_2^i(x) = L_f h_1(x) \end{aligned} \dots\dots\dots (2 . 19)$$

$$Z_{r_i}^i = \Phi_{r_i}^i(x) = L_f^{r_i-1} h_i(x)$$

Si $r = r_1 + r_2 + \dots + r_m \leq n$ (2 . 20)

Par analogie au système (mono-entrée / mono-sortie) nous obtenons la forme suivante pour les systèmes (multi-entrée / multi-sortie) .

$$\frac{dZ_1^i}{dt} = dZ_2^i$$

$$\frac{dZ_{r-1}^i}{dt} = dZ_{r_i}^i$$

$$\frac{dZ_{r-1}^i}{dt} = dZ_{r_i}^i$$

$$\frac{dZ_{r_i}^i}{dt} = L_f^{r_i} h_i (\Phi^{-1} (Z)) + \sum_{j=1}^m L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i (\Phi^{-1} (Z)) U_j$$

Ces équations représentent la forme normale du système (2.20) , ayant m entrées , m sorties et un degré relatif vectoriel $\{ r_1 , \dots , r_m \}$ au voisinage de x_0

II . 1 . 2 . 3 - Dynamique des zéros :

Le même principe développer pour les systèmes SISO , on le conserve pour le système non linéaire (2 . 17) de degré vectoriel $\{r_1 , \dots , r_m\}$

Il s'agit de trouver les conditions initiales et les commandes qui annulent la sortie pour tout "t" au voisinage de $t = t_0$, alors d'analyser la dynamique interne correspondante .

Des calculs similaires à ceux développés pour les systèmes SISO montrent que si $y (t) = 0$ pour tout "t" , alors :

$$h_1(x) = L_g h_1(x) = \dots = L_f^{r_1-1} h_1(x) = 0$$

$$h_2(x) = L_g h_2(x) = \dots = L_f^{r_2-1} h_2(x) = 0$$

C'est à dire que :

$$\xi(t) = 0, \text{ pour } t \geq t_0$$

Si : $y_i(t) = 0 \quad 1 \leq i \leq m$, les commandes $U_1(t) \dots U_m(t)$

Sont alors solutions du système d'équations suivant :

$$0 = y_i^{(n)} = b_i(0, \eta(t)) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(0, \eta(t))U_j \dots \dots \dots (2.22)$$

$$1 \leq i \leq m$$

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

ou $\eta(t)$ est solution d'une équation différentielle de la forme :

$$\dot{\eta}(t) = q_0(0, \eta(t)) \dots \dots \dots (2.23)$$

avec $q_0(\xi, \eta)$ est donnée par l'équation :

$$q_0(\xi, \eta) = q(\xi, \eta) - p(\xi, \eta) [A(\xi, \eta)]^{-1} b(\xi, \eta)$$

et la condition initial :

$$\eta(0) = \eta_0$$

La dynamique (2.22) est appelée dynamique des zéros , elle caractérise la dynamique interne du système .

II. 1. 2. 4 - Linéarisation exacte par retour d'état statique :

Comme nous l'avons vue avec le système SISO antérieurement , la Linearisation exacte consiste à représenter la structure non linéaire (2.17) sous une forme linéaire et commandable , pour cela soit la loi de commande :

$$U = \alpha(x) + \beta(x) \cdot v \dots \dots \dots (2.24)$$

$$\alpha(x) = \begin{bmatrix} \alpha_1(x) \\ \vdots \\ \alpha_m(x) \end{bmatrix}, \beta(x) = \begin{bmatrix} \beta_{11}(x) \dots \beta_{1m}(x) \\ \vdots \\ \beta_{m1}(x) \dots \beta_{mm}(x) \end{bmatrix} \text{ et } v = \begin{bmatrix} v_1 \\ \vdots \\ v_m \end{bmatrix}$$

d'où :

$$\dot{x} = f(x) + g(x)\alpha(x) + g(x)\beta(x) \cdot v \dots \dots \dots (2.25)$$

$$y = h(x)$$

$\beta (x)$: non singulière pour tout x au voisinage de x_0 [4]

Si : $r_1 + r_2 + \dots + r_m = n$ (2 . 26)

On dit que le système est exactement linéarisable . On pose :

$$\Phi_k^i(x) = L_f^{k-1} h_i(x) = Z_k^i$$

$1 \leq k \leq r_1$, $1 \leq i \leq m$ (2 . 27)

dans les nouvelles coordonnées le système est d'écrit par :

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

.

.

$$\dot{Z}_{r_1-1}^i = Z_{r_1}^i$$

$$\dot{Z}_{r_1}^i = b_i(z) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(z) U_j(t)$$

$1 \leq i \leq m$

$\alpha (x)$ et $\beta (x)$ sont choisis de façon à ce que :

$$U = A^{-1} (z) [- b (z) + v]$$
 (2 . 28)

le système en boucle ferme :

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

.

.

$$\dot{Z}_{r_1-1}^i = Z_{r_1}^i$$

$$\dot{Z}_{r_1}^i = V_i$$

Le système (2 . 29) est un système linéaire commandable et découplé , cette forme est appelé forme canonique de BRUNOWSKY .

$$\begin{cases} \dot{Z} = AZ + BV \\ Y = CZ \end{cases}$$

$$A_i = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}_{r_i \times r_i} \quad b_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \dots \\ \dots \\ \dots \\ 1 \end{bmatrix}_{r_i \times 1}$$

$$c_i = [1 \ 0 \ \dots \ 0]_{1 \times r_i}$$

II . 1 . 2 . 5 - Découplage entrées / sortie [4] :

On imposant la loi de commande :

$$U = -A^{-1}(\xi, \eta) b(\xi, \eta) + A^{-1}(\xi, \eta) v \dots\dots\dots (2 . 30)$$

nous aboutissons à la forme suivante du système (2 . 17) :

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1^i &= Z_2^i \\ &\dots \\ &\dots \\ \dot{Z}_{r_i-1}^i &= Z_{r_i}^i \\ \dot{Z}_{r_i}^i &= V_i \\ Y_i &= Z_1^i \\ \dot{\eta} &= q(\xi, \eta) - p(\xi, \eta) A^{-1}(\xi, \eta) + p(\xi, \eta) A^{-1}(\xi, \eta) v \end{aligned}$$

A partir de ces équations (schéma 2 . 5) nous constatons qu'un découplage entrée / sortie existe lorsque $\sum r_i = n$, ($1 \leq i \leq m$).

Le système sera caractérisé par (2 . 34) , ainsi il sera constitue de même sous système linéaire et découplés , d'où le comportement entrée / sortie du système en boucle fermée est celui d'un système linéaire caractérisé par une fonction de transfert de la forme :

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

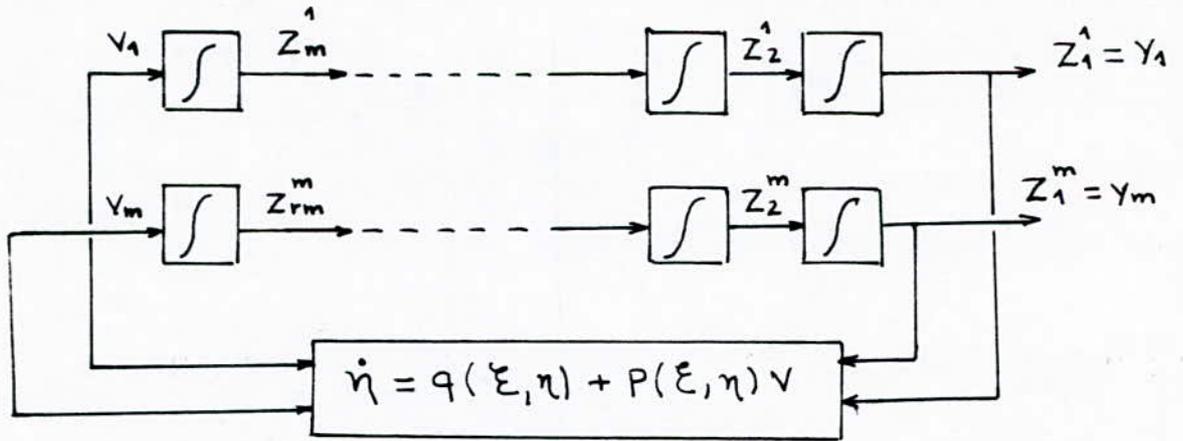


Schéma 2. 5 : découplage entrées / sorties

$$V_i = c_0^i z_1^i - c_1^i z_2^i - \dots - c_{r_i-1}^i z_{r_i}^i + w_i \dots\dots\dots (2.31)$$

II. 2 - THEORIE DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT

[3], [9], [10] :

La technique des modes glissants est une technique non linéaire qui 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 parmi les propriétés des modes glissants :

- * La trajectoire de l'état du système en mode de glissement appartient à une variété (surface) de dimension inférieure à celle de l'espace d'état par conséquent l'ordre des équations différentielles 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 conditions similaire aux systèmes dont la commande est à fort gain , la technique des mode glissants est robuste par rapport aux variation de certaines paramètres .
- * La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la

commande est discontinu .

Dans ce paragraphe , nous présentons , les relations de base des modes glissants vue sous l'angle géométrie différentielle qui à fait l'objet du paragraphe précédent (II . 1)

II . 2 . 1 - Configuration de base pour les systèmes à structure variable :

On peut distinguer deux configurations de base pour les systèmes à structure variable .

II . 2 . 1 . 1 - Changement de la structure par commutation :

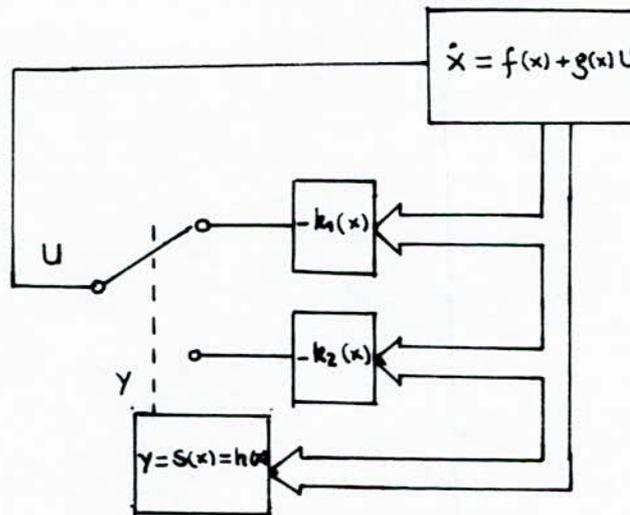


Schéma II . 6 : Configuration par changement de retour d'état

$$U = -k_1(x) \quad \text{si} \quad s(x) > 0$$

$$U = -k_2(x) \quad \text{si} \quad s(x) < 0$$

En mode de glissement $s(x) = 0$

II . 2 . 1 . 2 - Changement de la structure par commutation d'interrupteur :

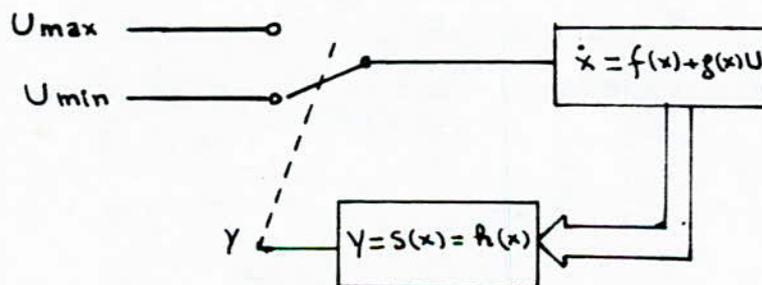


Schéma II.7 : configuration par changement de la structure par commutation d'interrupteur

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

II . 2 . 2 - Condition d'existence des modes glissants non linéaire (SISO) :

Considérons la classe des systèmes non linéaires déjà définie (II . 1) :

$$\dot{X} = f (x) + g (x) . u$$

$$Y = h (x)$$

ou $x \in \mathbb{R}^n$, $u, y \in \mathbb{R}^m$ sont respectivement les états, les commandes et les fonctions de sortie .

Les commande non linéaires U_j ($j = 1, \dots, m$) (cas SISO $j = 1$) prennent les valeurs suivantes :

$$U_j = \begin{cases} U_j^+ & \text{Si } S_j(x) > 0 \\ U_j^- & \text{Si } S_j(x) < 0 \end{cases} \dots\dots\dots (2 . 32)$$

ou $S_j (x)$ est la surface de glissement associé à la commande U_j ($j = 1, \dots, m$) (cas SISO $j = 1$) . La surface globale est donnée par :

$$S (x) = \{ s_1 (x), s_2 (x) \dots s_m (x) \}^T \dots\dots\dots (2 . 33)$$

Le régime glissant existe localement dans un ouvert "x" de S chaque fois que

$$\lim_{S \rightarrow \sigma^+} L_{f+gu^+} S = \lim \langle dS, f + gu^+ \rangle < 0 \dots\dots\dots (2 . 34)$$

$$\lim_{S \rightarrow \sigma^-} L_{f+gu^-} S = \lim \langle dS, f + gu^- \rangle > 0 \dots\dots\dots (2 . 35)$$

où : dS : le gradient de $S(x)$

$\langle \dots, \dots \rangle$: produit scalaire de deux vecteurs ou correcteur :

l'interprétation de ces inégalités sur S est que les projections des champs de vecteurs $f+gu^-$ sur le vecteur gradient dS sont de signes contraires , par conséquent les champs commandés se dirigent vers la surface de commutation S (schéma II . 8)

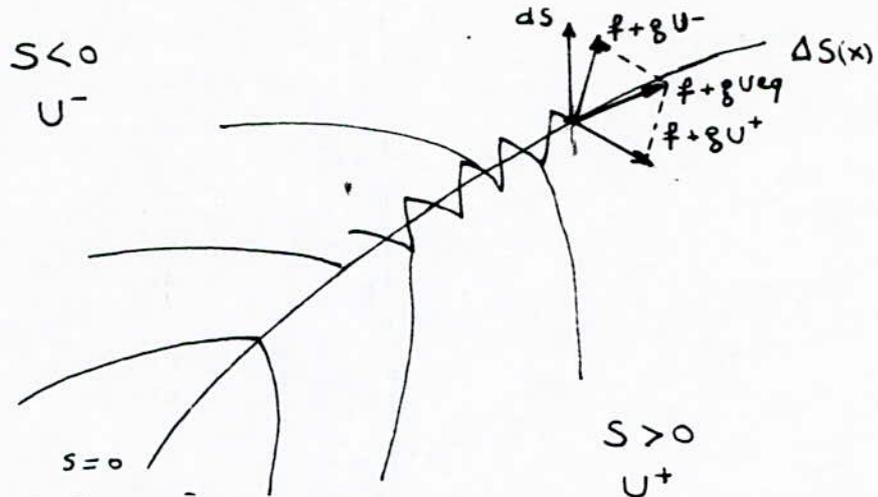


Schéma II - 8 : Commutation de champs de vecteurs (régime glissant) sur la surface de commutation

Théorème 1 [8], [11], [9], [5] :

Le niveau zéro est noté par : $h^{-1} (0) = [x \in X : h (x) = 0]$.

Le régime glissant existe localement sur un ouvert X de $h^{-1} (0)$ si et seulement si le système (f , g , h) à un degré relatif local égale à 1 donc $S(x) = h (x)$. pour tous les états initiaux situés au voisinage x de $h^{-1} (0)$, une fonction de commande de nature notée $U_{eq} (x)$ oblige les trajectoires d'états à évoluer sur le niveau zéro de $h (x)$, dans la région d'existence du régime glissant est comme la "commande équivalente " il en résulte que sur un ouvert X de $h^{-1} (0)$ le champ de vecteur $f + gU_{eq} (x)$ satisfait :

$$L_{f+gU_{eq}} h (x) = \langle dh , f + gU_{eq} (x) \rangle = 0 \dots\dots\dots (2 . 36)$$

$$d'où : U_{eq}(x) = - \frac{L_f h(x)}{L_g h(x)} \dots\dots\dots (2 . 37)$$

Théorème 2 [8], [11], [9], [8] :

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 :

$$U (x) < U_{eq} (x) < U^+ (x) \dots\dots\dots (2 . 38)$$

$U_{eq} (x)$ représente la valeur moyenne que prend la commande lors de la commutation entre $U^+ (x)$ et $U^- (x)$ à une fréquence élevée (schéma II . 9) .

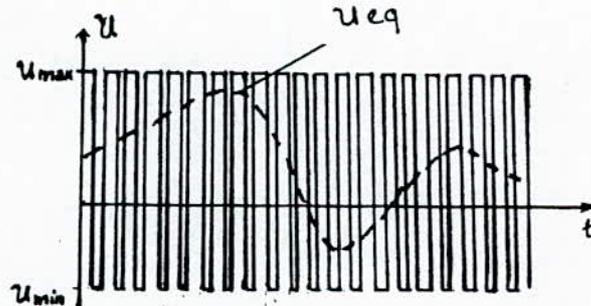


Schéma II . 9 : La commande équivalente U_{eq} et la commande réelle U

II . 2 . 3 - Régime glissant dans les systèmes à structure variable (SSV)

avec un degré relatif supérieur à un [5] , [6] , [7] :

Si pour la fonction de sortie proposé $Y = h (x)$ le système à un degré relatif supérieur à 1 en x_0 alors le régime glissant n'existe pas localement sur $h^{-1} (0)$, cependant on utilisant l'idée de la Linearisation par retour d'état non linéaire , la proposition d'une sortie auxiliaire permet d'atteindre un régime de glissement sur $h^{-1} (0)$ en utilisant la fonction de sortie suivante :

$$w = z_r + c_{r-1} z_{r-1} + \dots + c_2 z_2 + c_1 z_1 \dots \dots \dots (2 . 40)$$

avec : $L_g k (x_0) = L_g L_f^{r-1} h (x_0) \neq 0$

c.a.d que le système (f , g , k) , d'ou degré relatif local égale à un , on utilise (. . .) on obtient :

$$\frac{dZ}{dt} = Z_{i+1} \quad i = 1 , \dots , r-1$$

$$\frac{dZ_r}{dt} = b (z) + a (z) \quad u = v \quad \dots \dots \dots (2 . 41)$$

$$\frac{dZ_{r+j}}{dt} = q_{r+j} (z) \quad j = 1 , \dots , n-r$$

$q_{r+j} (z)$ représente la dynamique interne du système .

La surface de glissement qui rend asymptotiquement les trajectoires de la boucle fermée est :

$$S = \left\{ Z \in \mathbb{R}^r \text{ tel que } S = w = z_r + \sum_{i=1}^{r-1} c_{r-i} z_{r-i} = 0 \right\} \dots\dots\dots (2 . 42)$$

avec w : surface auxiliaire

II . 2 . 4 - Synthèse de la commande :

L'approche que nous utilisons pour la synthèse de la commande à été introduite par SIRA-RAMIREZ [7] , elle s'applique en trois étapes (schéma II . 10) :

1ere étape : Mise du système sous forme normale (II . 1)

2eme étape : La surface qui rend le système asymptotiquement stable est

$$\text{proposé telle que : } S = - \sum_{i=1}^{r-1} c_i z_i + z_{\text{ref}}$$

z_{ref} = grandeur de référence

$$1 \leq i \leq r$$

3eme étape : Les commandes à structure variable et équivalente sont spécifiées telles que [5] , [6] , [7] :

$$V_{\text{eq}} = (c_{r-1} z - c_{r-2}) z_{r-1} + (c_{r-1} c_{r-2} - c_{r-3}) z_{r-2} + \dots + (c_{r-1} c_2 - c_1) z_2 + c_{r-1} c_1 z_1 \dots\dots\dots (2 . 43)$$

* commande équivalente dans la base originale :

$$U_{\text{eq}} (x) = \frac{L_f^r h(x) + \dots + c_2 L_f^2 h(x) + c_1 L_f h(x)}{L_g L_f^{r-1} h(x)} \dots\dots\dots (2 . 44)$$

* commande à structure variable : [7]

$$v = - \sum_{i=1}^{r-1} f_i z_i \dots\dots\dots (2 . 45)$$

ou le gain f_i est donné par : $f_i = k_i | c_{i-1} - c_{r-1} c_i | \text{sign} (S . z_i) \dots\dots\dots (2 . 46)$

II . 2 . 5 - Les régimes glissants pour les systèmes MIMO (multi-entrées / multi-sorties) :

Dans cette partie nous présentons la théorie des régimes glissants pour les systèmes multi-entrées / multi-sorties (MIMO) après avoir fait antérieurement pour les systèmes SISO on se limitant au systèmes carré ou le membre d'entrées est égale au nombre de sorties .

Soit le système dynamique de la forme :

$$\dot{x} = f(x) + \sum_{i=1}^m g_i(x) u_i = f(x) + g(x) u$$

$$y_1 = h_1(x)$$

$$y_m = h_m(x)$$

avec : $f, g_i \quad i = 1, \dots, m$ des champs de vecteurs continus définie localement sur un voisinage ouvert X de R^n .

La surface de glissement est définie comme étant , l'intersection de m variétés (surface) de dimension $r_i - 1$ connue comme surface de glissement individuelle notée SI

$$S = \bigcap_{i=1}^m \{x \in X : s_i(x) = 0\} = \{x \in X : S(x) = 0\} \dots\dots\dots (2 . 48)$$

$$\text{où } S(x) = [s_1(x) \ s_2(x) \ \dots \ s_m(x)]^T$$

les commandes non linéaire $U_i (i = 1, \dots, m)$ prennent les valeurs suivantes :

$$U_i = \begin{cases} U_i^+ & SI \quad S_i(x) > 0 \\ U_i^- & SI \quad S_i(x) < 0 \end{cases} \dots\dots\dots (2 . 49)$$

U_i^+ et U_i^- représentent les bornes extrémales de la fonction commande $U_i(x)$, et satisfait localement dans x , $U_i^+(x) > U_i^-(x)$

II . 2 . 5 . 1 - Condition d'existence des modes glissant [9], [10], [11] :

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

$$\lim_{s_i \rightarrow 0^+} L_{f+GU} s_i = \lim_{s_i \rightarrow 0^+} \langle ds_i, f(x) + G(x)u \rangle < 0 \dots\dots\dots (2 . 50)$$

$$\lim_{s_i \rightarrow 0^-} L_{f+GU} s_i = \lim_{s_i \rightarrow 0^-} \langle ds_i, f(x) + G(x)u \rangle > 0$$

contrairement au ces mono-entrées / mono-sorties , la condition (2.50) est seulement une condition suffisante ,c.a.d que le régime glissant , peut exister sur la surface S et par conséquent sur chaque surface S_j sans que la condition (2 . 50) , soit satisfait .

La classe des systèmes pour la quelle le régime glissant peut être crée sur chaque surface individuelle est actuellement très restreinte [7] , pour cette raison une seconde possibilité pour l'existence des régime glissants collective est généralement considérée , le régime glissant , peut être exister sur l'intersection des surfaces S_j sans qu'il existe nécessairement pour chaque surface individuelle S_j , si la trajectoire du système atteint le voisinage de la surface S dans un temps finit , alors , le régime glissant va apparaître sur S étendu . La nature discontinue de la commande appliquée à l'intersection de chaque surface S_j [7] .

Théorème [8] :

Le régime glissant existe localement sur un ouvert X de $h_i^{-1}(0)$ si et seulement si , le système (f, G, h_j) à un degré relatif local égale à 1 , donc :

$$S_j(x) = h_j(x)$$

La commande U qui oblige les trajectoires d'états à évolué sur le niveau $h^{-1}(0)$ dans la région d'existence du régime glissant est connue comme la "commande équivalente " elle est exprimer par :

$$U_{eq}(x) = - [L_G h(x)]^{-1} L_f h(x) \dots\dots\dots (2 . 51)$$

II . 2 . 5 . 2 - Régime glissant dans les systèmes (SSV) avec un degré relatif supérieur à 1 [8] :

La même chose que pour les systèmes SISO , si le degré relatif de chaque surface $h_j(x)$ est supérieur à 1 , alors , on utilise les résultats de [6] [5] , la proposition des sorties auxiliaire permet d'atteindre un régime de glissement locale sur $h_{j_i}^{-1}(x)$

$$S_j = w_j = k_i(x) = L_f^{r_i-1} h_i(x) + c_{r_i-1}^i L_f^{r_i-2} h_i(x) + \dots + c_2^i L_f h_i(x) + c_1^i h_i(x)$$

$$j = 1, \dots, m$$

ou avec les coordonnées de la forme normale :

$$S_j = w_j = z_{r_i}^i + c_{r_i-1}^i z_{r_i-1}^i + \dots + c_2^i z_2^i + c_1^i z_1^i \dots\dots\dots (2 . 53)$$

d'ou la forme normale du système :

$$\frac{dZ_k^i}{dt} = Z_{k+1}^i$$

$$\frac{dZ_{r_i}^i}{dt} = b_i(z) + \sum_{j=1}^m a_{ij}(z) u_j = v_i \dots\dots\dots (2.54)$$

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

$$y_i = z^i$$

avec la surface de glissement qui rend le système asymptotiquement stable est :

$$S = \bigcap_{i=1}^m \{z \in \mathbb{R}^n : s_i = 0\} = \{z \in \mathbb{R}^n : s = 0\} \dots\dots\dots (2.55)$$

d'où la forme condensée de (2.46)

$$\dot{Z}_i = A_i Z_i + B_i V_i \quad i = 1 \dots n_i$$

$$\frac{dZ_{r_{i+1}}^i}{dt} = q_{r_{i+1}}^i(z) \quad j = 1 \dots n-r$$

$$y_i = c_i^T z_i \quad \text{ou} \quad c_i^T = [1 \quad 0 \quad \dots \quad 0]$$

$$b_i^T = [0 \quad 0 \quad \dots \quad 1]$$

II . 2 . 5 . 3 - Synthèse de la commande :

On utilisant la même approche introduite (II . 2 . 4) et les mêmes étapes de calcul des commande de système on obtient :

* la surface qui rend le système asymptotiquement stable

$$S_j = - \sum_{i=1}^{r-1} c_i^j z_i + \dot{z}_{ref}$$

$$1 \leq i \leq r \quad j \leq 1, \dots, m$$

z_{ref}^i : grandeur de reference

* commande équivalente dans l'espace de BRUNOWSKY :

$$U_{ieq} = -c_{r-1}^i (-c_{r-1}^i z_{r-1}^i \dots -c_2^i z_2^i) - \dots -c_2^i z_3^i - c_1^i z_2^i \dots\dots\dots (2.47)$$

* commande équivalente dans l'espace initiale :

$$U_{eq} = -A^{-1}(z) [b(z) - V_{eq}] = A^{-1}(z) + U_{eq}$$

ou : $U_{eq} = [U_{1eq} \quad U_{2eq} \quad \dots \quad U_{meq}]^T$

$$V_{eq} = [V_{1eq} \ V_{2eq} \ \dots \ V_{meq}]^T$$

$A(z)$: matrice de découplage

* commande à structure variable :

$$V_i = - \sum_{j=1}^{r_i-1} f_j^i z_j^i$$

$$V_i = [v_1 \ v_2 \ \dots \ v_m]^T$$

f_j^i : gains de la commande équivalente

$$f_j^i = k_j^i \cdot | c_{j-1}^i - c_{j-1}^i c_j^i | \cdot \text{sign} (s_i \cdot z_j^i) \quad j = 1, \dots, m$$

ou k_j^i sont toujours choisis positif > 1

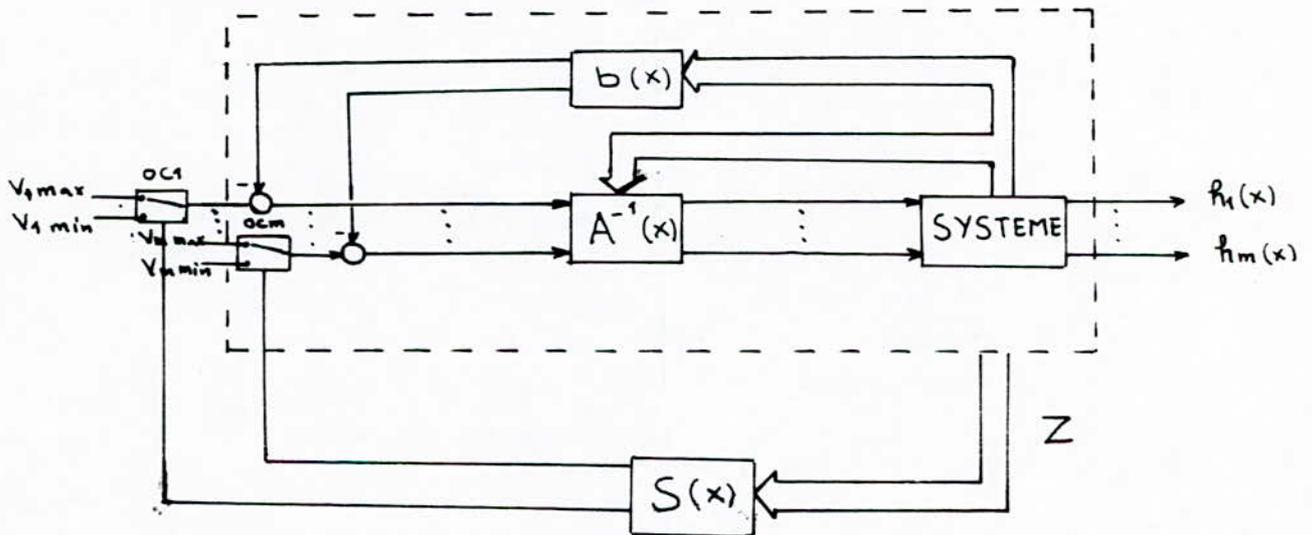


Schéma (II .10) : Commande par mode de glissement via une Linéarisation par retour d'état

II. 3 - CONCLUSION :

Dans ce chapitre nous avons présenté l'approche de la théorie de bouclage linéarisant , à partir de la qu'elle on a envisagé les différentes étapes de la Linéarisation et la mise du système sous la forme normale (linéaire) .

Ce chapitre est aussi un rappel de la théorie des systèmes à structures variables (SSV) et les modes glissant associés dans l'angle de la géométrie différentielle et les outils correspondants tel que le degré relatif , la dérive et le crochet de LIE à partir des qu'elles nous avons présenté le système dans la base normale où on a exploité les techniques des modes glissants linéaires pour synthétiser la surface et la commande non linéaire à l'aide du retour linéarisant .

CHAPITRE III

**COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT
VIA UNE LINEARISATION EXACTE PAR
RETOUR D'ETAT**

CHAPITRE III

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT VIA UNE LINEARISATION EXACTE PAR RETOUR D'ETAT

Nous présentons dans ce chapitre la linéarisation d'un moteur asynchrone basé sur les concepts développés dans le deuxième chapitre. La linéarisation exacte du système par bouclage statique est assurée par un choix adéquat des sorties avec l'objectif de la commande.

Pour cela, on met le système sous forme normale - après détermination du degrés relatif vectoriel - et on synthétise la commande qui linéarise et découple le système. Par la suite, nous appliquons au système ainsi linéarisé et découplé une commande par mode de glissement. Les résultats de la simulation sont présentés à la fin.

III.1 - OBJECTIF DE LA COMMANDE :

Notre objectif est de régler les sorties du moteur, la vitesse du rotor et le flux rotorique, au moyen d'une commande par mode de glissement. Le choix des sorties est d'une grande importance. En effet, il nous assure la linéarisation exacte du système si elle est possible.

Dans la première étape, notre but est de linéariser et découpler le système via une commande linéarisante basée sur un choix adéquat des sorties, puis dans la deuxième étape, de commander les sorties du système ainsi linéarisé par une commande à structure variable.

III.3 - LINEARISATION EXACTE ET DE DECOUPLAGE E/S :

III.2.1 - Modèle du moteur :

Considérons le modèle dynamique du moteur (1,27), (1,28) (1,29) exprimé dans un référentiel lié au champs tournant ($\omega_a = \omega_s$) et avec orientation du champ rotorique suivant l'axe d ($\phi_{qr} = 0$ et $\phi_{dr} = \phi_r$), en adoptant les notions suivantes :

$$\alpha = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s} \right), \quad \beta = \frac{1-\sigma}{\sigma M}, \quad \Omega_m = p\omega_m, \quad q = \frac{3 PM}{2 J L_r} \text{ et en prenant comme}$$

vecteur d'état : $x = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \omega_m]^T$, le système s'écrit comme suit :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -\alpha X_1 + \omega_s X_2 + \frac{\beta}{Tr} X_3 + \frac{1}{\sigma L_s} U_{ds} \\ \dot{X}_2 = -\omega_s X_1 - \alpha X_2 - \beta p X_4 X_3 + \frac{1}{\sigma L_s} U_{qs} \\ \dot{X}_3 = \frac{M}{Tr} X_1 - \frac{1}{Tr} X_3 \\ \dot{X}_4 = q X_2 X_3 - \frac{Cr}{J} \end{cases} \dots\dots\dots (3.1)$$

Avec la condition : $\phi_{qr} = 0 \Rightarrow \frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0$

doù :

$$\frac{M}{Tr} X_2 - (\omega_s - p X_4) X_3 = 0 \dots\dots\dots (3.2)$$

De l'équation (3.2) on tire :

$$\omega_s = p X_4 + \frac{M}{Tr} \cdot \frac{X_2}{X_3} \dots\dots\dots (3.3)$$

En remplaçant (3.3) dans le système (3.1) on obtient un système d'équations différentielles :

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = -\alpha X_1 + \frac{\beta}{Tr} X_3 + \frac{M}{Tr} \cdot \frac{X_2^2}{X_3} + p X_2 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} U_{ds} \\ \dot{X}_2 = -\alpha X_2 - \frac{M}{Tr} \cdot \frac{X_1 X_2}{X_3} - \beta p X_3 X_4 - p X_1 X_4 + \frac{1}{\sigma L_s} U_{qs} \\ \dot{X}_3 = \frac{M}{Tr} X_1 - \frac{1}{Tr} X_3 \\ \dot{X}_4 = q X_2 X_3 - \frac{Cr}{J} \end{cases} \dots\dots\dots (3.4)$$

Pour simplifier les calculs, nous utilisons les notations suivantes :

$$f_1(x) = -\alpha X_1 + \frac{\beta}{Tr} X_3 + \frac{M}{Tr} \cdot \frac{X_2^2}{X_3} + p X_2 X_4$$

$$f_2(x) = -\alpha X_2 - \frac{M}{Tr} \cdot \frac{X_1 X_2}{X_3} - \beta p X_3 X_4 - p X_1 X_4$$

$$f_3(x) = \frac{M}{Tr} X_1 - \frac{1}{Tr} X_3 \quad \dots\dots\dots(3.5)$$

$$f_4(x) = qX_2X_3 - \frac{Cr}{J}$$

et :

$$g_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma Ls \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T, \quad g_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \sigma Ls \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}^T \quad \dots\dots\dots(3.6)$$

III.2.2 Degrès relatif vectoriel :

Le degré relatif vectoriel d'un système correspond au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître au moins une entrée, nous choisissons d'après l'objectif du réglage comme sorties, $h_1(x) = X_3$ (composante du flux rotorique selon l'axe d) et $h_2(x) = X_4$ (la vitesse du rotor), et calculons leurs dérivées successives jusqu'à faire apparaître au moins une entrée :

1^{ère} Sortie : $h_1(x) = X_3$

$$\frac{dh_1(x)}{dt} = \frac{dX_3}{dt} = f_3(x)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 h_1(x)}{dt^2} &= \frac{d^2 X_3}{dt^2} = \frac{M}{Tr} \frac{dX_1}{dt} - \frac{1}{Tr} \frac{dX_3}{dt} \\ &= \frac{1}{Tr} (Mf_1(x) - f_3(x)) + \frac{M}{Tr} \cdot \frac{1}{\sigma Ls} U_{ds} \end{aligned}$$

Ainsi, le degré relatif correspondant à la première sortie est égal à 2 ($r_1 = 2$).

2^{ème} Sortie : $h_2(x) = X_4$

$$\frac{dh_2(x)}{dt} = \frac{dX_4}{dt} = f_4(x)$$

$$\begin{aligned} \frac{d^2 h_2(x)}{dt^2} &= \frac{d^2 X_4}{dt^2} = q \left(X_2 \frac{dX_3}{dt} + X_3 \frac{dX_2}{dt} \right) \\ &= q (X_2 f_3(x) + X_3 f_2(x)) + \frac{qX_3}{\sigma Ls} U_{qs} \end{aligned}$$

Le degré relatif correspondant à la deuxième sortie est égale à 2 ($r_2 = 2$).

En conséquence, comme $r_1 + r_2 = 4 = n$ (l'ordre du système), le système est exactement linéarisable au moyen d'une transformation des coordonnées et d'un

bouclage non linéaire.

III.2.3 - Forme normale :

La forme normale du système donné par les équations différentielles (3.4) est calculée à l'aide de la transformation non linéaire suivante :

$$\begin{aligned} Z_1 &= h_1(x) = X_3 \\ Z_2 &= L_f h_1(x) = f_3(x) \\ Z_3 &= h_2(x) = X_4 \dots\dots\dots(3.7) \\ Z_4 &= L_f h_2(x) = f_4(x) \end{aligned}$$

La transformation inverse de coordonnées s'écrit alors :

$$\begin{aligned} X_1 &= \left(\frac{Tr}{M}\right) \left(Z_2 + \frac{1}{Tr} Z_1 \right) \\ X_2 &= \frac{Z_4 + \frac{Cr}{J}}{qZ_1} \dots\dots\dots(3.8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} X_3 &= Z_1 \\ X_4 &= Z_3 \end{aligned}$$

A partir de (3.7) nous obtenons la forme normale du système (3.4)

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 \\ \dot{Z}_2 &= \frac{1}{Tr} (Mf_1(x) - f_3(x)) + \frac{M}{Tr} \cdot \frac{1}{\sigma L_s} U_{ds}, \quad x = \phi^{-1}(z) \dots\dots\dots(3.9) \\ \dot{Z}_3 &= Z_4 \end{aligned}$$

$$\dot{Z}_4 = q(X_2 f_3(x) + X_3 f_2(x)) + \frac{qX_3}{\sigma L_s} U_{qs}, \quad x = \phi^{-1}(x)$$

La matrice de découplage est donnée par :

$$A(x) = \begin{bmatrix} Lg_1 L_f h_1(x) & Lg_2 L_f h_1(x) \\ Lg_1 L_f h_2(x) & Lg_2 L_f h_2(x) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{M}{Tr \sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{qX_3}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \dots\dots (3.10)$$

$$\det A(x) = \frac{M}{Tr \sigma L_s} \cdot \frac{qX_3}{\sigma L_s}$$

La matrice $A(x)$ est non singulière pour tout $X_3 \neq 0$ ($\det A(x) \neq 0$) c'est à dire pour un flux non nul, alors que cette condition est toujours vérifiée dès que le moteur est sous tension.

La matrice de couplage inverse est donnée par :

$$A^{-1}(x) = \begin{bmatrix} \frac{\text{Tr}}{M} \sigma L_s & 0 \\ 0 & \frac{\sigma L_s}{qX_3} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.11)$$

III.2.4 - Commande linéarisante :

A partir de la matrice de découplage inverse donnée par (3.11) nous pouvons synthétiser la commande qui linéarise et découple le système (schéma bloc 3.1).

$$U = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + A^{-1}(x)V \dots\dots\dots(3.12)$$

avec : $L_f^2 h_1(x) = \frac{1}{\text{Tr}} (Mf_1(x) - f_3(x))$

$$L_f^2 h_2(x) = q(X_2 f_3(x) + X_3 f_2(x)) \dots\dots\dots(3.13)$$

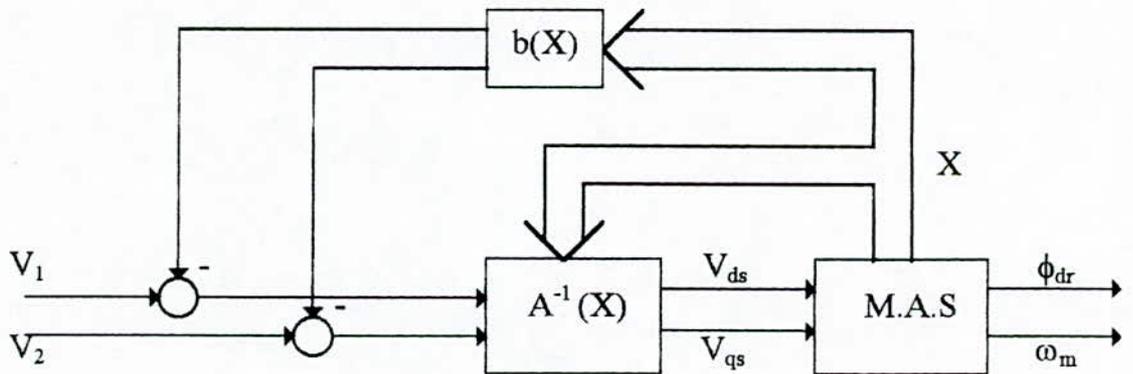


Schéma 3.1 : Structure générale de la commande pour bouclage statique

A partir de (3.12) et (3.13) la commande U s'écrit sous la forme :

$$U = \begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \frac{\sigma L_s}{M} (Mf_1(x) - f_3(x)) \\ \frac{\sigma L_s}{X_3} (X_2 f_3(x) + X_3 f_2(x)) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\text{Tr}}{M} \sigma L_s V_1 \\ \frac{\sigma L_s}{qX_3} V_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.14)$$

L'application des commandes U_{ds} , U_{qs} au système (3.4), donnée sous sa forme normale (3.9), nous a donné un système d'équations différentielles tel que:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 \\ \dot{Z}_2 &= V_1 \\ \dot{Z}_3 &= Z_4 \\ \dot{Z}_4 &= V_2 \end{aligned} \dots\dots\dots (3.15)$$

Le système ainsi obtenu est constitué de deux sous systèmes linéaires et découplés. La forme (3.15) est appelée forme canonique de BRUNOWSKY.

Elle peut être donnée sous la forme matricielle :

$$\dot{Z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} Z + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} V \dots\dots\dots(3.16)$$

$$Y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} Z$$

Cette forme correspond au système bloc 3.2 :

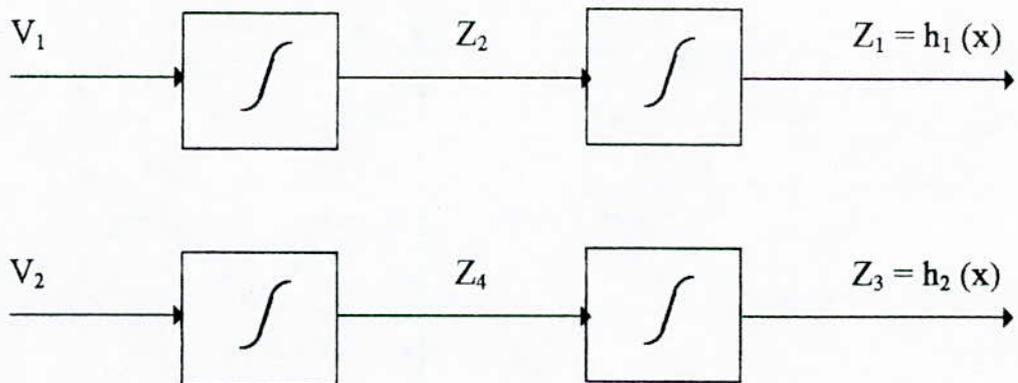


Schéma 3.2 : Système linéarisé et découplé

III.3 COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT :

Le retour d'état linéaire que nous allons injecter au système (3.15) est identique à celui introduit dans le deuxième chapitre (schéma III.6) . Ainsi, d'après le schéma bloc (3.2), le système est composé de deux sous systèmes linéaires et

découplés :

1^{er} sous système :

A partir de (3.15), l'expression du premier sous système dans l'espace de BRUNOWSKY est donnée par :

$$\dot{Z} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_1 \dots\dots\dots (3.17)$$

La surface de glissement proposée :

$$S_1(Z) = - Z_2 - C_1 Z_1 + C_1 \phi_{ref}$$

En utilisant le difféomorphisme $Z = \phi(x)$, la surface dans la base initiale vaut :

$$S_1(x) = - L_f h_1(x) - C_1 h_1(x) + C_1 \phi_{ref}$$

- Commande équivalente : V_{1eq}

$$\dot{S}_1(x) = - V_{1eq} - C_1 Z_2 = 0$$

d'où on tire :

$$V_{1eq} = - C_1 Z_2 \dots\dots\dots (3.18)$$

On injecte (3.18) dans (3.17), on obtient la forme d'état du système en régime glissant

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -C_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = A_1^* \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix}$$

- L'équation caractéristique du système est :

$$D_1(p) = \text{Det} [pI - A_1^*] = p (p + C_1)$$

C_1 est déterminé par placement de pôle .

$$C_1 = -P_1 ; P_1 > 0 \text{ (dans le demi plan gauche)}.$$

- Commande discontinue proposée :

$$V_1 = - k_1 C_1^2 (\phi_{ref} - Z_1) \cdot \text{Sign} [S_1 (Z_1 - \phi_{ref})] \dots\dots\dots (3.19)$$

k_1 est coisi supérieur à 1 $k_1 > 1$.

2^{ème} sous système :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_3 \\ \dot{Z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_2 \dots\dots\dots (3.20)$$

- La surface de glissement proposée :

$$S_2(Z) = -Z_4 - C_2 Z_3 + C_2 \omega_{ref} \dots\dots\dots(3.21)$$

- Surface non linéaire (dans l'espace initial):

$$S_2(x) = -L_f h_2(x) - C_2 h_2(x) + C_2 \omega_{ref} \dots\dots\dots(3.22)$$

- Commande équivalente : V_{2eq}

$$\dot{S}_2(x) = -V_{2eq} - C_2 Z_4 = 0$$

d'où on tire :

$$V_{2eq} = -C_2 Z_4 \dots\dots\dots(3.23)$$

La forme d'état du système en régime glissant est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_3 \\ \dot{Z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -C_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} = A_2^* \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.24)$$

L'équation caractéristique du système est donnée par :

$$D_2(p) = \text{Det} [PI - A_2^*] = P (P + C_2)$$

C_2 est déterminé par placement de pôle .

$C_2 = -P_2$ avec $P_2 > 0$ (dans le demi plan gauche).

- Commande discontinue proposée :

$$V_2 = -k_2 C_2^2 (\omega_{ref} - Z_3) \cdot \text{Sign} [S_2 (Z_3 - \omega_{ref})] \dots\dots\dots(3.25)$$

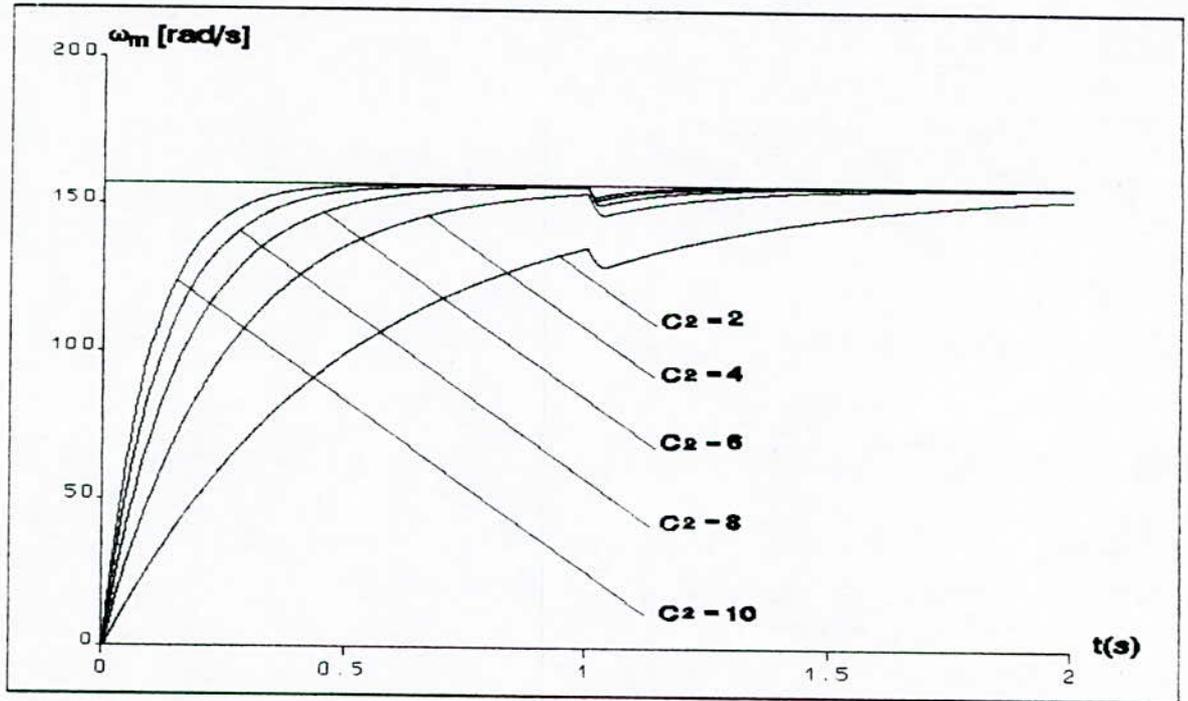
Avec $k_2 > 1$.

La représentation globale de cette commande est donnée au chapitre deux (voir schéma 2.10).

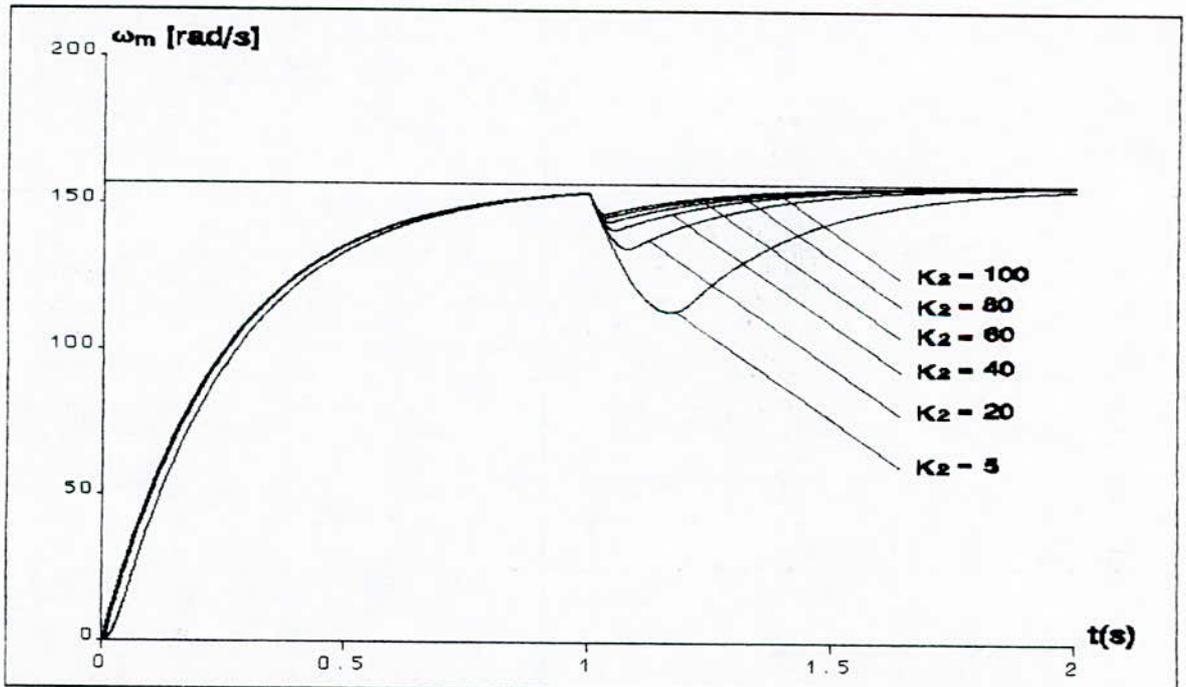
III.4 RESULTAT DE LA SIMULATION :

Après la linéarisation et le découplage du système par un retour d'état statique, la technique des modes glissants est adoptée pour le réglage, où la composante du flux rotorique selon l'axe d et la vitesse sont commandés séparément , nous avons relevé alors pour un échelon de vitesse de 0 à 157 rd/s et un échelon de flux de 0 à 0.3 Wb, l'effet de la variation de coefficient de commande C_2 sur la réponse de vitesse (Fig 3.1.a) avec $C_1 = 20$, $k_1 = k_2 = 100$ et de coefficient de commande k_2 sur la réponse de vitesse avec $C_1 = 20$, $C_2 = 4$ et $k_1 = 100$, (Fig 3.1.b)

Avec les mêmes échelons de consignes de vitesse ω_{ref} et du flux $\phi_r = \phi_{rd}$ nous avons relevé le comportement de la vitesse ω_m [rd/s] , du flux rotorique orienté, suivant l'axe d ϕ_r [Wb], les courants (i_{ds} [A], i_{qs} [A]), les commandes (U_{ds} , U_{qs}) et l'évolution des commandes discontinues V_1 , V_2 ainsi que les droites de commutation dans l'espace de BRUNOWSKY, dans l'espace initial et en fonction du temps, et tout cela pour un placement de pôle de $P_{1,1} = 0$; $P_{1,2} = -10$ pour la commande de vitesse, et $P_{2,1} = 0$, $P_{2,2} = -60$ pour la commande de flux.



(a)



(b)

Fig.III.1:a)Effet de la variation de coefficient de commande c_2 sur la réponse du vitesse avec $k_1=k_2=100$ et $c_1=20$.

b)Effet de la variation de coefficient de commande k_2 sur la réponse du vitesse avec $k_1=100, c_1=20$ et $c_2=4$.

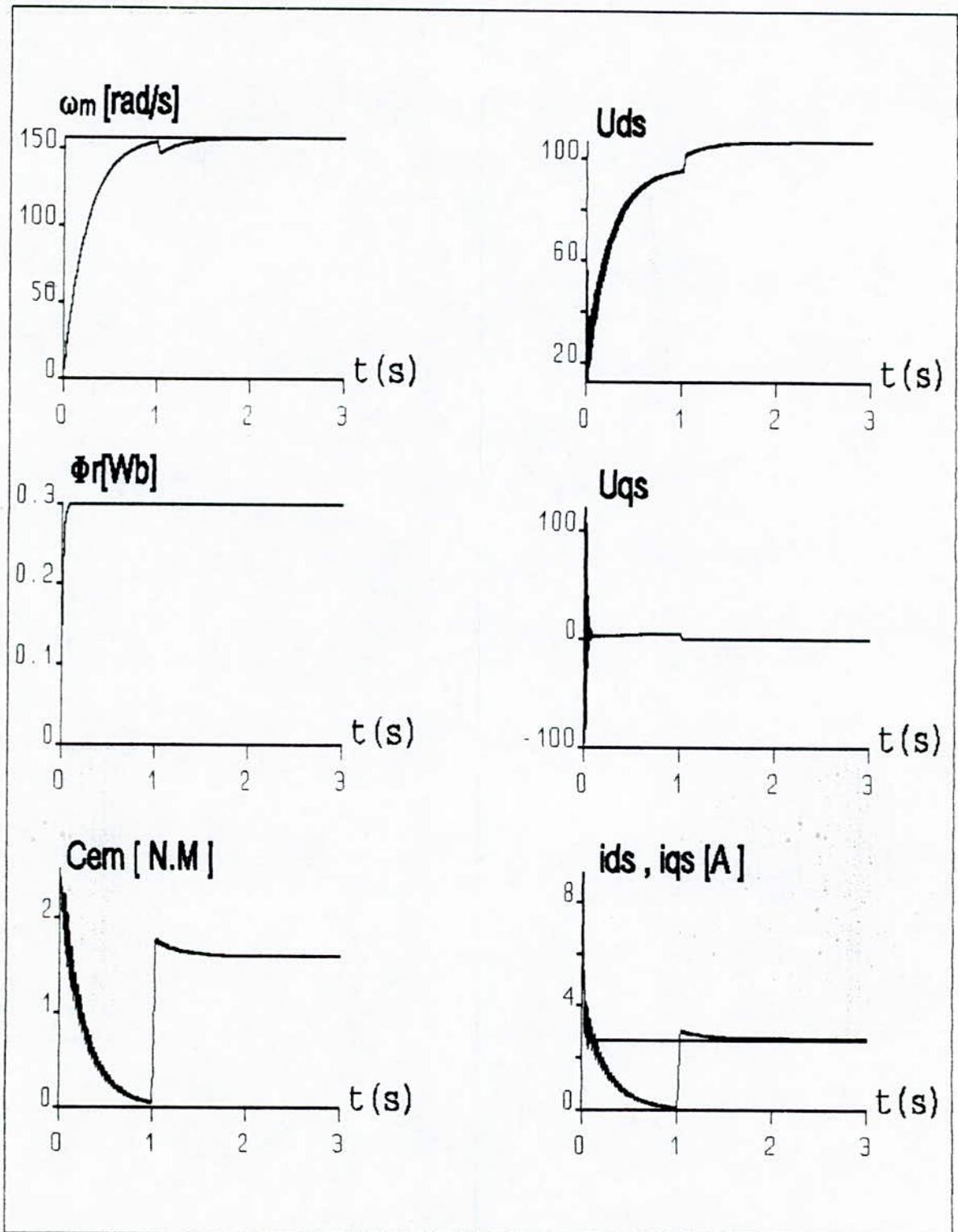


Fig.III.2:Démarrage à vide avec introduction d'une charge nominale en régime établi. $c_1=60, k_1=100, c_2=10, k_2=100$

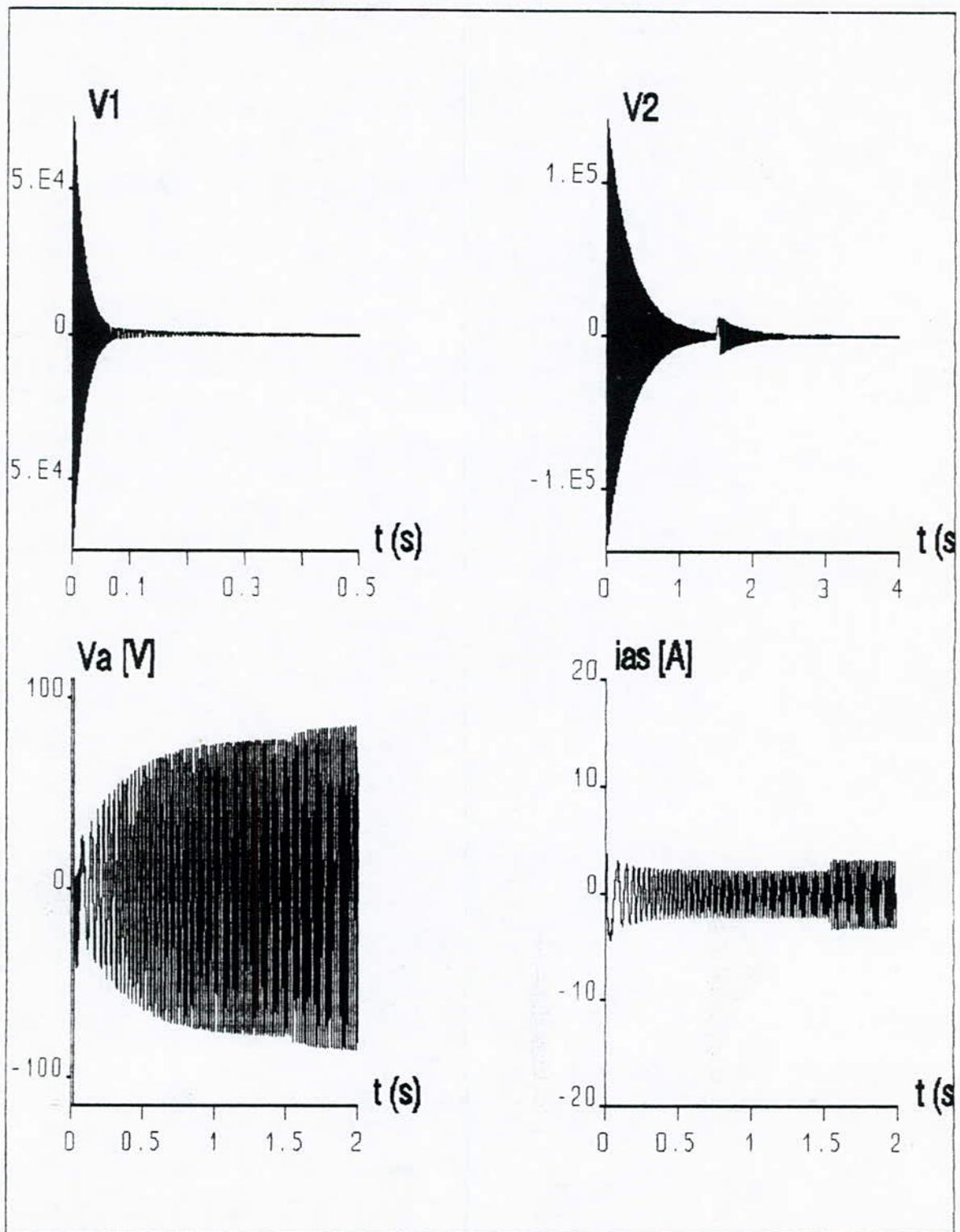


Fig.III.3: Evolution des commandes discontinus v_1, v_2 , ainsi que le courant et la tension de ligne.
 $c_1=60, k_1=100, c_2=10$ et $k_2=100$

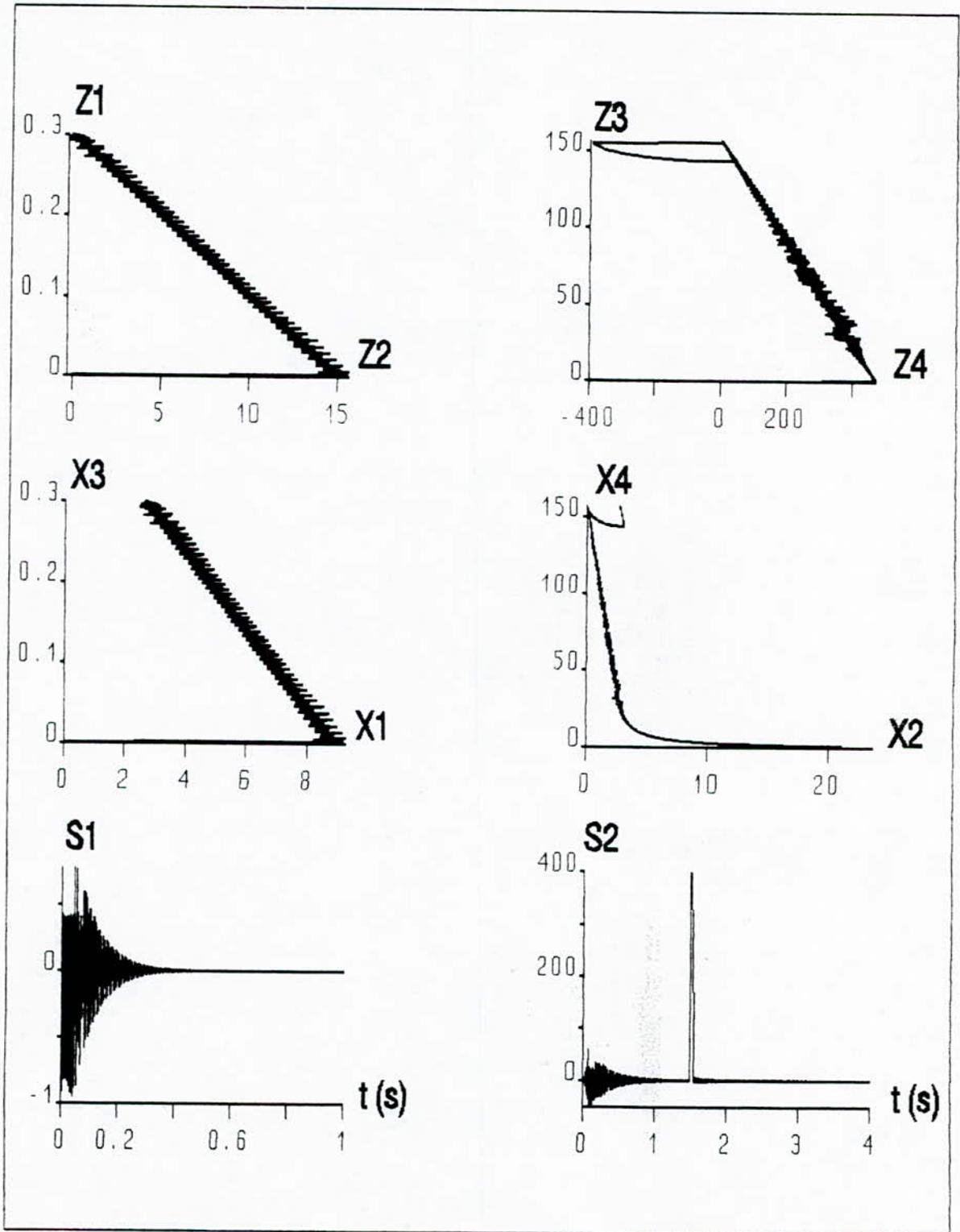


Fig.III.4: Evolution des droites de commutation dans l'espace de BRUNOWSKY, dans l'espace initial et en fonction de temps.

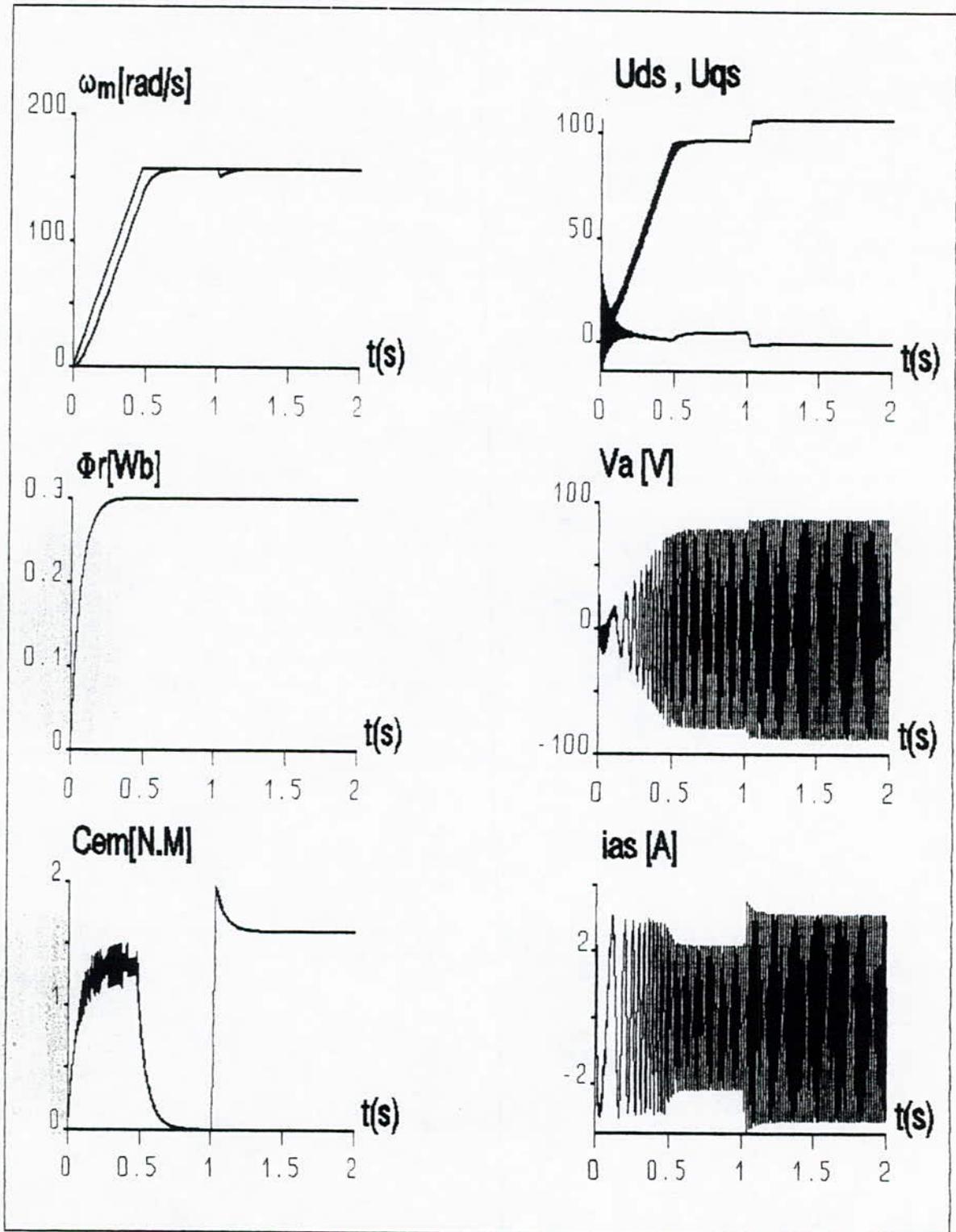


Fig.III.5: Réponse du système avec limitation de courant par poursuite d'une trajectoire récteligne.
 $c_1=60, k_1=100, c_2=10, k_2=100$ et $C_r=1.6N.m$

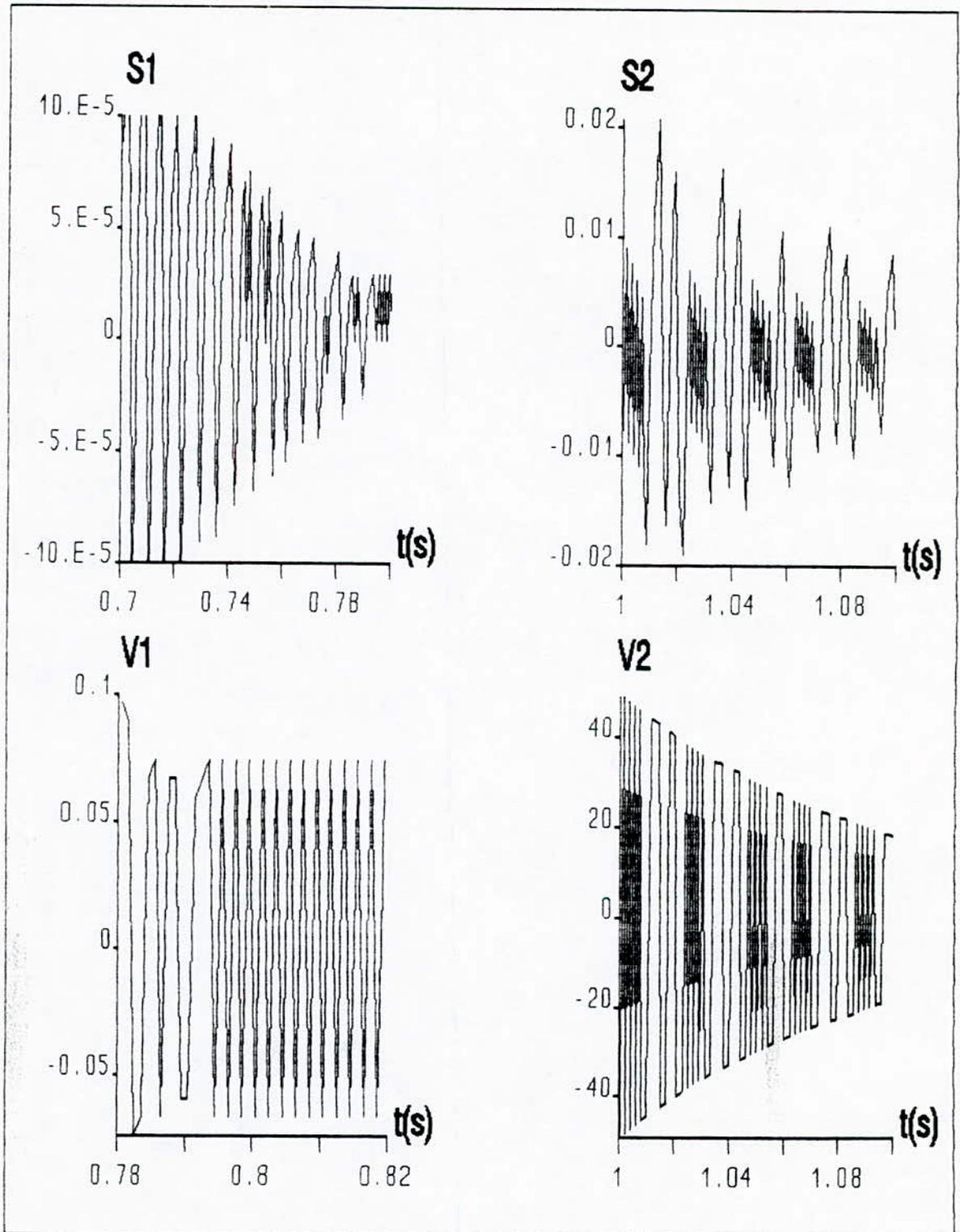


Fig.III.7: Visualisation de la commutation des surfaces s_1, s_2 et des commandes discontinues v_1, v_2 en régime établi.

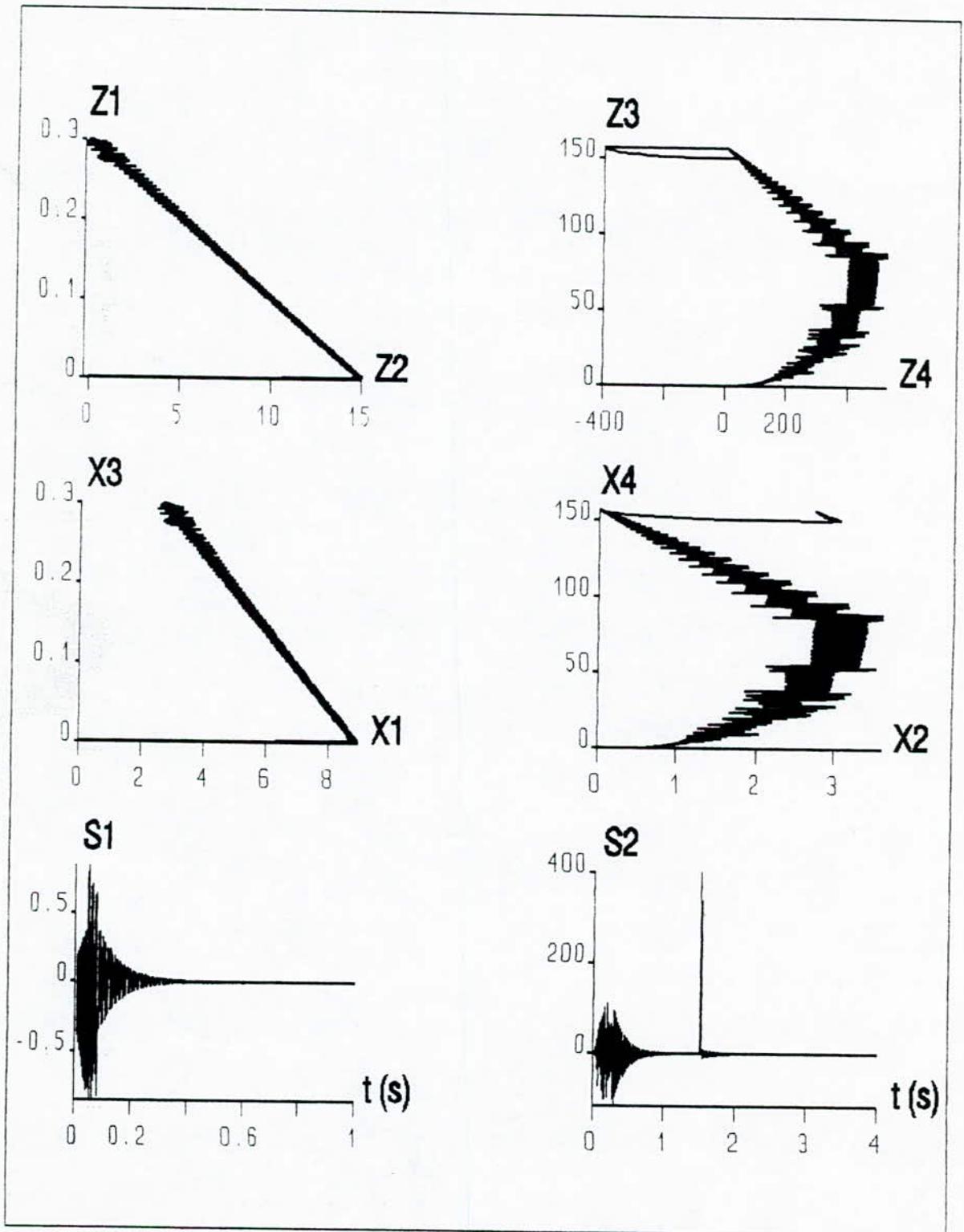


Fig.III.6: Evolution des droites de commutation dans l'espace de BRUNOWSKY, dans l'espace initial et en fonction de temps.

CHAPITRE IV

**COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT
VIA UNE LINEARISATION PARTIELLE
PAR RETOUR D'ETAT**

CHAPITRE IV

COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT VIA UNE LINEARISATION PARTIELLE PAR RETOUR D'ETAT

En se basant sur les concepts développés dans le chapitre deux, ce chapitre est consacré à la synthèse d'une commande qui linéarise partiellement le système et le découple.

Pour cela, on met le système sous forme normale qui représente une forme inobservable. Par la suite, nous appliquons au système (linéarisé) une commande à structure variable qui est définie par un choix judicieux des surfaces de commutation. Les résultats de simulation sont présentés à la fin.

4.1 - OBJECTIF DE LA COMMANDE :

On considère le modèle de la machine asynchrone (1.27) constitué par les variables d'état $\underline{x}^T = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m]$ et les commandes U_{ds}, U_{qs} définies dans l'espace de PARK.

Etant donné que le système n'est pas exactement linéarisable par bouclage statique, notre but est alors de trouver une commande qui linéarise et découple partiellement le système et qui assure la régulation du flux rotorique $\phi_r = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}$ et la vitesse ω_m et garanti l'inversibilité de la matrice de découplage.

4.2 - LINEARISATION PARTIELLE ET DECOUPLAGE :

4.2.1 - Modèle du moteur :

Considérons le modèle dynamique du moteur asynchrone (1.27) exprimé dans un référentiel lié au champs tournant ($\omega_a = \omega_s$). On choisit comme vecteur d'état : $\underline{x}^T = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m]$, le modèle ainsi défini ne représente aucune simplification du point de vue modélisation mathématique d'où :

$$\frac{di_{ds}}{dt} = -\left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right)i_{ds} + \omega_s i_{qs} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Omega_m \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{ds}$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = -\omega_s i_{ds} - \left(\frac{1-\sigma}{\sigma T_r} + \frac{1}{\sigma T_s}\right)i_{qs} - \frac{1-\sigma}{\sigma M} \Omega_m \phi_{dr} + \frac{1-\sigma}{\sigma M T_r} \phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{qs}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{M}{Tr} i_{ds} - \frac{1}{Tr} \phi_{dr} + (\omega_s - \Omega_m) \phi_{qr} \dots\dots\dots (4.1)$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{M}{Tr} i_{qs} - (\omega_s - \Omega_m) \phi_{dr} - \frac{1}{Tr} \phi_{qr}$$

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{3 PM}{2 J Lr} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) - \frac{f}{J} \Omega_m - \frac{1}{J} Cr$$

Pour des raisons de simplification, nous posons :

$$\underline{x}^T = [X_1 \ X_2 \ X_3 \ X_4 \ X_5] = [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}, \omega_m]$$

$$\left\{ \begin{aligned} f_1(x) &= -\alpha x_1 + \omega_s x_2 + \frac{\beta}{Tr} x_3 + \beta p x_5 x_4 + \frac{1}{\sigma Ls} U_{ds} \\ f_2(x) &= -\omega_s x_1 - \alpha x_2 - \beta p x_5 x_3 + \frac{\beta}{Tr} x_4 + \frac{1}{\sigma Ls} U_{qs} \\ f_3(x) &= \frac{M}{Tr} x_1 - \frac{1}{Tr} x_3 + (\omega_s - p x_5) \cdot x_4 \dots\dots\dots (4.2) \\ f_4(x) &= \frac{M}{Tr} x_2 - (\omega_s - p x_5) \cdot x_3 - \frac{1}{Tr} x_4 \\ f_5(x) &= q(x_2 x_3 - x_1 x_4) - \frac{Cr}{J} \quad , Cr = f \Omega_m - Cr \end{aligned} \right.$$

$$g_1 = \left[\frac{1}{\sigma Ls} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \right]^T, \quad g_2 = \left[0 \ \frac{1}{\sigma Ls} \ 0 \ 0 \ 0 \right]^T \dots\dots\dots (4.3)$$

avec : $\alpha = \left(\frac{1-\sigma}{\sigma Tr} + \frac{1}{\sigma Ts} \right)$, $\beta = \frac{1-\sigma}{\sigma M}$, $\Omega_m = P \cdot \omega_m$

et $q = \frac{3 PM}{2 J Lr}$

D'où le système (4, 1) appartient à la classe des systèmes non linéaires représenté sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = f(x) + g(x).U \\ Y = h(x), \text{ sortie du système} \dots\dots\dots (4.4) \end{cases}$$

où :

$$f(x) = \begin{bmatrix} f_1(x) \\ f_2(x) \\ f_3(x) \\ f_4(x) \\ f_5(x) \end{bmatrix}, \quad g(x) = \begin{bmatrix} g_1(x) \\ g_2(x) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad U = \begin{bmatrix} U_{ds} \\ U_{qs} \end{bmatrix}$$

La vitesse de synchronisme ω_s est donnée par [1], [2] :

$$\omega_s = p\omega_m + \left(\frac{2}{3}\right)\left(\frac{Rr}{P}\right)\left(\frac{Cem}{\phi_r^2}\right) \dots\dots\dots (4.5)$$

avec : $Cem = qj(i_{qs}\phi_{dr} - i_{ds}\phi_{qr})$

et $\phi_r^2 = \phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2$ (module de flux rotorique)

4.2.2 - Degré relatif vectoriel :

Nous choisissons les sorties du système suivant l'objectif de la commande, considérons les deux sorties $h_1(x) = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} = \sqrt{x_3^2 + x_4^2}$ (module de flux rotorique), $h_2(x) = \omega_m = x_5$ (la vitesse du moteur), et déterminons alors le degrés relatif correspondant à chaque sortie :

1^{ère} sortie : $h_1(x) = |\phi_r| = \sqrt{x_3^2 + x_4^2}$

$$\frac{dh_1(x)}{dt} = \frac{d(\sqrt{x_3^2 + x_4^2})}{dt} = \frac{1}{|\phi_r|} (x_3 f_3(x) + x_4 f_4(x)) = \dot{h}_1(x)$$

$$\frac{d^2 h_1(x)}{dt^2} = -\frac{1}{Tr} \dot{h}_1(x) - \left(\alpha + \frac{1}{Tr} + \frac{\dot{h}_1(x)}{|\phi_r|} \right) \left(\dot{h}_1(x) + \frac{1}{Tr} |\phi_r| \right) + \left(\frac{BM}{Tr^2} \right) |\phi_r|$$

Ainsi, le degré relatif correspondant à la première sortie $h_1(x)$ est égal à 2 ($r_1 = 2$)

2^{ème} sortie : $h_2(x) = x_5$

$$\frac{dh_2(x)}{dt} = \frac{dx_5}{dt} = f_5(x)$$

$$\frac{d^2 h_2(x)}{dt^2} = \frac{d^2 x_5}{dt^2} = q \left(\alpha + \frac{1}{Tr} \right) (x_1 x_4 - x_2 x_3) - q \cdot p x_5 (x_1 x_3 + x_2 x_4) - (q\beta P) X_5 |\phi_r|^2 + \left(q \cdot \frac{1}{\sigma L_s} \right) (X_3 U_{qs} - X_4 U_{ds})$$

D'où le degrés relatif à la deuxième sortie $h_2(x) = x_5$ est égal à 2 ($r_2 = 2$).

En conséquence, comme $r_1 + r_2 = 4 < n = 5$ (l'ordre du système), le système est partiellement linéarisable donc il présente une dynamique interne non observable (dynamique des zéros) qu'il faut assurer sa stabilité.

IV.2.3 - Forme normale :

Comme nous l'avons présenté dans le chapitre II, la forme normale est donnée par la transformation de coordonnées suivante :

$$Z_1 = h_1(x) = \sqrt{x_3^2 + x_4^2}$$

$$Z_2 = L_f h_1(x) = \frac{(x_3 f_3(x) + x_4 f_4(x))}{|\phi_r|}$$

$$Z_3 = h_2(x) = x_5$$

$$Z_4 = L_f h_2(x) = f_5(x)$$

$$Z_5 = \text{Arctg}\left(\frac{x_4}{x_3}\right)$$

Où Z_5 est calculée à partir de la condition $L_g Z_5 = 0$ afin de compléter le difféomorphisme.

La transformation inverse des coordonnées s'écrit alors :

$$X_1 = \frac{\text{Tr}Z_2 + Z_1}{M|\text{Sin}(Z_5)|} + \left(Z_4 + \frac{\text{Cr}}{qJ} \right) \left(\frac{|\text{Cotg}(Z_5)|}{Z_1^2 \cdot \text{Sin}^2(Z_5)} \right) - \frac{Z_4}{qZ_1 \cdot |\text{Sin}(Z_5)|} - \left(\frac{\text{Cr}}{qJ} \right) \frac{1}{Z_1 \cdot |\text{Sin}(Z_5)|}$$

$$X_2 = \frac{Z_1 + \text{Tr}Z_2}{M|\text{Cos}(Z_5)|} + \left(\frac{1}{Z_1^2 \cdot \text{Sin}^2(Z_5)} \right) \left(Z_1 + \frac{\text{Cr}}{qJ} \right) \dots\dots\dots (4 . 6)$$

$$X_3 = |Z_1 \cdot \text{Cos}(Z_5)|$$

$$X_4 = |Z_1 \cdot \text{Sin}(Z_5)|$$

$$X_5 = Z_5$$

Finalement, à partir de (3.5) nous obtenons la forme normale du système (2 , 5) :

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

$$\dot{Z}_2 = f_6(x) + \left(\frac{M}{Tr}\right) \left(\frac{1}{\sigma L_s}\right) [x_3 U_{ds} + x_4 U_{qs}] \left(\frac{1}{\phi_r}\right), \quad x = \phi^{-1}(z)$$

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

$$\dot{Z}_4 = f_7(x) + \left(\frac{q}{\sigma L_s}\right) [x_3 U_{qs} - x_4 U_{ds}], \quad x = \phi^{-1}(z)$$

$$\dot{Z}_5 = \frac{x_3 f_4(x) - x_4 f_3(x)}{\sqrt{x_3^2 + x_4^2}}, \quad x = \phi^{-1}(z)$$

Où $f_6(x) = L_f^2 h_1(x)$, $f_7(x) = L_f^2 h_2(x)$ et $x = \phi^{-1}(z)$

est la transformation de coordonnées inverse donnée par (4.6). Par ailleurs, la matrice de découplage est donnée par :

$$A(x) = \begin{bmatrix} Lg_1 L_f h_1(x) & Lg_2 L_f h_1(x) \\ Lg_1 L_f h_2(x) & Lg_2 L_f h_2(x) \end{bmatrix}$$

C'est à dire :

$$A(x) = -\frac{1}{\sigma L_s} \begin{bmatrix} \left(\frac{M}{Tr}\right) \frac{X_3}{|\phi_r|} & \left(\frac{M}{Tr}\right) \frac{X_4}{|\phi_r|} \\ -qX_4 & qX_3 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.7)$$

$A(x)$ est non singulière pour $x_3^2 + x_4^2 \neq 0$ c'est à dire $|\phi_r|^2$, condition qui est toujours vérifiée dès que le moteur est sous tension. La matrice inverse est donnée par :

$$A^{-1}(x) = -\frac{\sigma L_s}{q|\phi_r|} \left(\frac{Tr}{M}\right) \begin{bmatrix} qX_3 & \left(\frac{M}{Tr}\right) \frac{X_3}{|\phi_r|} \\ -qX_4 & \left(\frac{M}{Tr}\right) \frac{X_3}{|\phi_r|} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.8)$$

d'où la commande qui linéarise partiellement et découple le système (3.1) donnée sous sa forme normale (4.5) est :

$$U = -A^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^2 h_1(x) \\ L_f^2 h_2(x) \end{bmatrix} + A^{-1}(x)V \dots\dots\dots (4.9)$$

En remplaçant (4.9) dans (4.5) nous fait aboutir au système différentielle

suivant :

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= Z_2 \\ \dot{Z}_2 &= V_1 \\ \dot{Z}_3 &= Z_4 \\ \dot{Z}_4 &= V_2 \\ \dot{Z}_5 &= \frac{x_3 f_4(x) - x_4 f_3(x)}{\sqrt{x_3^2 + x_4^2}} \Big|_{x = \Phi^{-1}(Z)} = q(z) \end{aligned} \dots\dots\dots (4.10)$$

On peut présenter le système obtenu par le schéma bloc (IV - 1), qui se caractérise par deux parties , la première composé de deux sous systèmes linéaires et découplés , la deuxième d'un système qui constitue la partie non linéaire et inobservable .

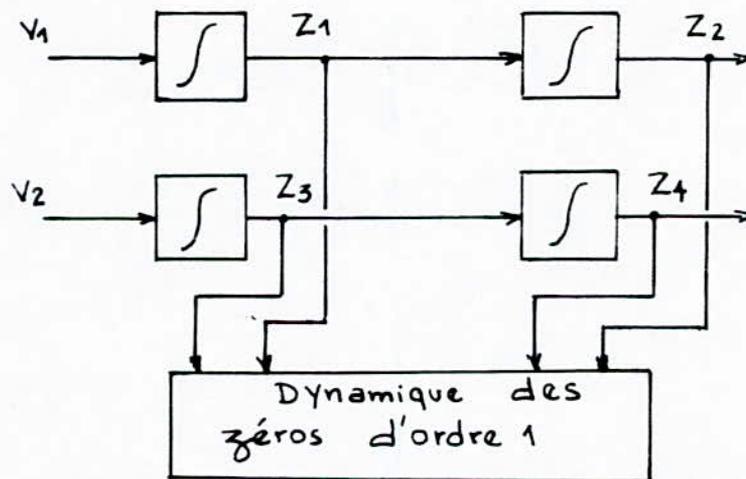


Schéma (IV - 1) : Système linéaire partiellement et découplé

4 - 3 - COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT :

La technique de commande par mode de glissement consiste à imposer la dynamique désiré au système au moyen d'un retour d'état linéaire qui constitue les surfaces de glissement à partir des qu'elles la loi de commutation des commande est déterminée .

En utilisant les principes présentés au chapitre deux et [4] , [7] , on procède au calcul de la commande du système .

1er Sous système :

A partir de (4 . 10) , l'expression du 1er sous système dans l'espace de

BRUNOWSKY est donnée par :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_1 \dots\dots\dots (4.11)$$

La surface de glissement proposé :

$$S_1(z) = -Z_2 - c_1 Z_1 + c_1 \Phi_{ref} \dots\dots\dots (4.12)$$

En utilisant le difféomorphisme $Z = \Phi(x)$ la surface dans l'espace original :

$$S_1(x) = -L_f h_1(x) - c_1 h_1(x) + c_1 \Phi_{ref} \dots\dots\dots (4.13)$$

* Commande équivalente V_{1eq} :

$$\dot{S}_1(z) = -V_{1eq} - c_1 \cdot Z_2 = 0$$

d'où la commande équivalente est :

$$V_{1eq} = -c_1 Z_2 \dots\dots\dots (4.14)$$

On remplace (4.14) dans (4.11) on obtient les équations d'état du système en régime glissant :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_1 \\ \dot{Z}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} = A_1 \begin{bmatrix} Z_1 \\ Z_2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.15)$$

L'équation caractéristique du système est :

$$D_1 = \text{Det} [pI - A_1] = p(p + c_1) \dots\dots\dots (4.16)$$

$$c_1 = -p_1, \quad p_1 > 0$$

* Commande discontinu proposé (II -)

$$V_1 = -K_1 c_1^2 (\Phi_{ref} - z_1) \text{sign} [S_1 \cdot (z_1 - \Phi_{ref})] \dots\dots\dots (4.17)$$

k_1 est choisi supérieur à 1 , $k_1 > 1$.

2ème Sous système :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_3 \\ \dot{Z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} V_2 \dots\dots\dots (4.18)$$

* Surface de glissement proposé :

$$S_2(z) = -Z_4 - c_2 Z_3 + c_2 \omega_{ref} \dots\dots\dots (4.19)$$

* Surface non linéaire (dans la base initiale) :

$$S_2(x) = -L_f h_2(x) - c_2 h_2(x) + c_2 \omega_{ref} \dots\dots\dots (4.20)$$

* Commande équivalente V_{2eq} :

$$\dot{S}_2(x) = -V_{2eq} - c_1 Z_4 = 0 .$$

d'où :

$$V_{2eq} = -c_2 Z_4 \dots\dots\dots (4.21)$$

L'équation d'état en régime glissant est :

$$\begin{bmatrix} \dot{Z}_3 \\ \dot{Z}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -c_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} = A_2^* \begin{bmatrix} Z_3 \\ Z_4 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.22)$$

L'équation caractéristique du système est donnée par :

$$D_2(p) = \text{Det} [PI - A_2^*] = P(P + c_2)$$

c_2 est déterminée par placement de pôle :

$$c_2 = -P_2 \quad , \quad P_2 > 0$$

Commande discontinue :

$$V_2 = -K_2 c_2^2 (\omega_{ref} - z_3) \text{sign} [S_2 \cdot (z_3 - \omega_{ref})] \dots\dots\dots (4.24)$$

$$K_2 > 1$$

A partir des résultats antérieurs , la matrice de transfert en boucle fermée correspondant à la dynamique du système est donnée par :

$$H_s = \begin{bmatrix} \frac{kw_1}{S(S+P_1)} & 0 \\ 0 & \frac{kw_2}{S(S+P_2)} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4.25)$$

Telle que P_1, P_2 sont les pôles imposées dans l'espace de BRUNOWSKY ET $Kw_1 = c_1, Kw_2 = c_2$, sont les coefficients d'intervention directe des consignes Φ_{ref}, ω_{ref} .

La représentation globale de cette commande est représentée par le schéma (4-2) :

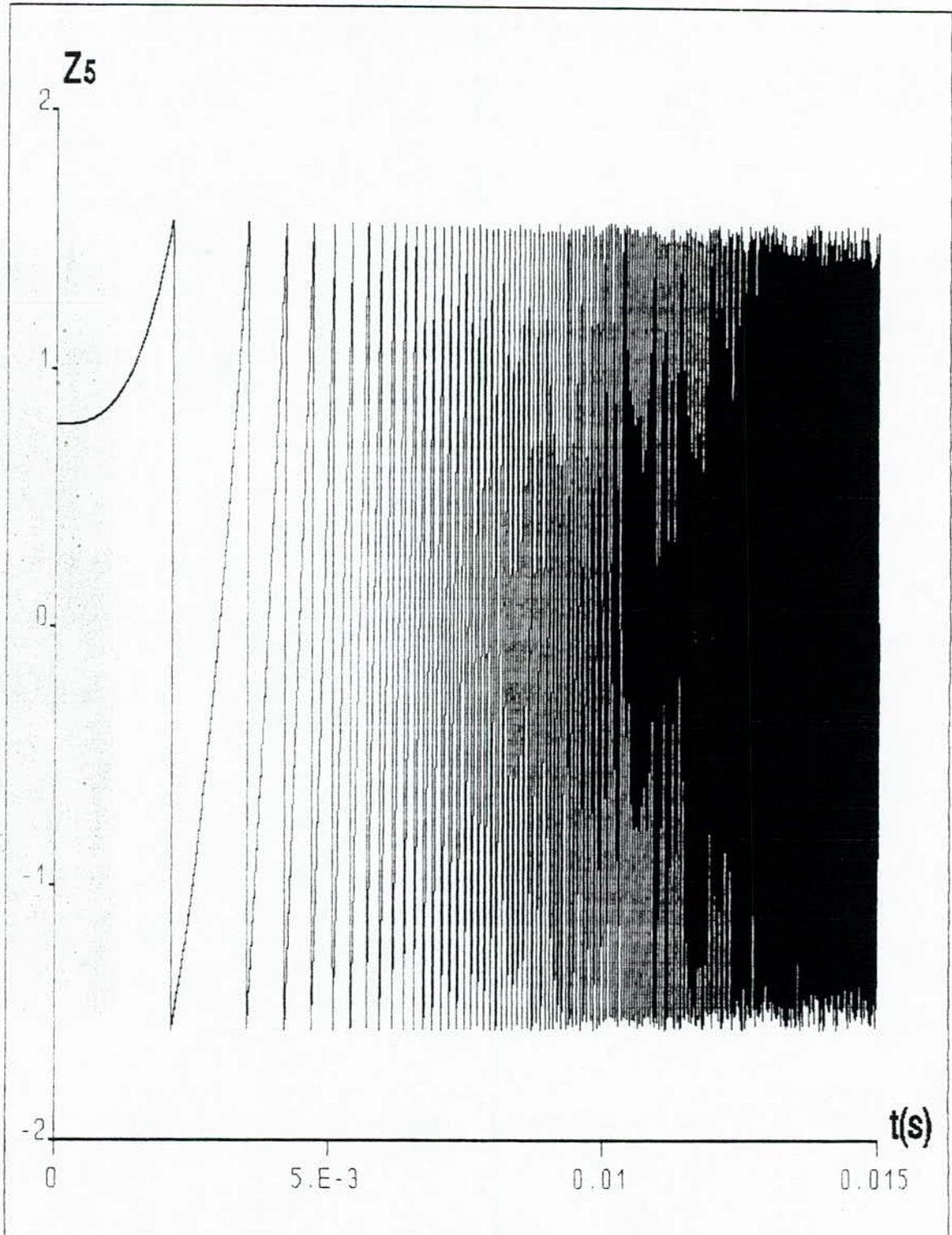
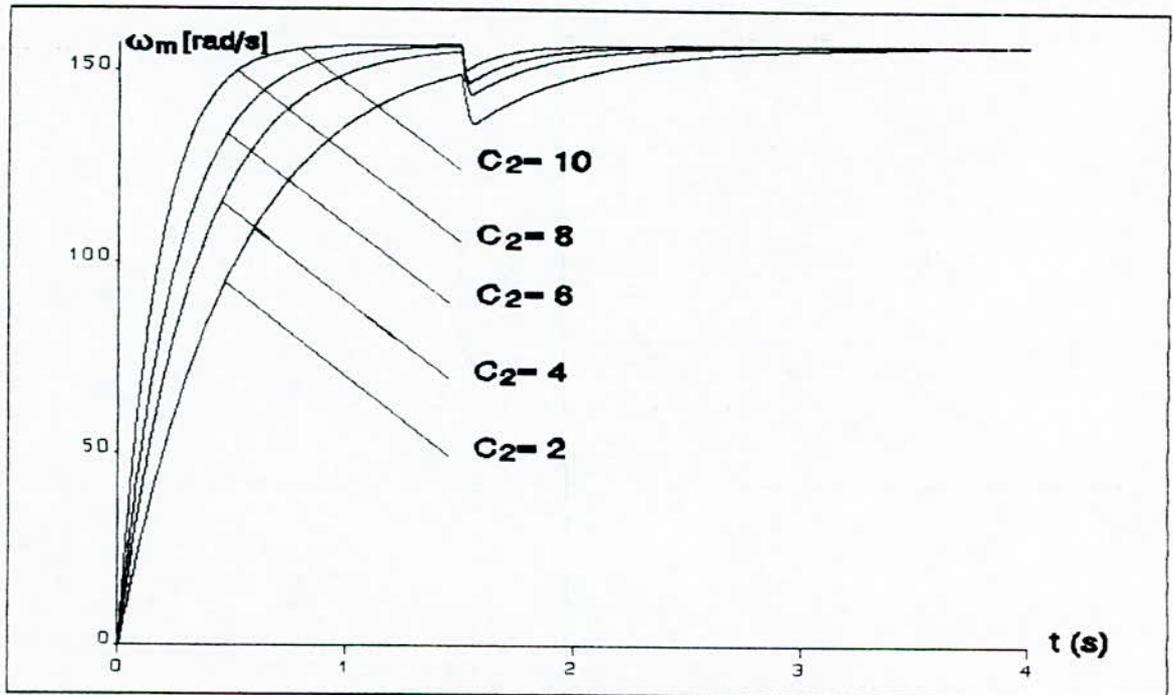
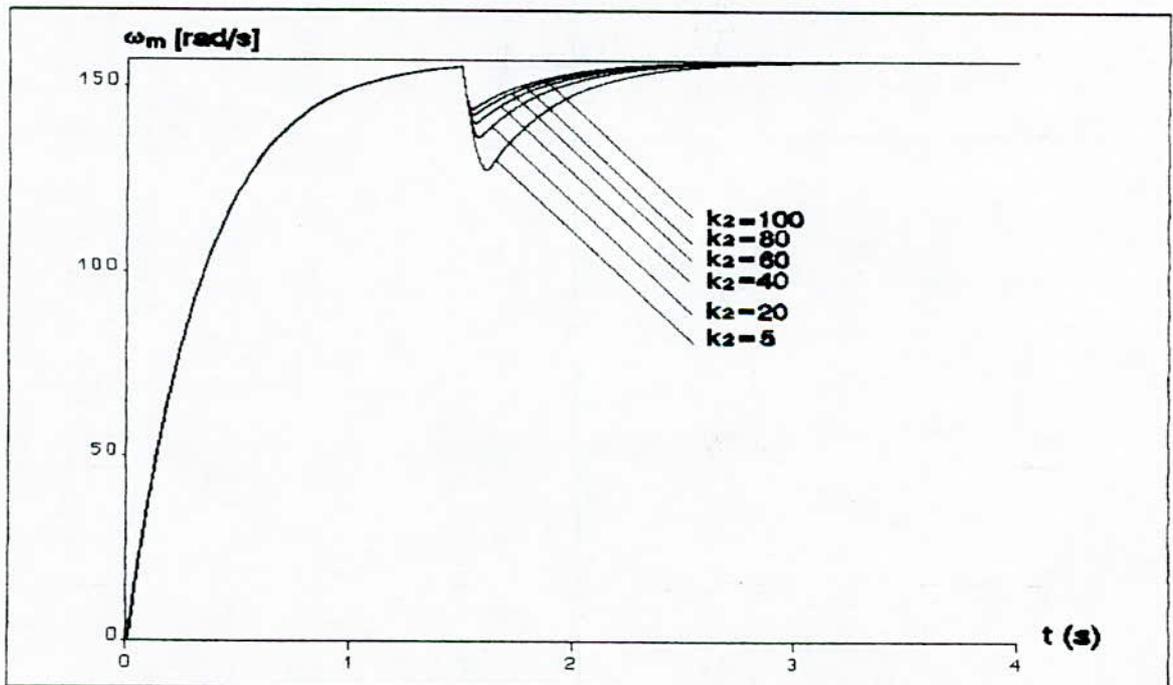


Fig.IV.1: Evolution de la dynamique des zéros du système.



(a)



(b)

Fig. IV.2:a). Effet de la variation de coefficient de commande c_2 sur la réponse de la vitesse, avec $c_1=20, k_1=k_2=100$.

b). Effet de la variation de coefficient de commande k_2 sur la réponse de la vitesse, avec $c_1=20, k_1=100, c_2=4$

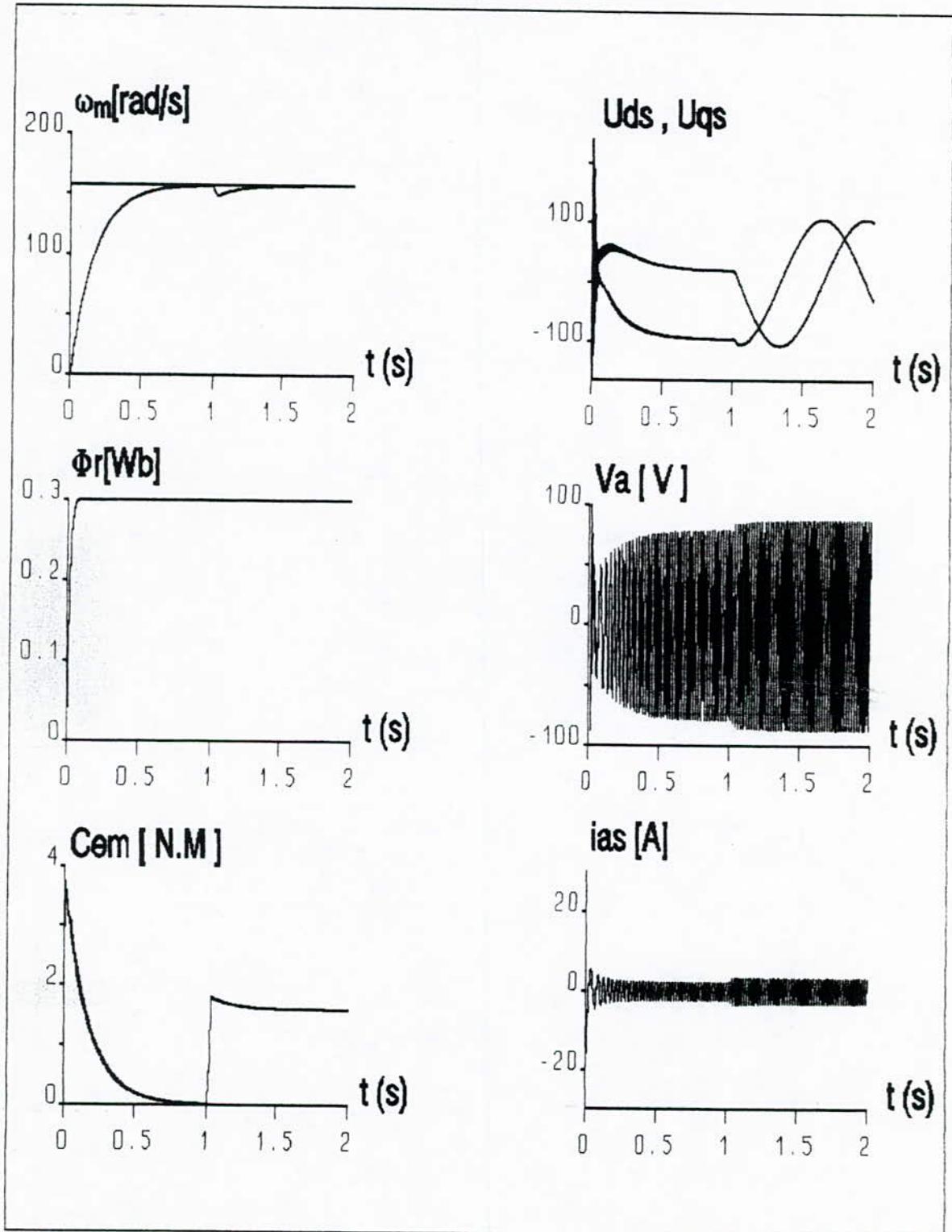


Fig.IV.3: Démarrage à vide du système avec introduction d'une charge nominale en régime établi.
 $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60$ et $C_r=1.6$ N.m

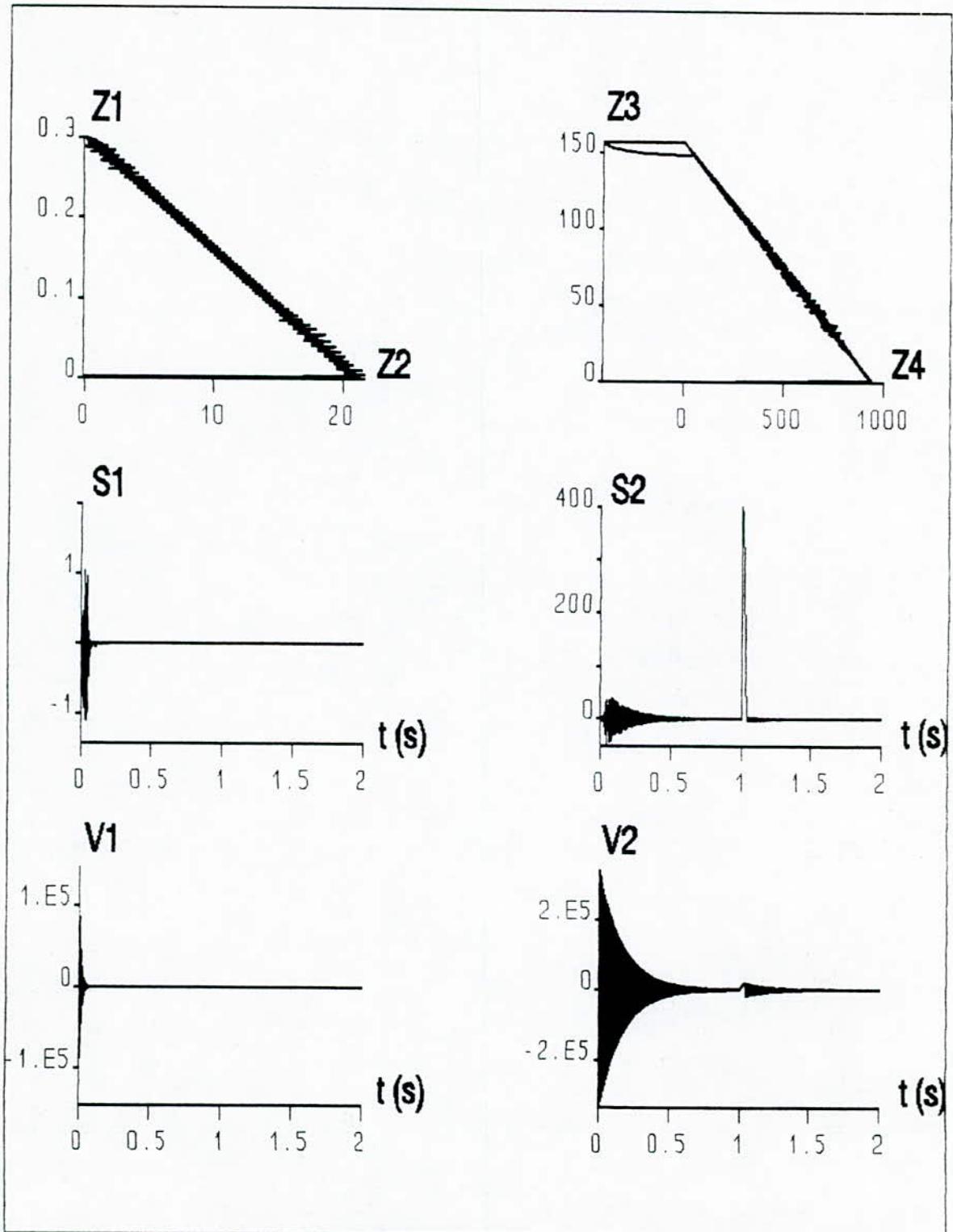


Fig.IV.4: Evolution des droites de commutation dans l'espace de BRUNOWSKY, en fonction de temps, et les commandes discontinus v_1, v_2 .

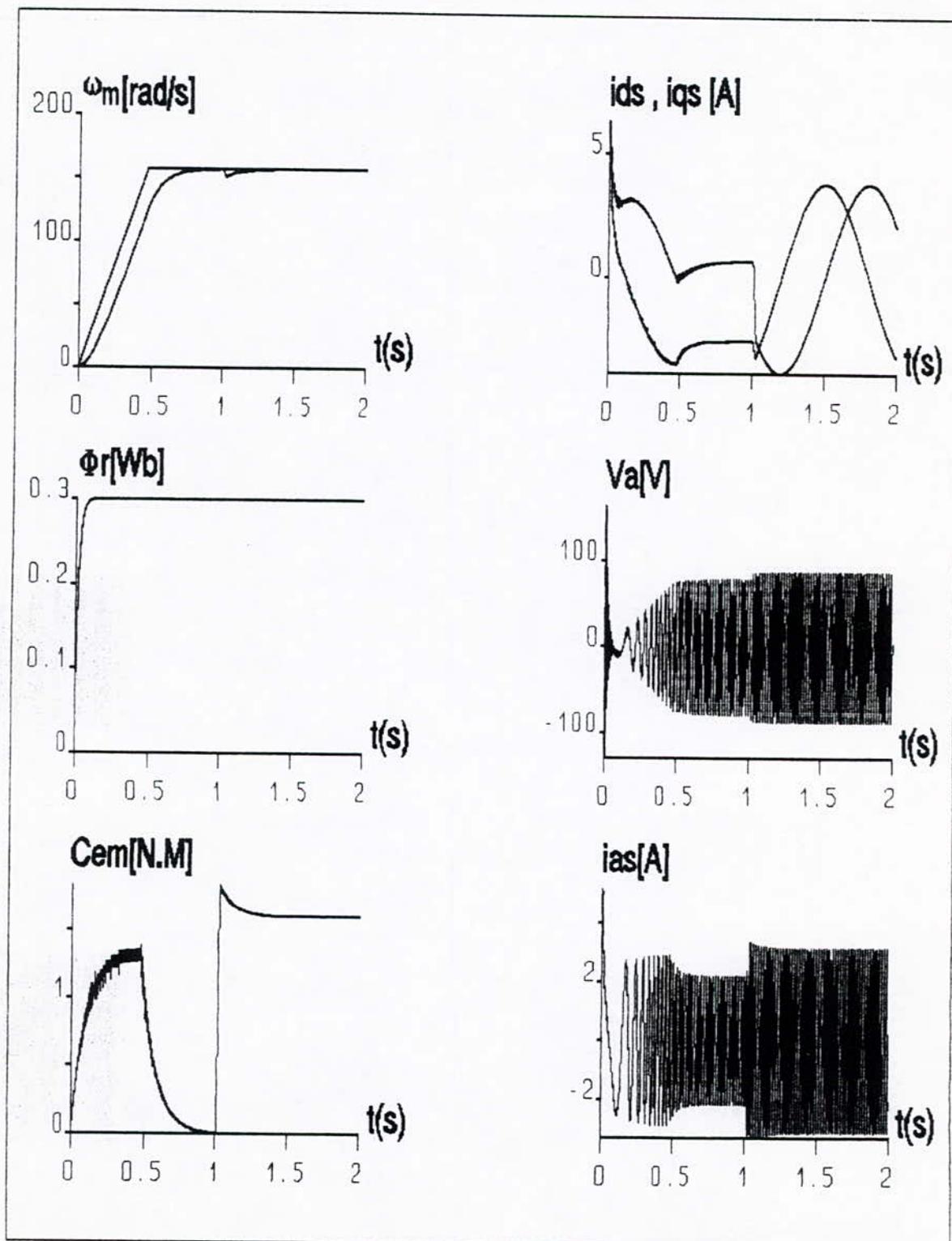


Fig.VI.5: Réponse du système avec limitation par trajectoire de référence en régime transitoire. $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60$ et $C_r=1.6\text{N.m}$

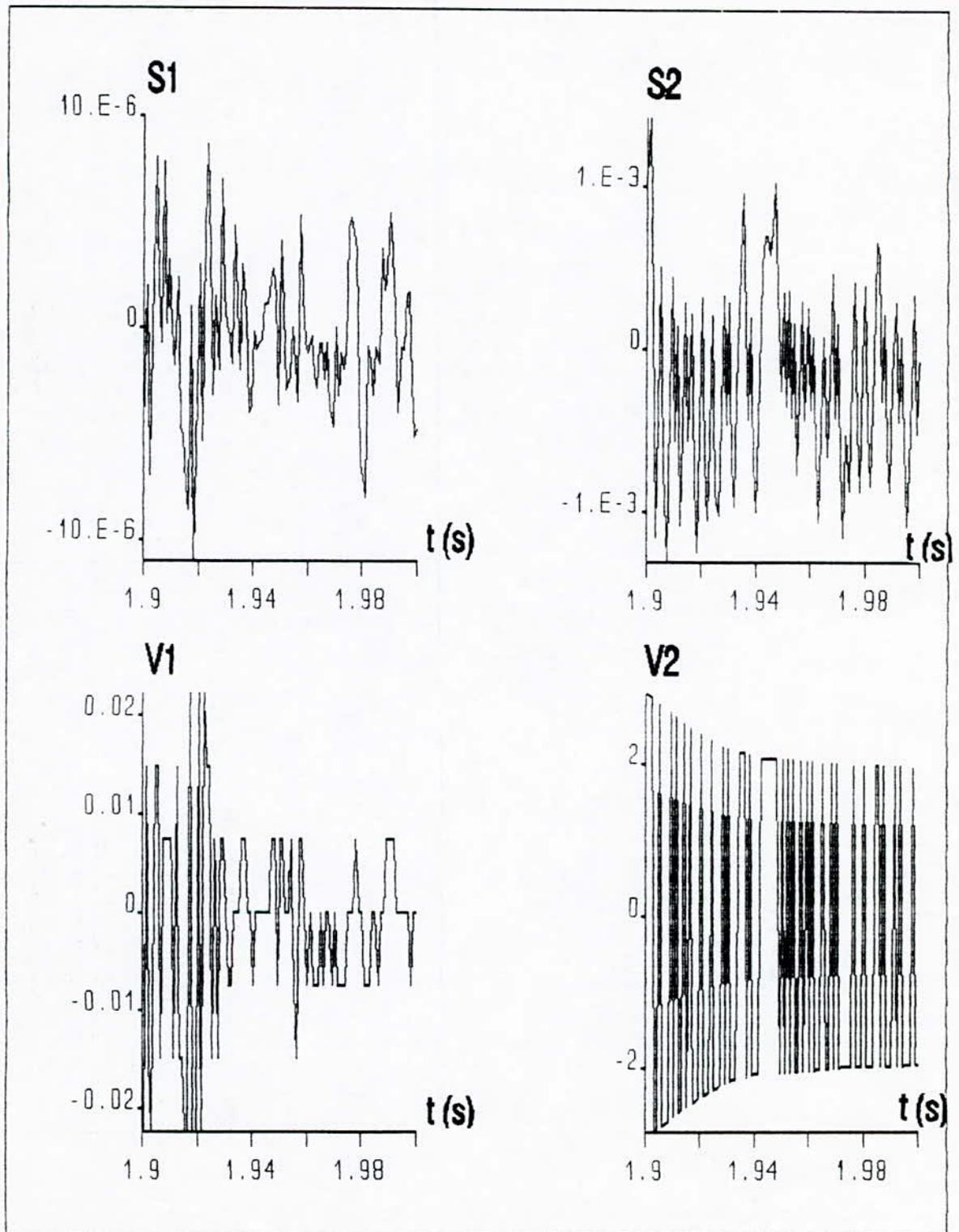


Fig.IV.7: Visualisation de la commutation des surfaces s_1, s_2 et des commandes discontinus v_1, v_2 en régime établi.

CHAPITRE V

ASSOCIATION CONVERTISSEUR - M.A.S

CHAPITRE V

ASSOCIATION CONVERTISSEUR - M.A.S

L'étude de l'association onduleur de tension - machine asynchrone constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électronique de puissance et de réglage . La majorité de ces travaux ont conduit d'une part à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part , à développer de nouvelles techniques de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de cette association .

Dans ce chapitre nous présentons l'analyse de l'ensemble Onduleur - Machine asynchrone avec la structure de commande , l'onduleur est commandé par deux techniques différentes qui se basent sur la modulation de largeur d'impulsion MLI .

V . 1 - MODULATION DE L'ONDULEUR DE TENSION COMMANDE EN MODE MLI [14] , [15] :

Afin de réaliser l'association convertisseur - machine asynchrone , on utilise un onduleur de tension triphasé constitué à base des éléments à semi conducteur (transistor , thyristor ...) alimenté par une source de tension continue E , Schéma (5 . 1) .

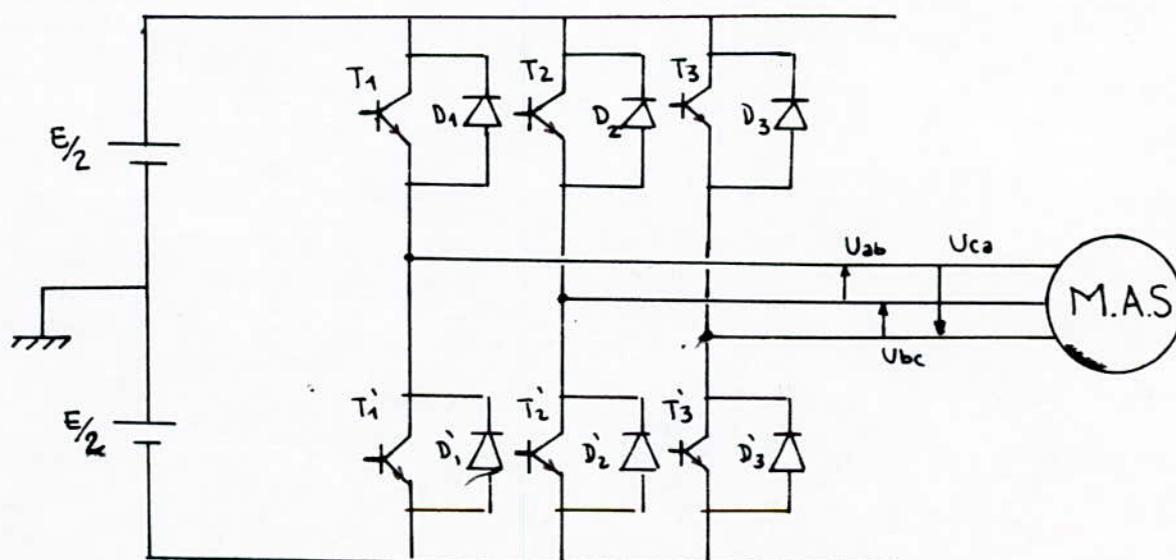


Schéma (5 . 1) : Onduleur de tension

Les tensions simples sont données par :

$$\begin{aligned} V_{as} &= 1/3 (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bs} &= 1/3 (U_{bc} - U_{ab}) \dots\dots\dots (5.1) \\ V_{cs} &= 1/3 (U_{ca} - U_{bc}) \end{aligned}$$

La commande des transistors est complémentaire, donc on peut remplacer chaque bras par un interrupteur à deux positions, schéma (5.2).

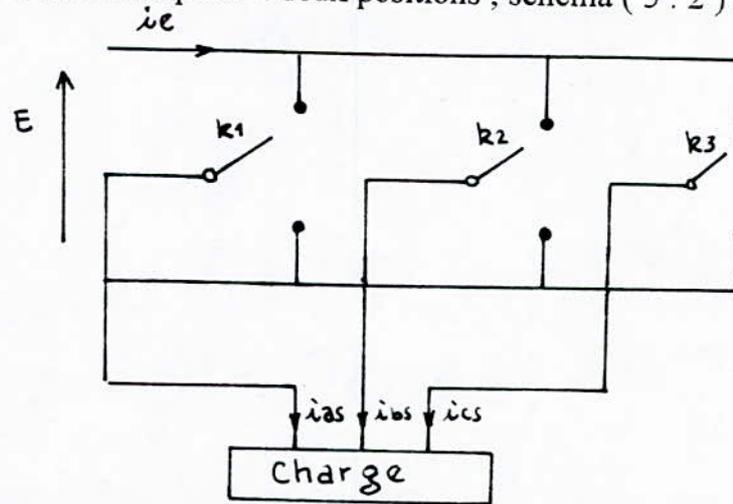


Schéma (5.2) : Représentation des Transistors par des Interrupteurs

A chaque interrupteur k_i , $i = 1, 2, 3$ on associe une fonction logique k_i définie par :

$$\begin{cases} k_i = 1 & \text{Si } k_i \text{ est connecté à l'borne (-) de la source} \\ k_i = -1 & \text{Si } k_i \text{ est connecté à l'borne (+) de la source} \end{cases} \dots\dots\dots (5.2)$$

$i = 1, 2, 3$

Il en découle :

$$\begin{cases} U_{ab} = \frac{E}{2} (k_1 - k_2) \\ U_{bc} = \frac{E}{2} (k_2 - k_3) \dots\dots\dots (5.3) \\ U_{ca} = \frac{E}{2} (k_3 - k_1) \end{cases}$$

Par conséquent, les tensions simples V_{as} , V_{bs} , V_{cs} s'exprime par :

$$\begin{cases} V_{as} = \frac{1}{6} E (2k_1 - k_2 - k_3) \\ V_{bs} = \frac{1}{6} E (2k_2 - k_1 - k_3) \dots\dots\dots (5.4) \\ V_{cs} = \frac{1}{6} E (2k_3 - k_1 - k_2) \end{cases}$$

Le courant i_e à l'entrée de l'onduleur a pour expression :

$$i_e = k_1 i_a + k_2 i_b + k_3 i_c$$

Afin de générer les tensions simples (5 . 4) qui alimentent la M.A.S , il reste à déterminer les fonctions logiques k_i $i = 1, 2, 3$. Celles si dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur .

V . 2 - STRATEGIE DELTA (à hysteresis) [15] , [16] , [17] :

Cette technique consiste a maintenir les courants réels statoriques de la machine , à l'intérieur d'une bande de largeur donnée h , centrée autour des courants de références , schéma (5 . 3) .

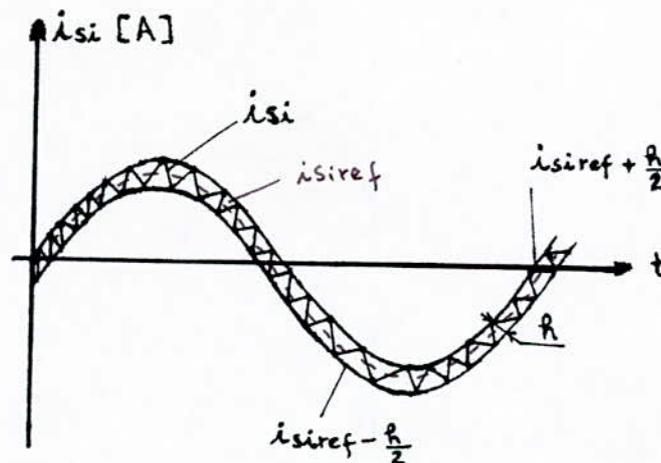


Schéma (5 . 3) : Principe de commutation des courants

Pour chaque bras de l'onduleur , schéma (5 . 4) , les transistors T_i et T_i' $i = 1, 2, 3$ sont relié , l'un à la sortie d'un comparateur à hystérisis , l'autre à cette même sortie via un inverseur . L'entrée du comparateur est attaquée par un signal image de la différence Δi_{si} ($i = 1, 2, 3$) entre les courants réels i_{si} et les courants de références $i_{si\ ref}$ calculés à partir de la structure de commande . Le changement de signe de cette différence entraîne le basculement du comparateur

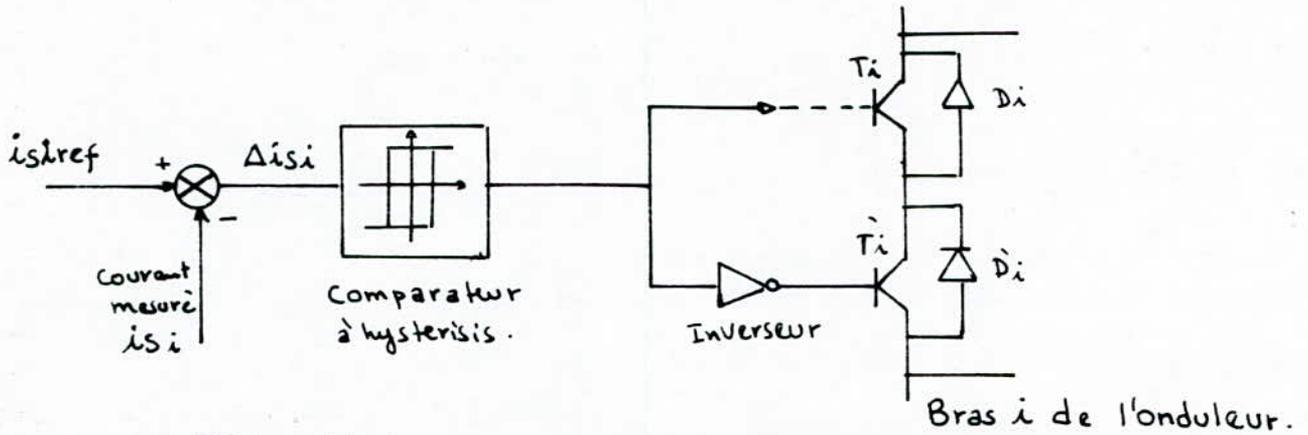


Schéma (5 . 4) : Principe du contrôle des courants par hystérésis

La logique de fonctionnement est donnée par :

$$\begin{aligned}
 F_i^{k+1} &= -1 \quad \text{Si } i_{Si} \geq i_{Si\text{ref}} + h/2 \\
 F_i^{k+1} &= +1 \quad \text{Si } i_{Si} \leq i_{Si\text{ref}} - h/2 \\
 F_i^{k+1} &= F_i^k \quad \text{Si } i_{Si\text{ref}} - h/2 \leq i_{Si} \leq i_{Si\text{ref}} + h/2
 \end{aligned}
 \tag{5.4}$$

F_i^k : Valeur de F_i à la $k^{\text{ème}}$ itération .

F_i^{k+1} : Valeur de F_i à la $k+1^{\text{ème}}$ itération , $i = 1, 2, 3$

$$i_{Si} = i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$$

$$i_{Si\text{ref}} = i_{as\text{ref}}, i_{bs\text{ref}}, i_{cs\text{ref}}$$

Enfin , l'association convertisseur machine asynchrone avec la boucle de courant de l'onduleur est représentée par le schéma (5 . 5)

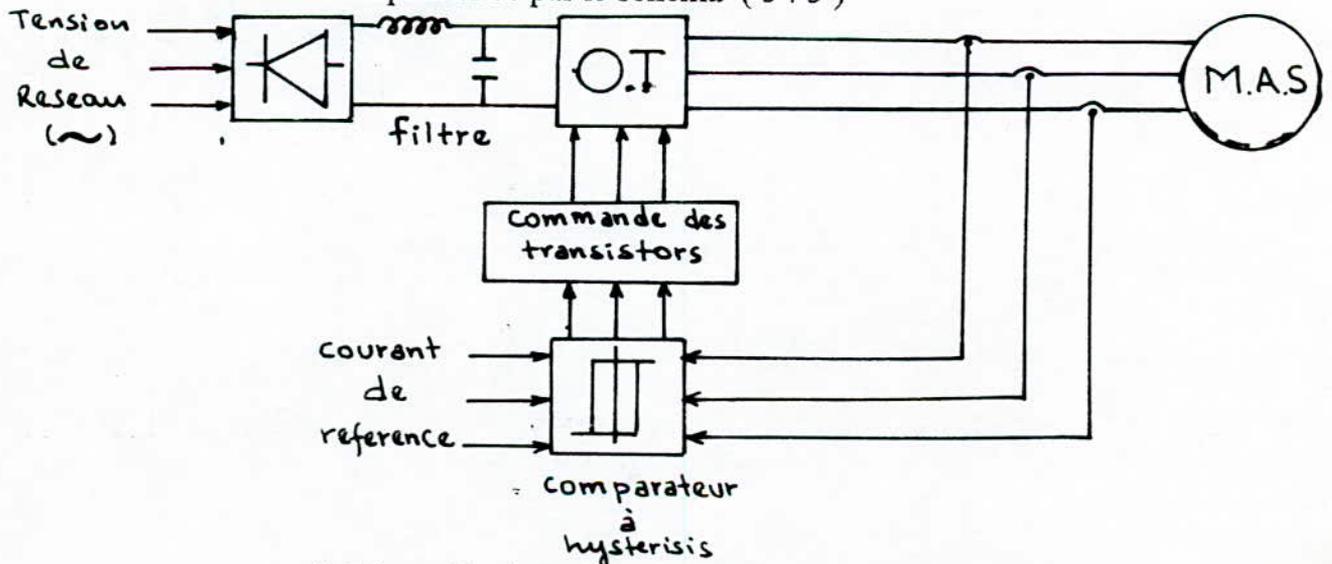


Schéma (5 . 5) : Association Convertisseur - M.A.S

Dans ce paragraphe , nous présentons la structure générale de commande de l'association convertisseur - M.A.S pour les deux modèles présentés antérieurement avec et sans orientation de champ rotorique . Cette structure est représentée par le schéma synoptique (5 . 5) .

V . 2 . 1 - Modèle lié au champ tournant :

Les grandeurs de commandes $U_{d_s \text{ ref}}$, $U_{q_s \text{ ref}}$ générés à partir de " REGULATEUR GLISSANT " (RG) schéma (5 . 6) sont calculés de la structure de commande du modèle (4 . 1) , d'où :

$$\begin{cases} U_{d_s \text{ ref}} = \left(\frac{\sigma L_s}{q \Phi_r^2} \right) \left[q \left(\frac{T_r}{M} \right) \cdot (x_3 \Phi_r) (v_1 - L_f^2 h_1(x)) - x_4 (v_2 - L_f^2 h_2(x)) \right] \\ U_{q_s \text{ ref}} = \left(\frac{\sigma L_s}{q \Phi_r^2} \right) \left[q \left(\frac{T_r}{M} \right) \cdot (x_4 \Phi_r) (v_1 - L_f^2 h_1(x)) + x_3 (v_2 - L_f^2 h_2(x)) \right] \end{cases} \dots (5 . 7)$$

Avec :

$$L_f^2 h_1(x) = - \left(\frac{1}{T_r} \right) \mathcal{Z} - \left(\alpha + \frac{1}{T_r} + \frac{\mathcal{Z}}{\Phi_r} \right) \left(\mathcal{Z} + \frac{1}{T_r} \Phi_r \right) + \left(\frac{B M}{T_r^2} \right) \Phi_r + p \left(\frac{M}{T_r} \right) x_5 (x_2 x_3 - x_1 x_4) \left(\frac{1}{\Phi_r} \right) + \left(\frac{M}{T_r} \right)^2 \left(\frac{1}{\Phi_r} \right) (x_1^2 + x_2^2)$$

$$L_f^2 h_2(x) = q \left(\alpha + \frac{1}{T_r} \right) (x_1 x_4 - x_2 x_3) - q p x_5 [(x_1 x_3 + x_2 x_4) - \beta \Phi_r^2]$$

$$\text{et : } \mathcal{Z} = - \left(\frac{1}{T_r} \right) \Phi_r + \left(\frac{M}{T_r} \right) \frac{(x_1 x_3 + x_2 x_4)}{\Phi_r}$$

$$\Phi_r = \sqrt{x_3^2 + x_4^2} \neq 0$$

* Commandes discontinues :

$$\begin{cases} V_1 = - k_1 c_1^2 (\Phi_{\text{ref}} - \Phi_r) \cdot \text{sign} [S_1 (\Phi_r - \Phi_{\text{ref}})] \\ V_2 = - k_2 c_2^2 (\omega_{\text{ref}} - \omega_m) \cdot \text{sign} [S_2 (\omega_m - \omega_{\text{ref}})] \end{cases} \dots (5 . 8)$$

* Surface de glissement non linéaire :

$$\begin{cases} S_1 = - L_f h_1(x) - c_1 h_1(x) - c_1 \Phi_{\text{ref}} \\ S_2 = - L_f h_2(x) - c_2 h_2(x) - c_2 \omega_{\text{ref}} \end{cases} \dots (5 . 9)$$

Le problème qui se pose pour cette stratégie (2 . 2) et pour son application au modèle (3 . 1) et (4 . 1) , c'est la synthèse des courants de références ($i_{d_s \text{ ref}}$,

$i_{qs\ ref}$), à cette effet on a inséré dans la structure générale schéma (5 . 5) un générateur des courants de commandes (G.C.C.) représenté par les équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d i_{ds\ ref}}{dt} + \alpha \cdot i_{ds\ ref} = \omega_s \cdot i_{qs\ ref} + \left(\frac{\beta}{T_r} \right) \Phi_{dr} + \beta p \Phi_{qr} \omega_m + \frac{1}{\sigma L_s} U_{ds\ ref} \\ \frac{d i_{qs\ ref}}{dt} + \alpha \cdot i_{qs\ ref} = -\omega_s \cdot i_{ds\ ref} + \left(\frac{\beta}{T_r} \right) \Phi_{qr} - \beta p \Phi_{dr} + \frac{1}{\sigma L_s} U_{qs\ ref} \end{cases}$$

..... (5 . 10)

tel que : Φ_{dr} , Φ_{qr} , ω_m sont données par le retour d'état (mesuré)

et :

$$\omega_s = p \omega_m + (R_r / 3 P) (x_1 x_2 - x_1 x_4) (1 / \Phi_r^2)$$

$$\Phi_r = \sqrt{\Phi_{dr}^2 + \Phi_{qr}^2}$$

$U_{ds\ ref}$, $U_{qs\ ref}$, générés à partir de régulateur glissant R.G. sont considérés comme variables d'entrées pour le bloc G.C.C. (générateur des courants de commandes) , et $i_{ds\ ref}$, $i_{qs\ ref}$ comme variables de sorties , d'où (5 . 10) es représenté par le schéma (5 . 6) :

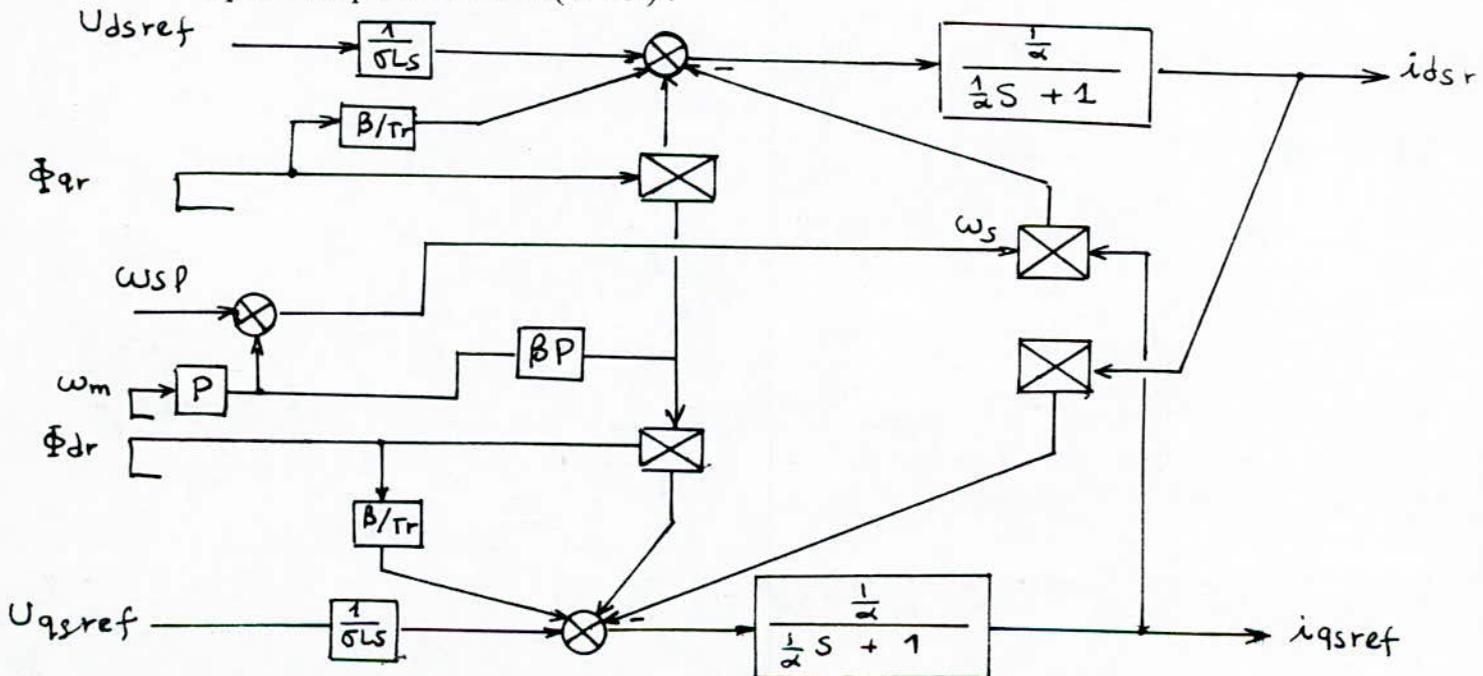


Schéma 5 . 6 : Générateur des courants de commande (G.C.C)

Simulation :**Considérations pratiques :**

Lors de l'application du réglage en boucle fermée de l'ensemble onduleur - M.A.S , ou l'onduleur est commandé par la stratégie DELTA , on doit prendre en considération plusieurs paramètres qui influencent sur la qualité de réglage :

1. Le choix des valeurs initiales des variables d'états doivent être judicieusement choisis .
2. La bande d'hystérésis h doit être prise de telle manière qu'on obtient pas des grandes ondulations des courants , dans notre cas elle est prise 5 % de courant nominal . Plus la bande est petite plus la fréquence de commutation augmente.
3. Vu que la commande est à structure variable , et commute avec une grande fréquence , un bon choix de pas de simulation serait nécessaire afin de prévoir traduire fidèlement la structure de commande .

Résultat de simulation :

En respectant les considérations pratiques présentées précédemment , nous avons relevé alors le comportement de la vitesse ω_m [rad / s] , du module du flux rotorique Φ_r [Wb] , de courant et tension de ligne (i_{as} [A] , V_{as} [V]) , du couple électromagnétique C_{em} [N.m] , et de l'évolution des courants de lignes statorique i_{as} [A] , courant de référence i_{as_ref} [A] dans une période , en présence d'une perturbation de charge nominale en régime établi , pour un échelon de vitesse de 0 à 157 rd/s et un échelon de flux de 0 à 0.3 Wb , et pour $c_1 = 70$, $k_1 = 100$, $c_2 = 6$, $k_2 = 60$ fig (V . 1- 2 -1) .

On a représenté ensuite par la figure fig (V . 1- 2 -2) l'effet d'un changement de consigne ainsi qu'une limitation sans et avec une poursuite d'une trajectoire rectiligne , et tout ça pour le même placement de pôle .

V . 2 . 2 - Modèle lié au champ tournant avec orientation du champ rotorique :

La même structure de réglage que celui du modèle précédent est maintenue

pour le modèle à champ orienté (schéma 5 . 5) .

Le régulateur glissant génère les tensions de références $Ud_{s\text{ref}}$, $Uq_{s\text{ref}}$, ces dernières sont introduite comme variables de commande à travers G.C.C (générateur des courants de commande) ou nous obtenons les courants de références .

Les grandeurs de commandes sont données par :

$$\begin{cases} Ud_{s\text{ref}} = \left(\frac{1}{MC} \right) (Mf_1(x) - f_3(x)) \left(\frac{Tr}{MC} \right) V_1 \\ Uq_{s\text{ref}} = \left(\frac{1}{CX_3} \right) (x_2 f_3(x) - x_3 f_2(x)) \left(\frac{1}{qCX_3} \right) V_2 \end{cases} \dots\dots\dots (5 . 11)$$

$$\begin{cases} V_1 = - k_1 c_1^2 (\Phi_{\text{ref}} - \Phi_r) . \text{sign} [S_1 (\Phi_r - \Phi_{\text{ref}})] \\ S_1(x) = - L_f' h_1(x) - c_1 L_f^\circ h_1(x) - c_1 \Phi_{\text{ref}} \end{cases} \dots\dots\dots (5 . 12)$$

$$\begin{cases} V_2 = - k_2 c_2^2 (\omega_{\text{ref}} - \omega_m) . \text{sign} [S_1 (\omega_m - \omega_{\text{ref}})] \\ S_2(x) = - L_f' h_2(x) - c_2 L_f^\circ h_2(x) - c_2 \omega_{\text{ref}} \end{cases} \dots\dots\dots (5 . 13)$$

Les courants de références de commande sont données par :

$$\begin{cases} \frac{d id_{s\text{ref}}}{dt} + \alpha . id_{s\text{ref}} = \left(\frac{\beta}{Tr} \right) \Phi_{dr} + \omega_s . iq_{s\text{ref}} + \frac{1}{\sigma L_s} Ud_{s\text{ref}} \\ \frac{d iq_{s\text{ref}}}{dt} + \alpha . iq_{s\text{ref}} = \beta . p . \omega_m \Phi_r - \omega_s id_{s\text{ref}} + \frac{1}{\sigma L_s} Uq_{s\text{ref}} \end{cases} \dots\dots\dots (5 . 14)$$

tel que :

- $\Phi_r = \Phi_{dr}$: flux rotorique mesuré
- id_s , iq_s : les courants statoriques donnés à l'aide de retour d'état .

La connaissance de la position du vecteur flux est nécessaire à chaque instant d'ou θ_s la position du flux est donnée par :

$$\theta_s = \int \omega_s . dt \quad \text{tel que :}$$

$$\omega_s = p\omega_m + \left(\frac{M}{Tr} \right) . \frac{iq_s}{\Phi_r}$$

Le système d'équation diff. (5 . 13) représente le bloc G.C.C (générateur des courants de commande) est représenté par le schéma (5 . 7) .

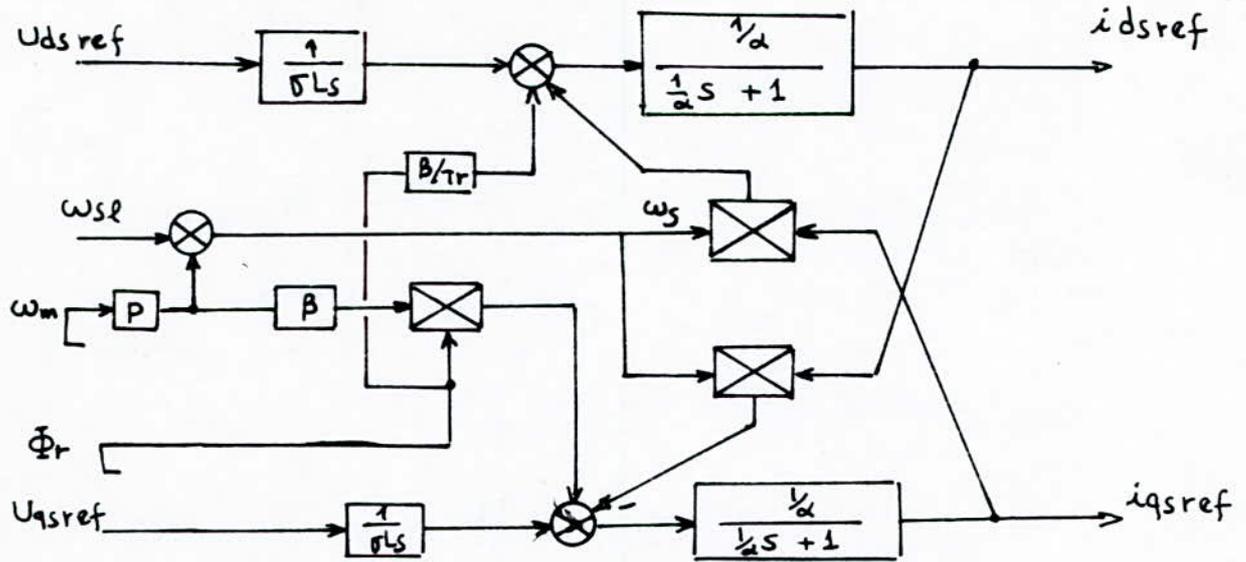


Schéma 5.7 : Générateur des courants de références .

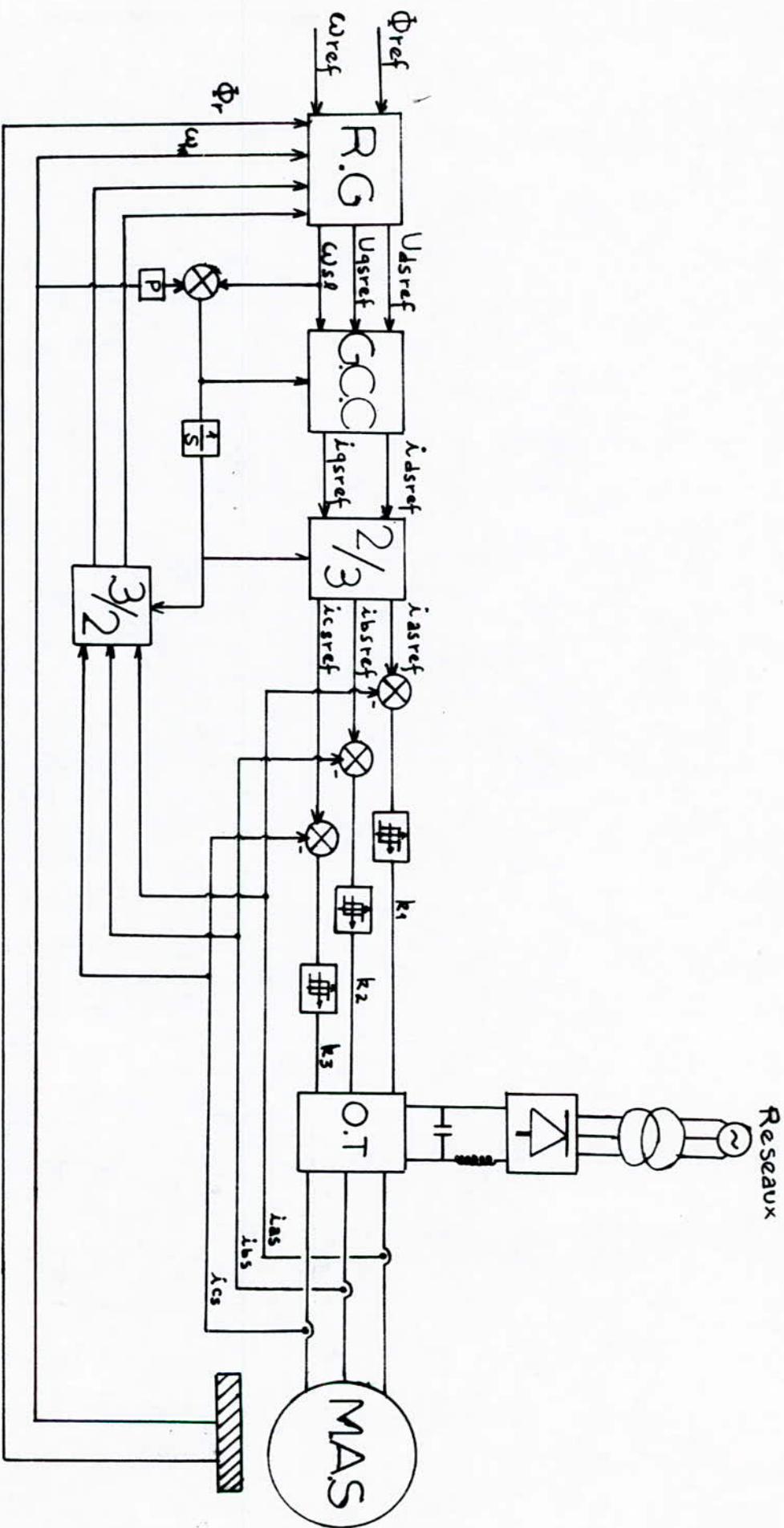
Modèle à champ orienté

$\omega_{se} = \left(\frac{M}{T_r}\right) \cdot \left(\frac{i_{qs}}{\Phi_r}\right)$ est donnée par la structure de commande R.G.

Résultat de simulation :

On respectant les remarques présentées pour le modèle lié au champ tournant nous avons relevé , en réponse à un échelon de vitesse de 0 à 157 rd /s et un échelon de flux de 0 à 0.3 Wb , le comportement de la vitesse ω_m [rad/s] , du module du flux rotorique Φ_r [Wb] du couple électromagnétique C_{em} [N.m] , et de l'évolution des courants statoriques i_{as} [A] , courant de référence $i_{as\text{ref}}$ [A] dans une période , en présence d'une charge nominale en régime établi , et pour les coefficients de commande $c_1 = 60$, $k_1 = 100$, $c_2 = 10$, $k_2 = 100$ fig (V . 1- 1 -1) .

On a relevé ensuite fig (V . 1- 1 -2) l'effet d'un changement de consigne ainsi qu'une limitation de courant . fig (V . 1- 1 -3) , et tous ça pour les mêmes coefficients de commande .



Schema 5.8 : structure générale de commande par mode de glissement de la M.A.S. via un onduleur de tension. Commande en courant.

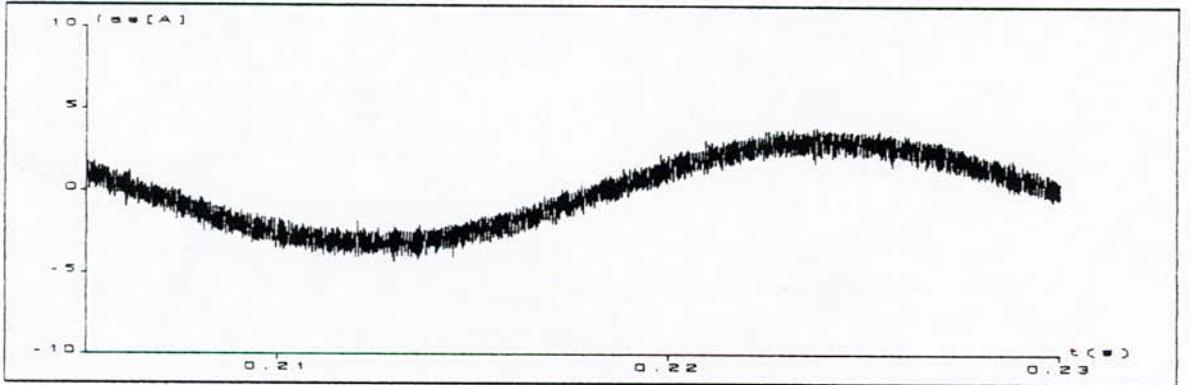
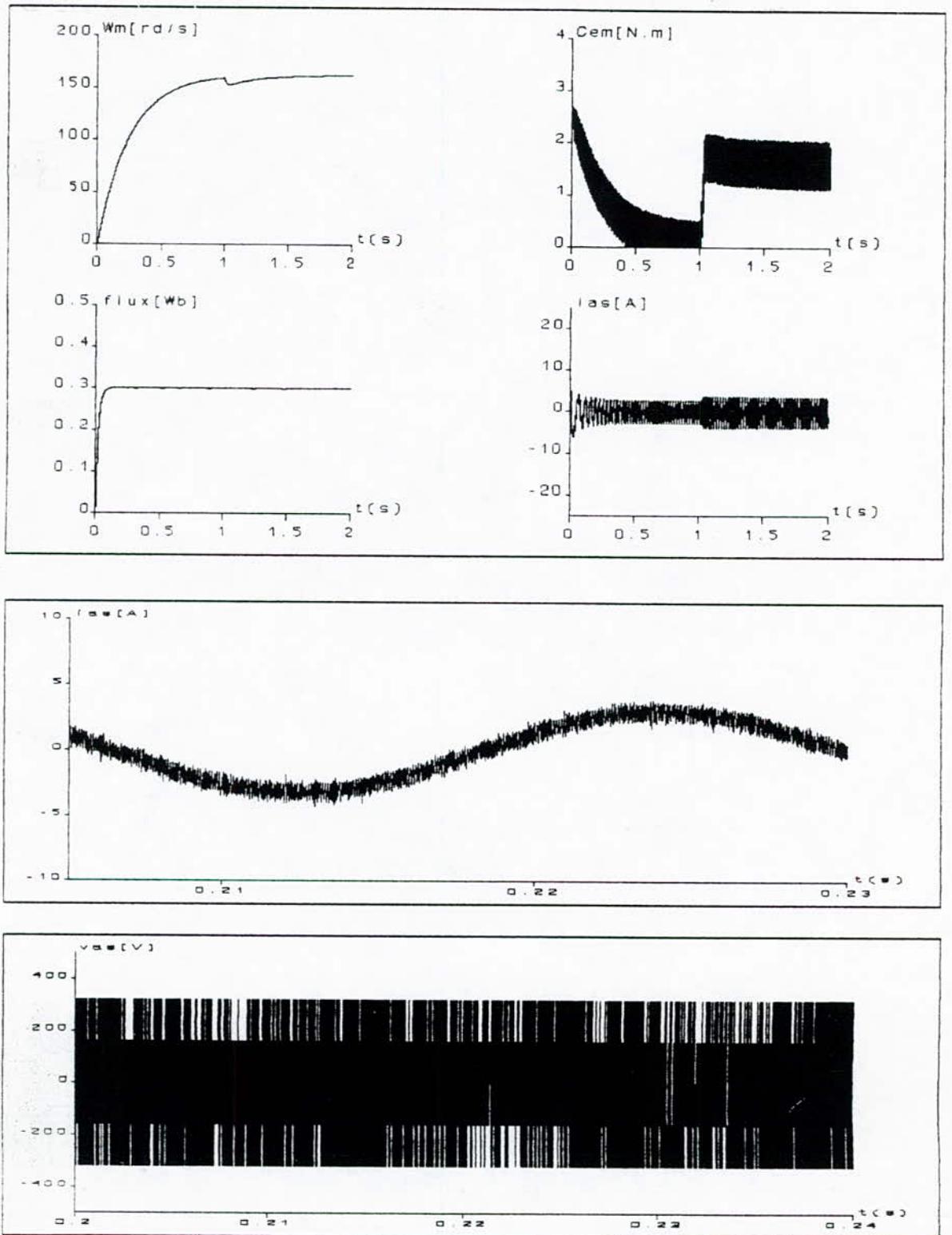


Fig.V.1.1.1: Réponse du système à une consigne de 157[rd/s] en présence d'une charge nominale en régime établi. $c_1=60, k_1=100, c_2=10, k_2=100$ et $C_r=1.6N.m$

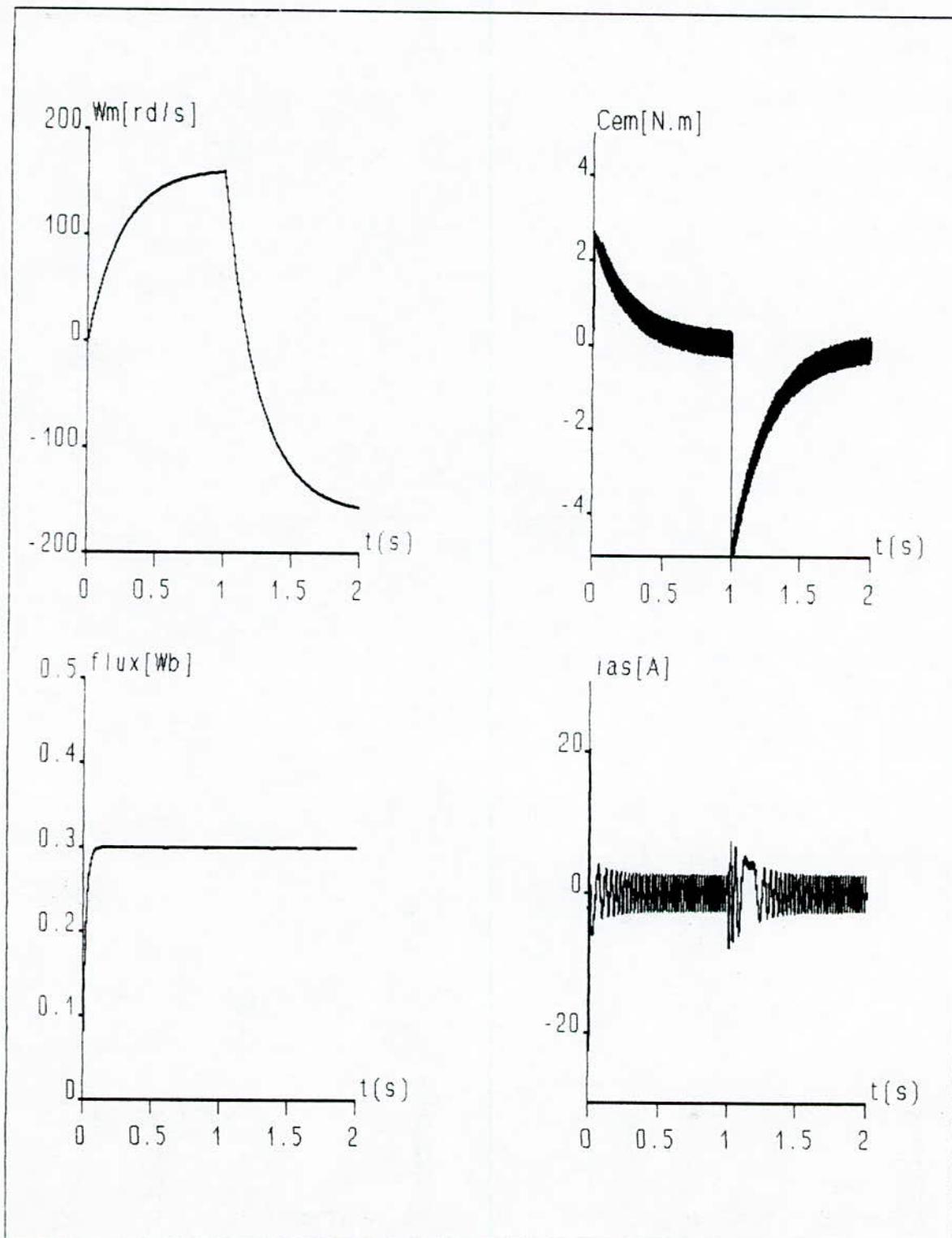


Fig.V.1.1.2: Réponse du système pour une variation de consigne de 157 à -157 rd/s, avec $c_1=60, k_1=100, c_2=10$ et $k_2=100$.

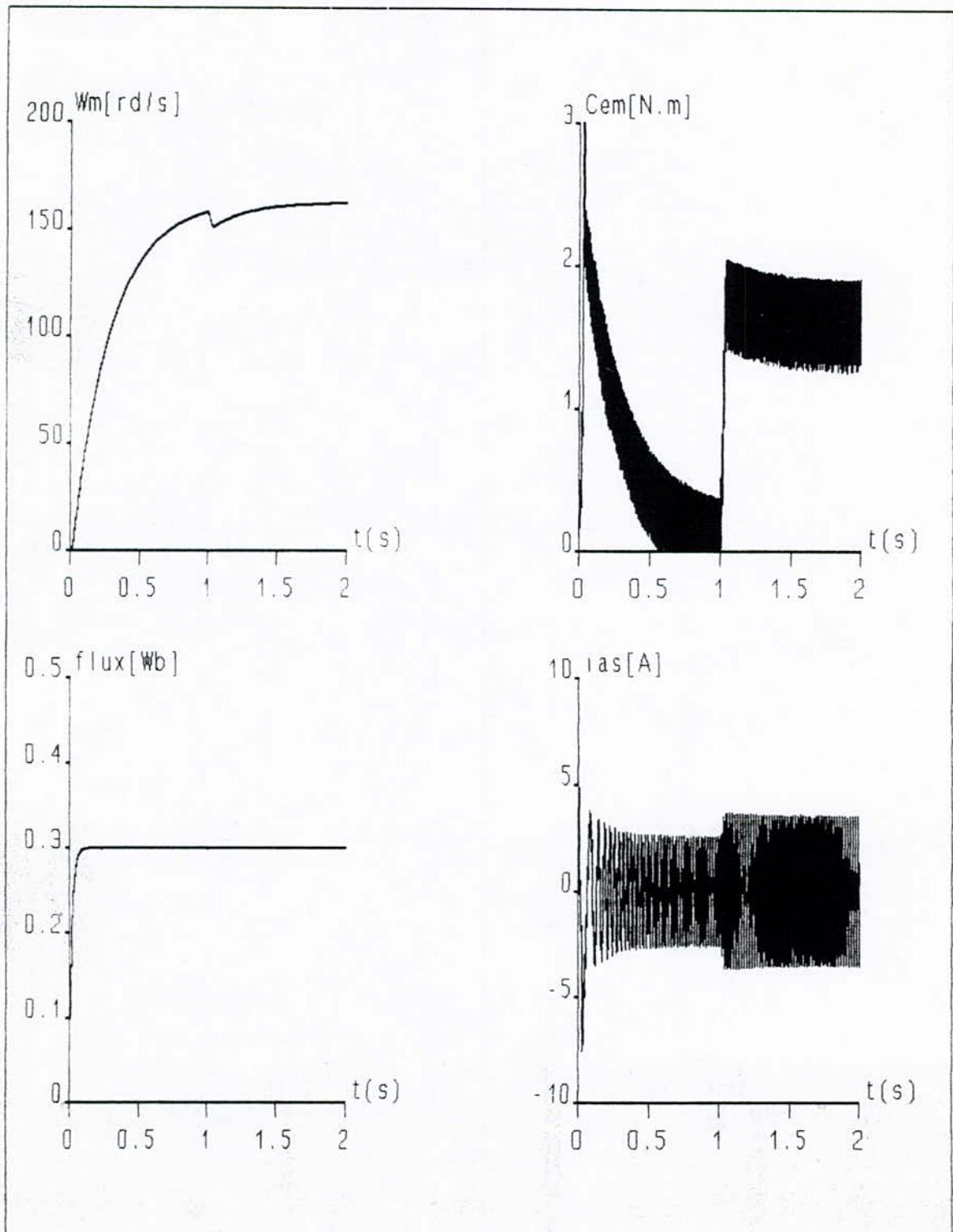


Fig.V.1.1.3: Evolution de la dynamique du système avec limitation de courant.

$c_1=60, k_1=100, c_2=10, k_2=100$ et $C_r=1.6N.m$

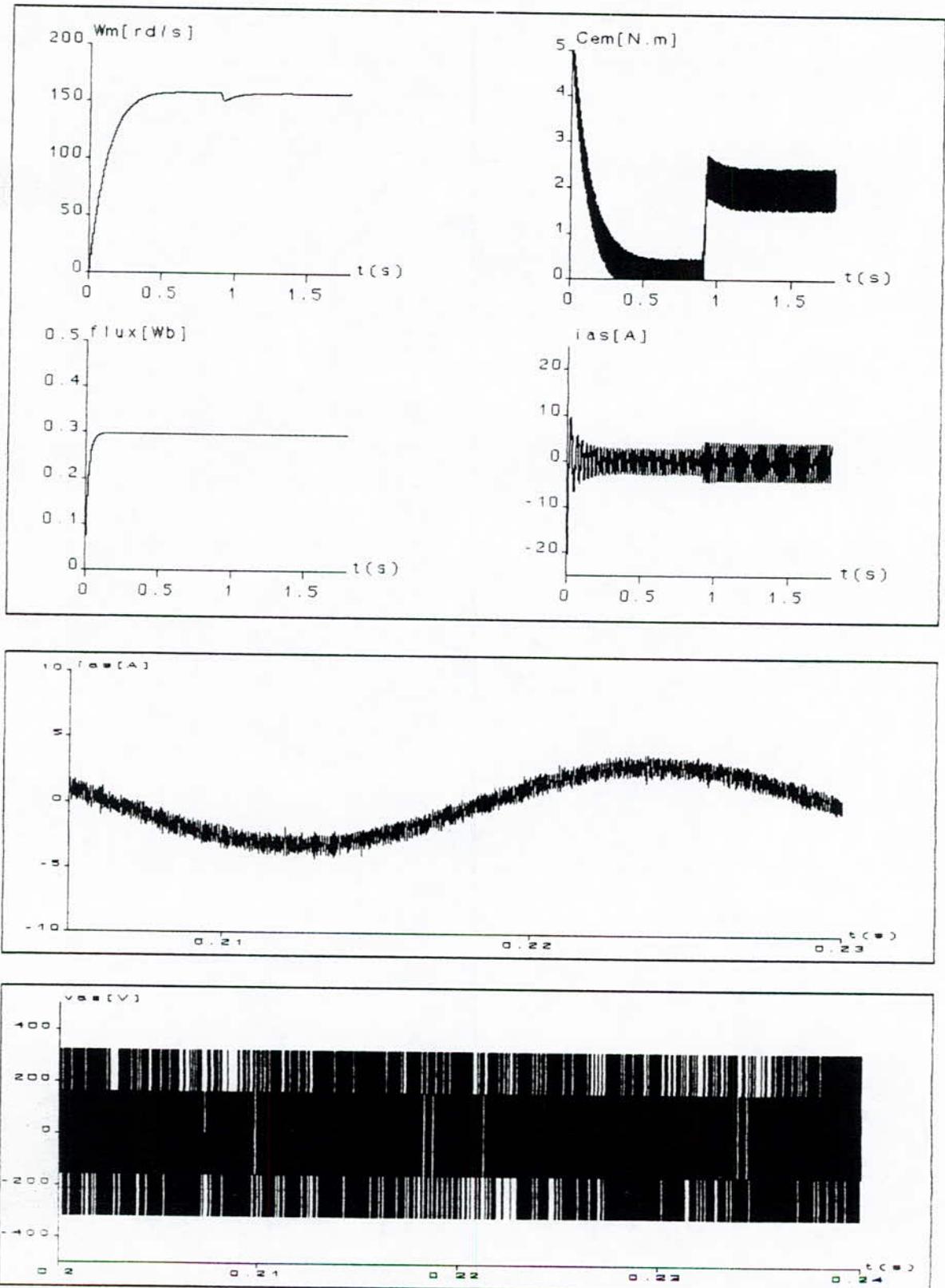


Fig V.1.2.1: Réponse du système à une consigne de 157 rd/s avec introduction d'une charge nominale en régime établi. $C_r=1.6$ N.m $c_1=70, k_1=100, c_2=6$ et $k_2=60$.

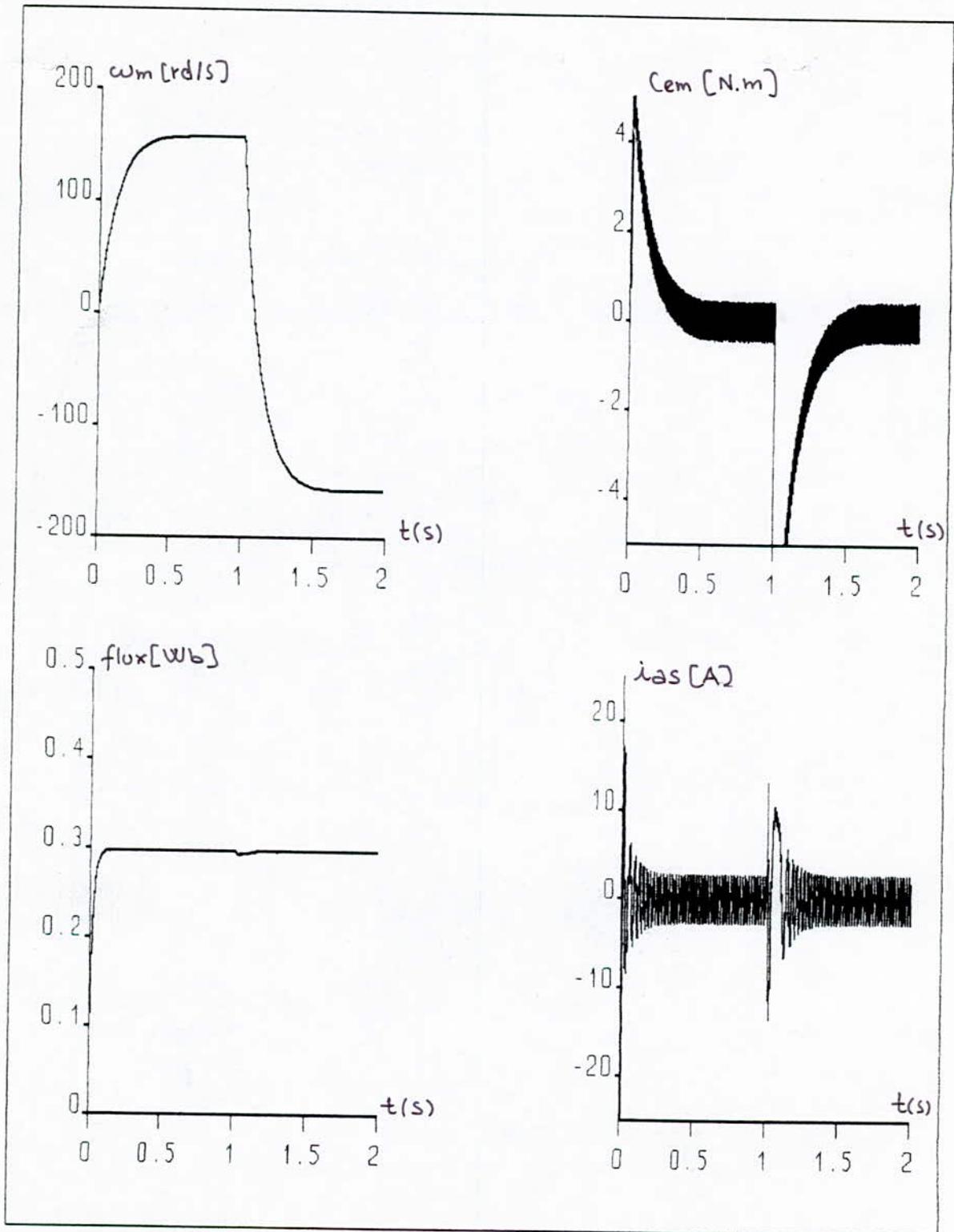


Fig.V.1.2.2: Réponse du système pour une variation de consigne de 157 à -157 rd/s, avec $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60$.

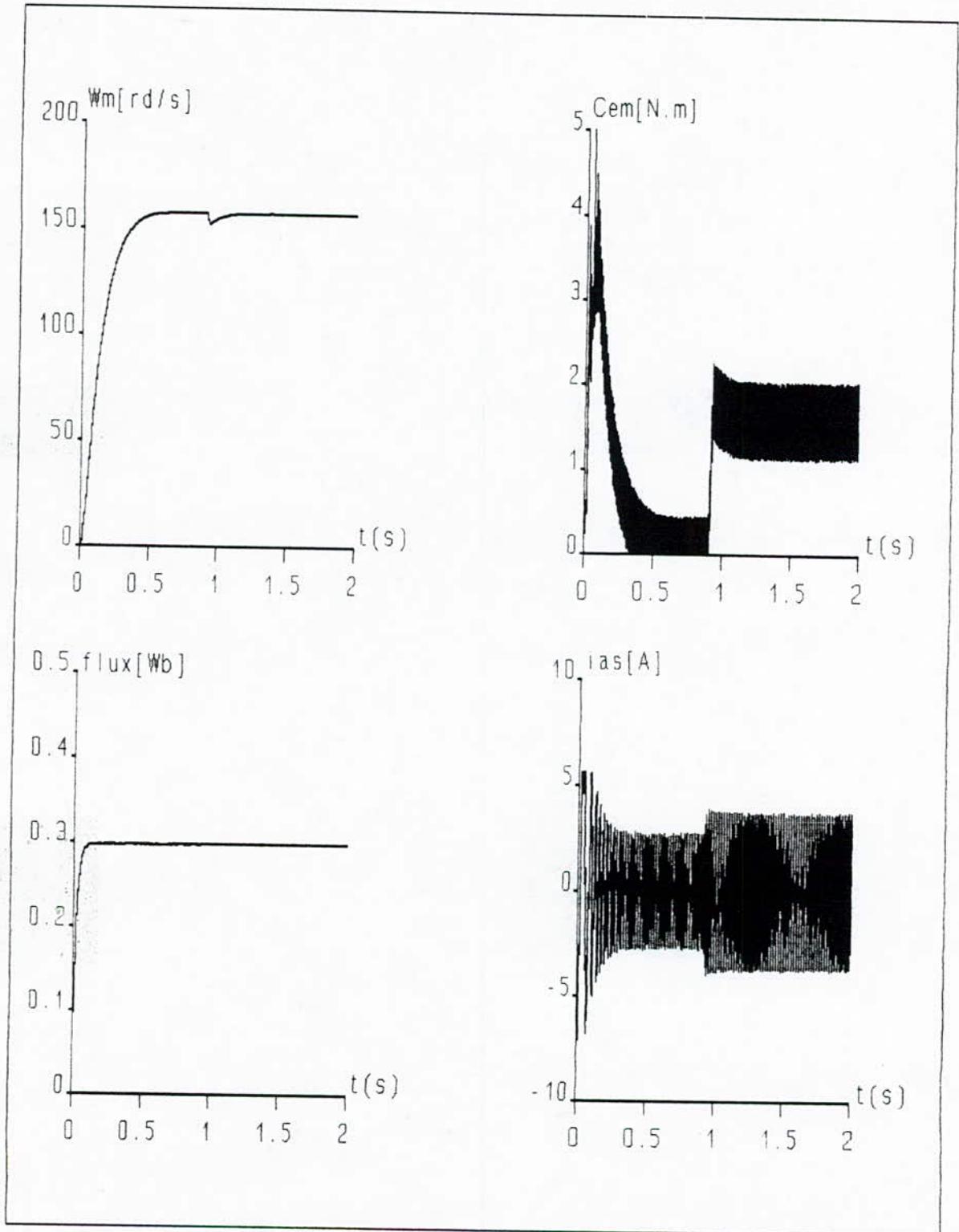


Fig V.1.2.3: Evolution de la dynamique du systeme avec limitation de courant.
 $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60$ et $C_r=1.6$ N.m

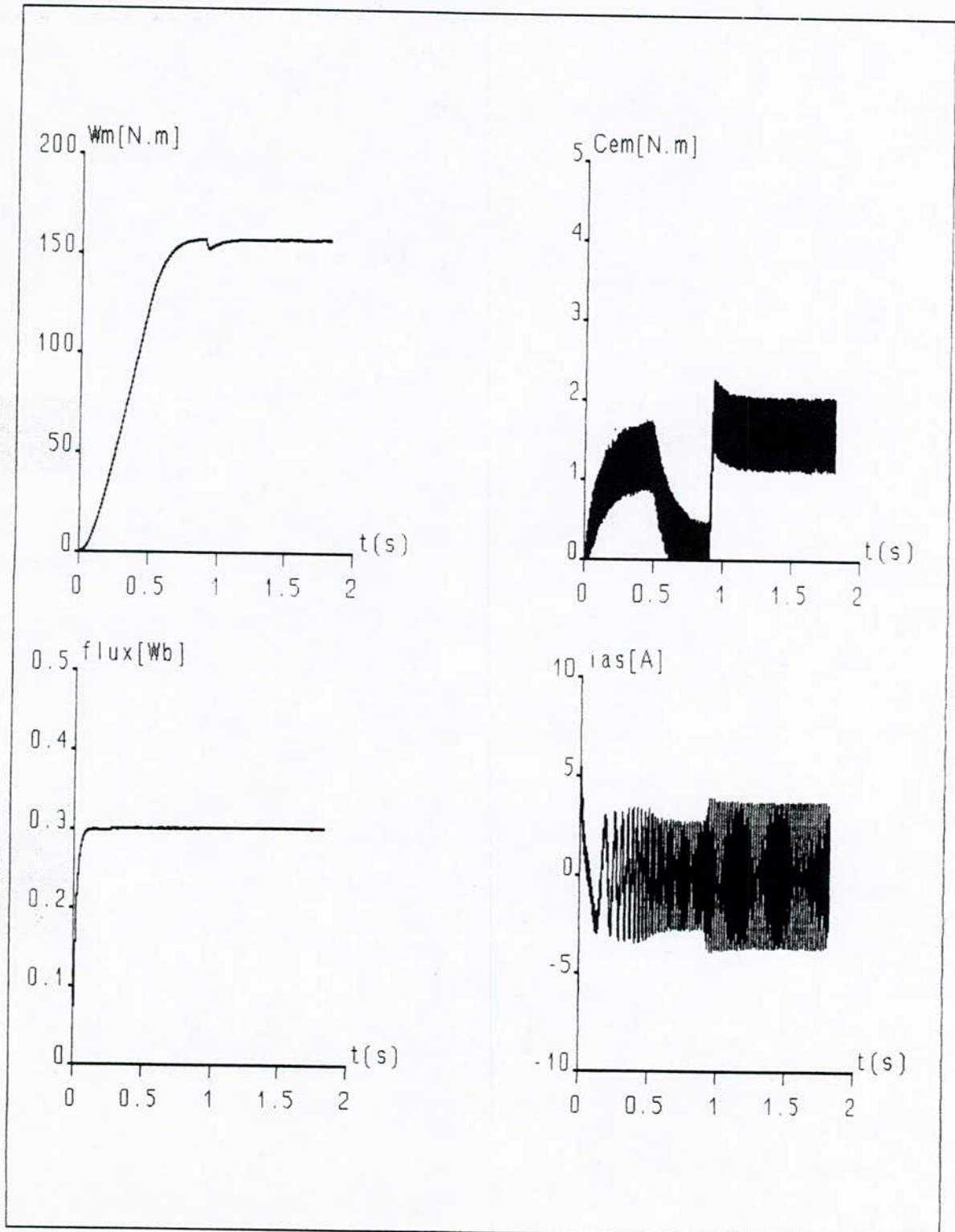


Fig V.1.2.4: Réponse du système avec limitation de courant par poursuite d'une trajectoire récteligne. $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60$ et $C_r=1.6$ N.m

V. 3 - LA TECHNIQUE TRIANGULO-SINUSOIDALE : [17] , [18] , [20]

La deuxième technique que nous avons utilisé dans ce mémoire pour la modulation MLI , est la triangulo-sinusoidale [17] , [18] .

Elle se base sur la comparaison de trois signaux de références , fournis par la structure de commande , de fréquence f à un signal triangulaire commun (porteuse) donné par les équations ci-dessous :

$$V_p = \begin{cases} \frac{4t}{T_p} - (4n - 1) & \text{si } t \in [n T_p, (n + \frac{1}{2}) T_p] \\ -\frac{4t}{T_p} + (4n + 1) & \text{si } t \in [(n + \frac{1}{2}) T_p, (n + 1) T_p] \end{cases} \dots (5 . 15)$$

n = 1 , 2

$T_p = T / m$: Période de la porteuse

$f_p = mf$: Fréquence de la porteuse

m : indice de modélisation égale au rapport de la fréquence de l'onde de modulation à la fréquence de l'onde de référence . $m = f_p / f$.

r : Coefficient de réglage en tension égale au rapport de l'amplitude de la tension de référence à la valeur de crête (E/2) de l'onde de modulation .

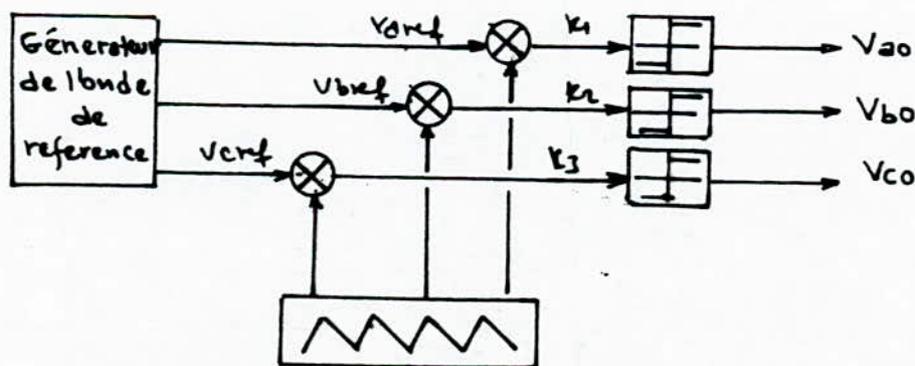


Schéma (5 . 9) : Principe de la triangulo-sinusoidale

Le fondamental de la tension de sortie V_{ao} prise entre la phase a et le point milieu fictif de la source schéma (5 - 1) à la même phase et fréquence que la tension sinusoïdale de référence . Sa valeur efficace V'_{ao} est une fonction linéaire du rapport "r" de l'amplitude de la porteuse et l'onde de référence .

$$V'_{ao} = \frac{Ed}{2} \cdot \frac{r}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (5 . 16)$$

Le fondamental de la tension composé V'_{ab} appliqué au moteur possède la valeur efficace :

$$V'_{ab} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{r}{2} \cdot E \dots\dots\dots (5 . 17)$$

Par action sur r , on peut faire croître V'_{ao} depuis zéro jusqu'à un maximum correspondant à l'annulation de certain créneaux de la tension V_{ao} .

La logique de commande des interrupteurs est :

$$\left\{ \begin{array}{l} k_1 = \text{Si } V_{aref} > V_p \text{ alors } 1 \text{ Sinon } -1 \\ k_2 = \text{Si } V_{bref} > V_p \text{ alors } 1 \text{ Sinon } -1 \dots\dots\dots (5 . 18) \\ k_3 = \text{Si } V_{cref} > V_p \text{ alors } 1 \text{ Sinon } -1 \end{array} \right.$$

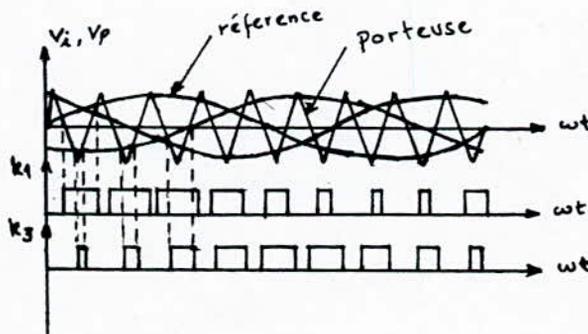


Schéma (5 . 10) : Signal de commande d'interrupteur

Le schéma de principe de l'association convertisseur de tension commandé en tension - M.A.S est donné au dessous :

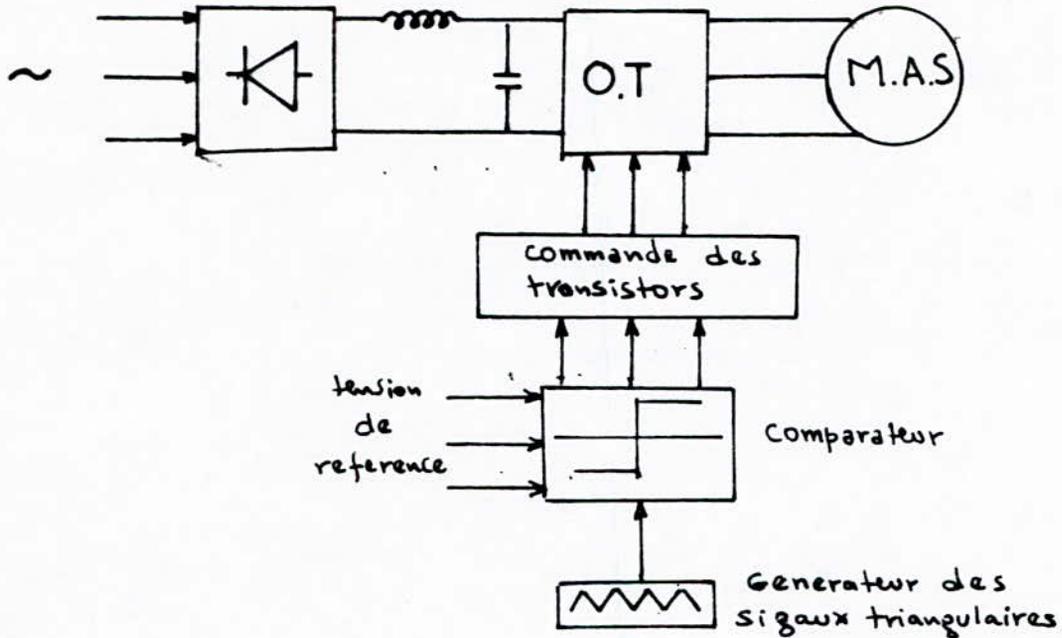


Schéma (5 . 11) : Association Convertisseur - M.A.S

V . 3 . 1 - Modèle lié au champ tournant :

Comme dans le paragraphe précédent (V - 2) , on présente dans ce paragraphe la structure générale de commande par mode de glissement via un onduleur de tension en mode MLI par le triangulo-sinusoidale , pour les deux modèles liés au champ tournant sans et avec orientation de flux rotorique suivant l'axe directe d dans l'espace de Park .

La même structure de commande de régulateur glissant R.G de V - 2 - 1 est reprise pour la structure , schéma (5 . 5) . Les commandes $U_{d\text{ref}}$, $U_{q\text{ref}}$ sont données par l'expression (5 . 7) . Ces grandeurs de commande sont exprimées dans l'espace réel après transformation inverse de Park :

$$\begin{cases} V_{a_{sref}} = \left(\frac{1}{r}\right) [U_{d_{sref}} \cdot \cos(\theta_s) - U_{q_{sref}} \cdot \sin(\theta_s)] \\ V_{b_{sref}} = \left(\frac{1}{r}\right) [U_{d_{sref}} \cdot \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) - U_{q_{sref}} \cdot \sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3})] \dots\dots\dots (5.19) \\ V_{c_{sref}} = \left(\frac{1}{r}\right) [U_{d_{sref}} \cdot \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) - U_{q_{sref}} \cdot \sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3})] \end{cases}$$

où : $\theta_s = \int \omega_s dt$: représente la position du module de flux rotorique .

Simulation :

Considérations pratiques :

La même chose pour la stratégie DELTA , l'application de la triangulo-sinusoidale à la commande de la M.A.S en boucle fermé nécessite de respecter le choix de certain grandeur , parmi lesquels :

1. Le pas de simulation qui influence directement sur la qualité de réglage .
2. Le choix des variables initial qui risque par un choix non convenable de faire entrer le système dans la zone d'instabilité .
3. Afin de transmettre fidèlement , en module et en fréquence les tensions de commande triphasé à travers l'onduleur , un bon choix des paramètres de la porteuse (signe triangulaire) est nécessaire , par le choix de ces deux paramètres et m , dans notre cas : $r = 0.7$ et $m = 21$

Résultats de simulation :

Après avoir respecté les conditions présentées au dessus , nous avons relevé les comportements de la vitesse (ω_m) [rd/s] et du flux Φ_r [Wb] et le couple électromagnétique C_{em} [N.m] , ainsi que le courant statorique i_{as} [A] , et la tension statorique V_{as} [U] dans une période , avec introduction d'un couple de charge nominale en régime établi , fig (V . 2 - 2 -1) . et pour les coefficients de commande $c_1 = 70$, $k_1 = 100$, $c_2 = 60$, $k_2 = 100$.

Pour les mêmes coefficients un changement de consigne de 157 rd/s à 50 rd/s et 100 rd/s est introduit fig (V . 2- 2 -2) ainsi qu'une limitation par poursuite d'une trajectoire rectiligne en régime transitoire . Enfin , sur la fig (V . 2- 2 -5) nous avons représenté l'influence de pas de simulation sur la qualité de réglage .

V. 3. 2 - Modèle lié au champ tournant avec orientation de flux :

Par l'association de la structure de commande de régulateur à structure variable (Chapitre IV) et le schéma (5 . 1) , nous aboutissons à la structure générale de commande de l'association convertisseur statique - M.A.S schéma (5 . 5) .

Les grandeurs de commande $U_{d_s \text{ ref}}$, $U_{q_s \text{ ref}}$ sont données par (5 .13) , par l'application de la transformé de Park , nous obtenons les tensions de références $V_{a_s \text{ ref}}$, $V_{b_s \text{ ref}}$, $V_{c_s \text{ ref}}$ qui attaquent l'onduleur .

La position du flux θ_s est calculé instantanément en fonction de ω_s qui est calculée en fonction de grandeur d'état :

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad \omega_s = p\omega_m + \left(\frac{M}{T_r}\right) \frac{i_{q_s}}{\Phi_r}$$

Simulation :

Les mêmes dispositifs de protection , et de mise en point de commande pour le système lié au champ tournant sont prise en considération pour le système à champ orienté .

Les résultats de simulation sont représentés par les figures qui vont suivre avec les coefficients de commande $c_1 = 60$, $k_1 = 100$, $c_2 = 10$, $k_2 = 100$, et un couple de charge nominale $C_r = 1.6$ [N.m] .

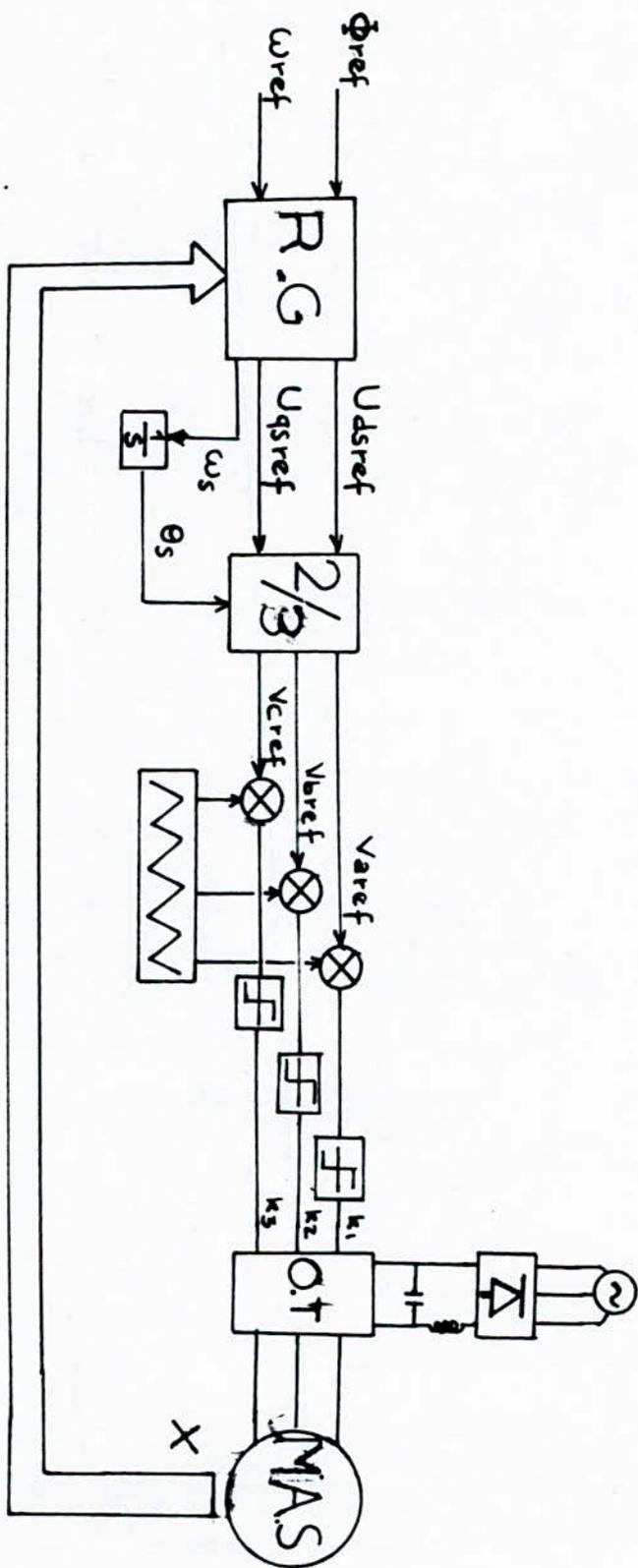
CONCLUSION :

Ce chapitre a été consacré à l'étude des problèmes qui se présentent lors de réglage pratique par mode de glissement basé sur les concepts de la géométrie différentielle et par l'association d'un onduleur de tension pour les deux modèles de la M.A.S.(Modèle partiellement linearisable , exactement linearisable) . deux techniques différentes ont été présentés pour la commande de l'onduleur de tension , la première est à hysteresis (DELTA), la deuxième est la triangulo-sinusoidale , pour lesquelles nous avons présentes les résultats de simulations des deux modèles .

La différence ainsi que l'influence de chaque technique sur les deux modèles de

la M.A.S. sont présentées dans la table si dessous :

STRATEGIE DELTA	LA TRIANGULO-SINUSOIDAL
<ul style="list-style-type: none"> - La fréquence de commutation des tension n'est pas contrôlable (elle est libre et variable) . D'autre testes ont montrés que cette fréquence de commutation dépendait essentiellement, de la largeur de la bande d'hysterisis . - Elle assure le découplage entre deux grandeurs de sortie (flux , vitesse) pour les deux modèles de la M.A.S. - Le degré d'oscillation du couple fournie par la machine est moins important pour la stratégie DELTA que la triangulo-sinusoidale. - La forme des courants est imposé en fréquence et en amplitude , pour la structure de commande . 	<ul style="list-style-type: none"> - La fréquence de commutation dépend de choix des paramètres de la porteuse (m , r) . - Le découplage est assuré pour le modèle exactement linéarisable (flux,vitesse) et l'apparition d'un couplage entre flux,vitesse lors de l'introduction d'une perturbation de charge ou d'un changement de consigne - La forme des courants dépend de la dynamique choisis du système



Schema 5.12: Structure générale de commande de la M.A.S via un onduleur de tension commandé en tension.

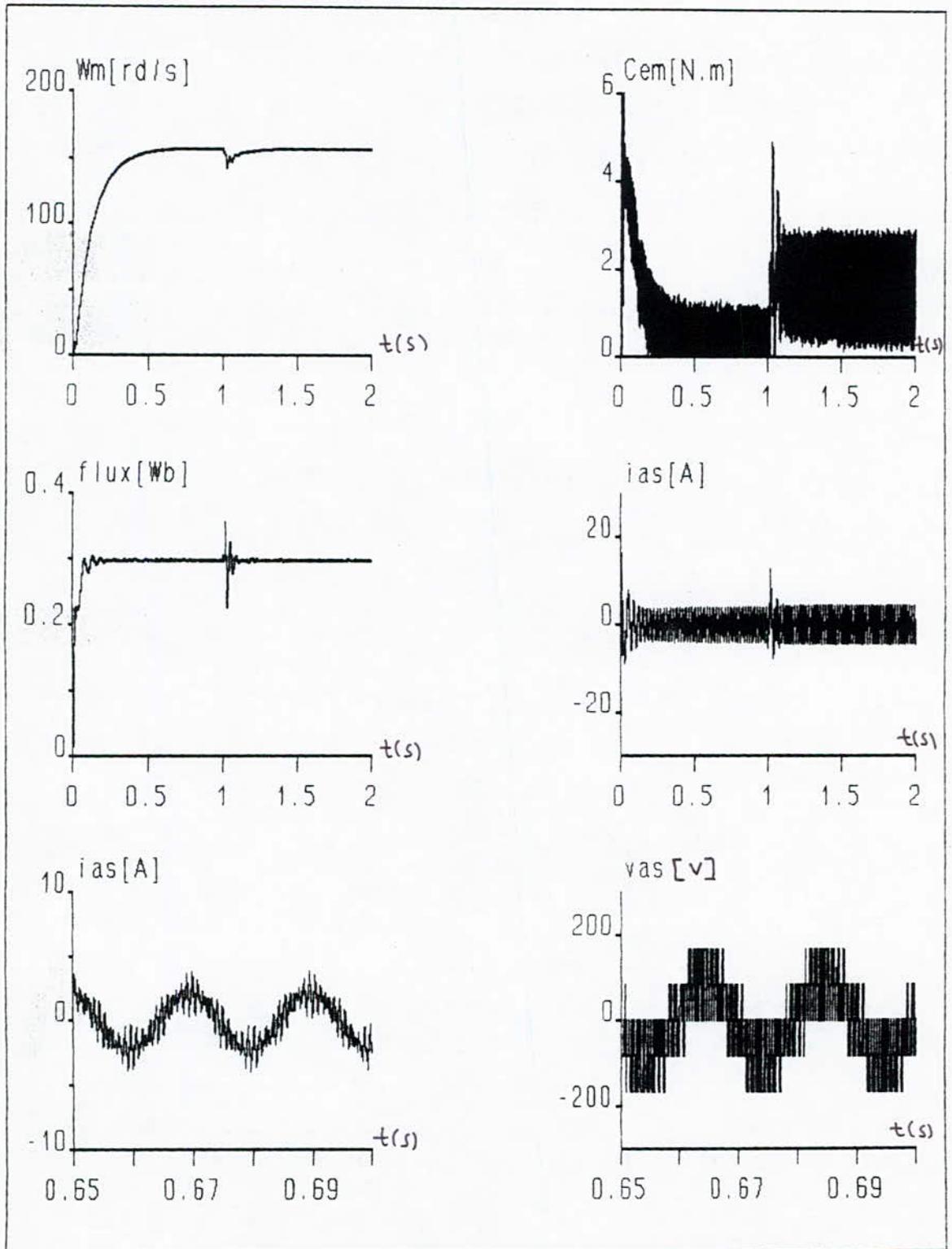


Fig.V.2.2.1: Réponse du système à une consigne de 157[rd/s] avec introduction d'une charge nominale 1.6[N.m] en régime établi. $r=0.7, m=21, c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60$.

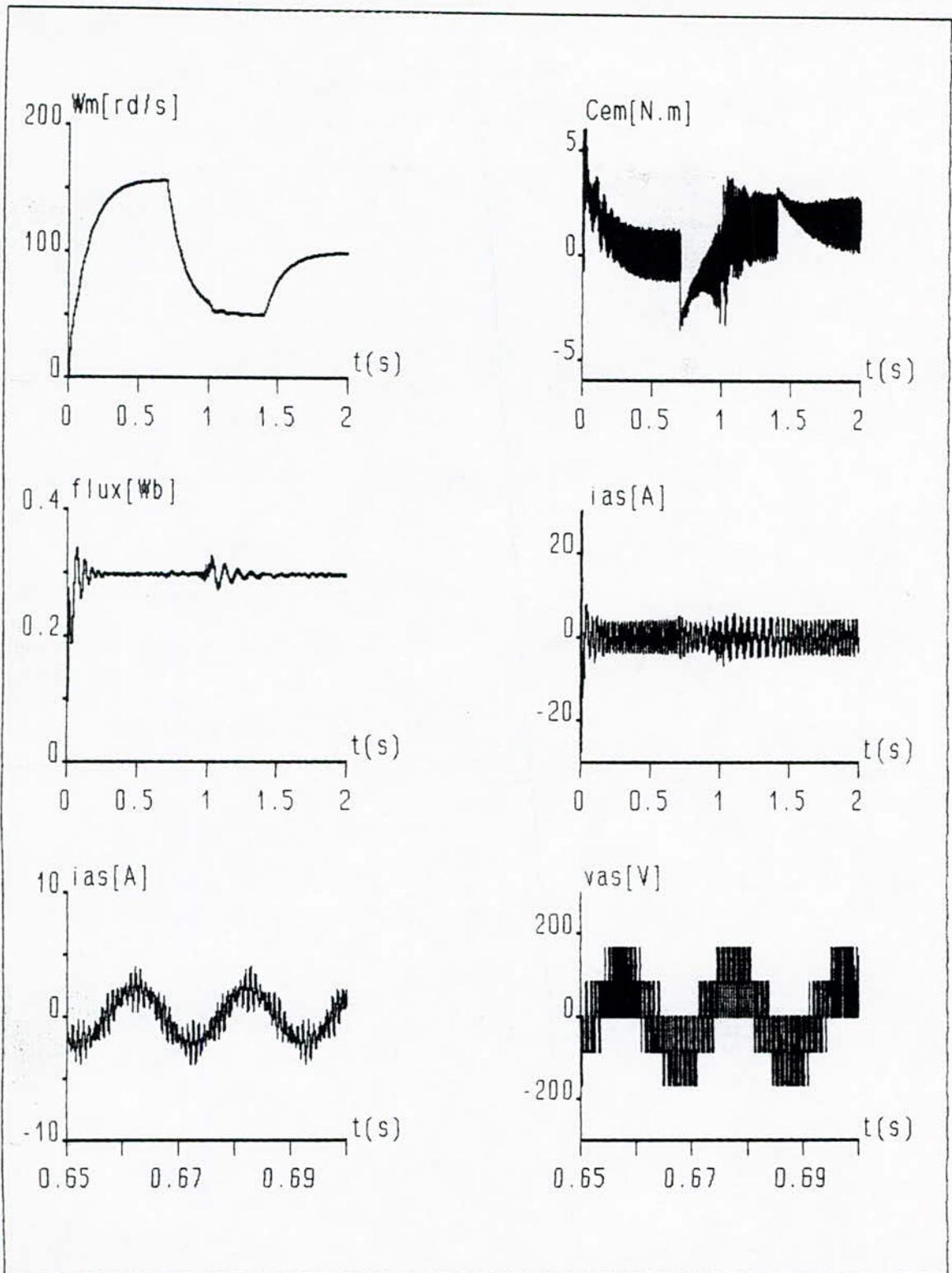


Fig.V.2.2.2: Réponse du système avec changement de consigne.
 $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60, m=21$ et $r=0.7$

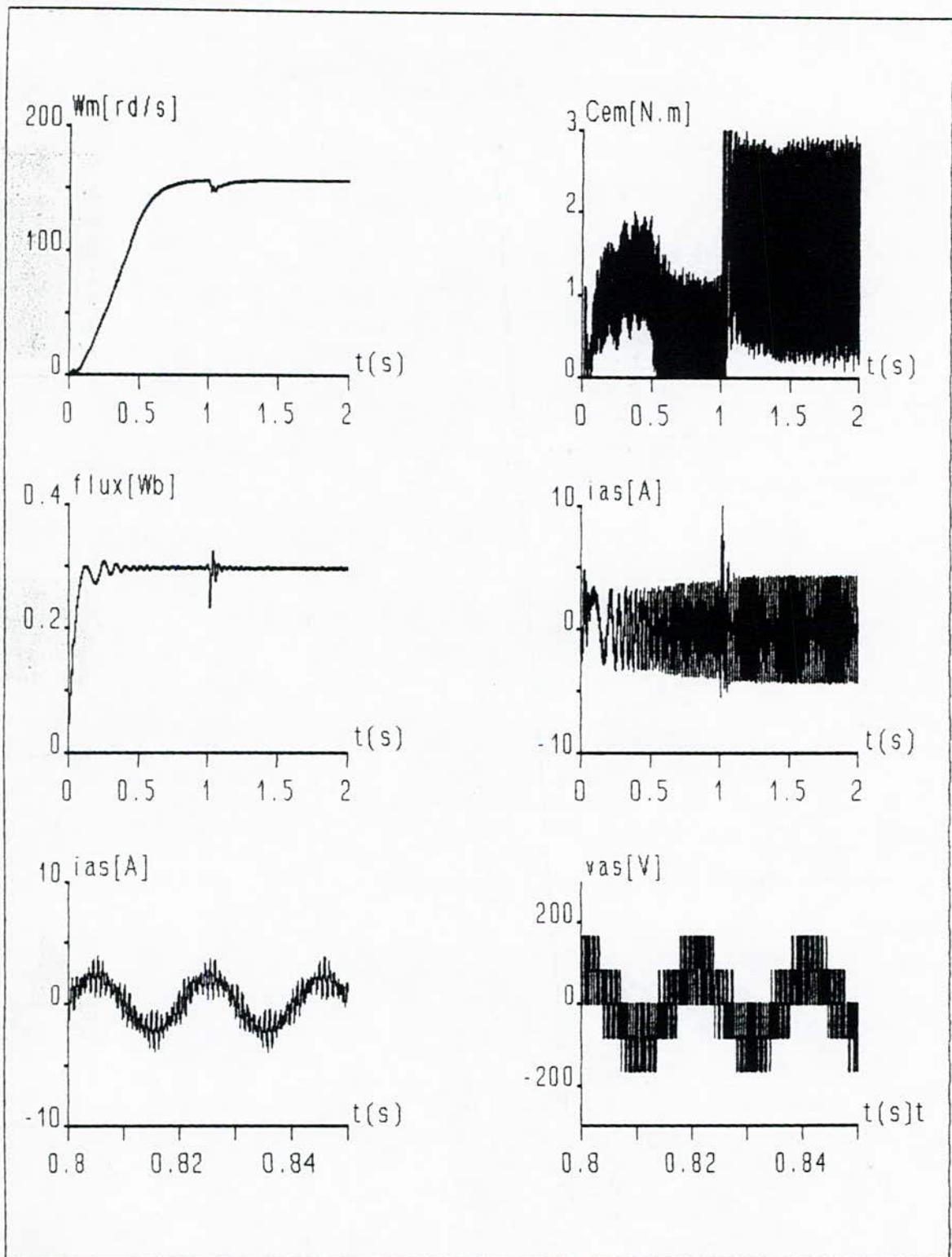


Fig.V.2.2.3: Réponse du système avec limitation de courant par trajectoire de référence en régime transitoire. $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60, m=21$ et $r=0.7$.

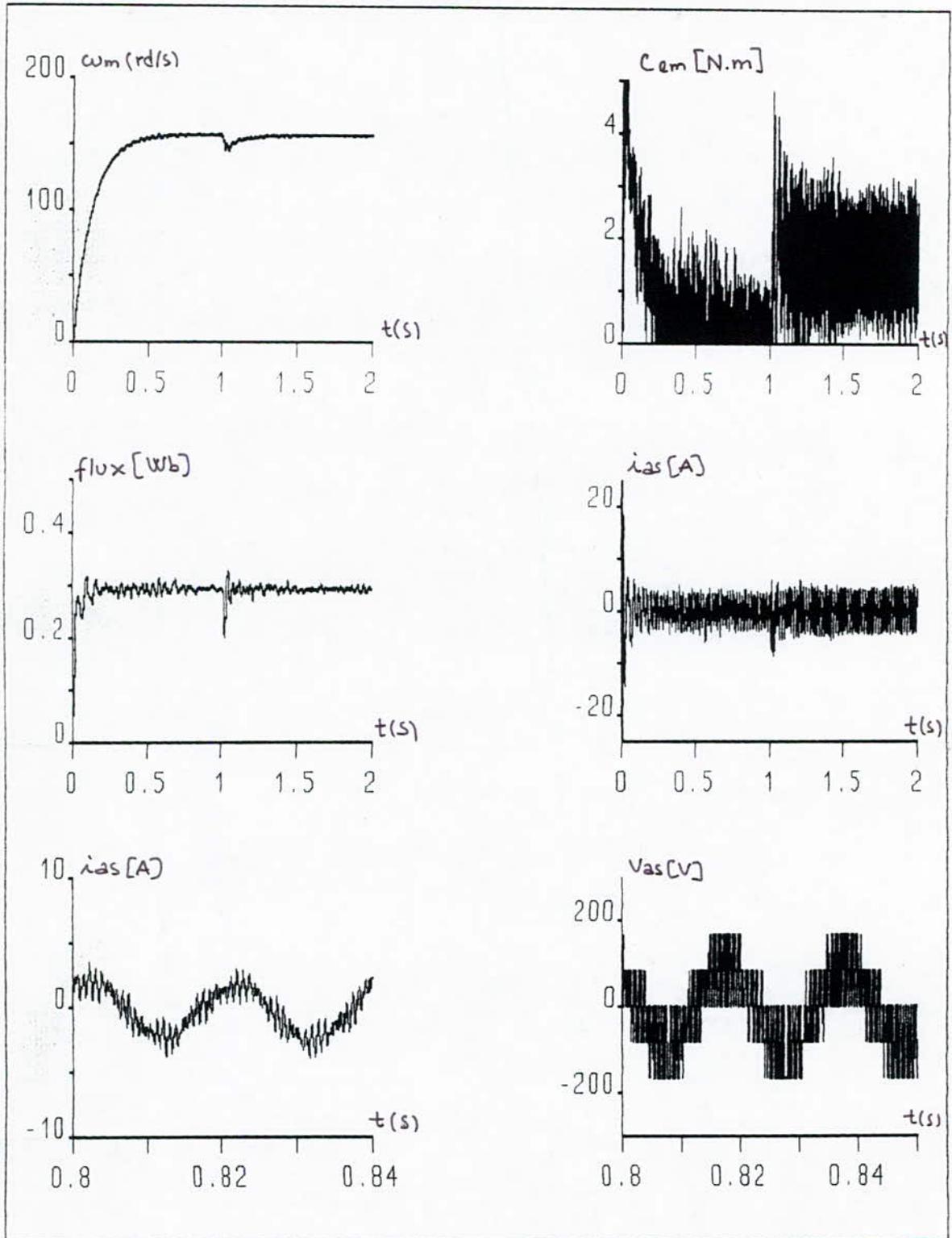


Fig.V.2.2.5: Influence de pas de simulation sur le comportement du système.
 $c_1=70, k_1=100, c_2=6, k_2=60, m=21$ et $r=0.7$

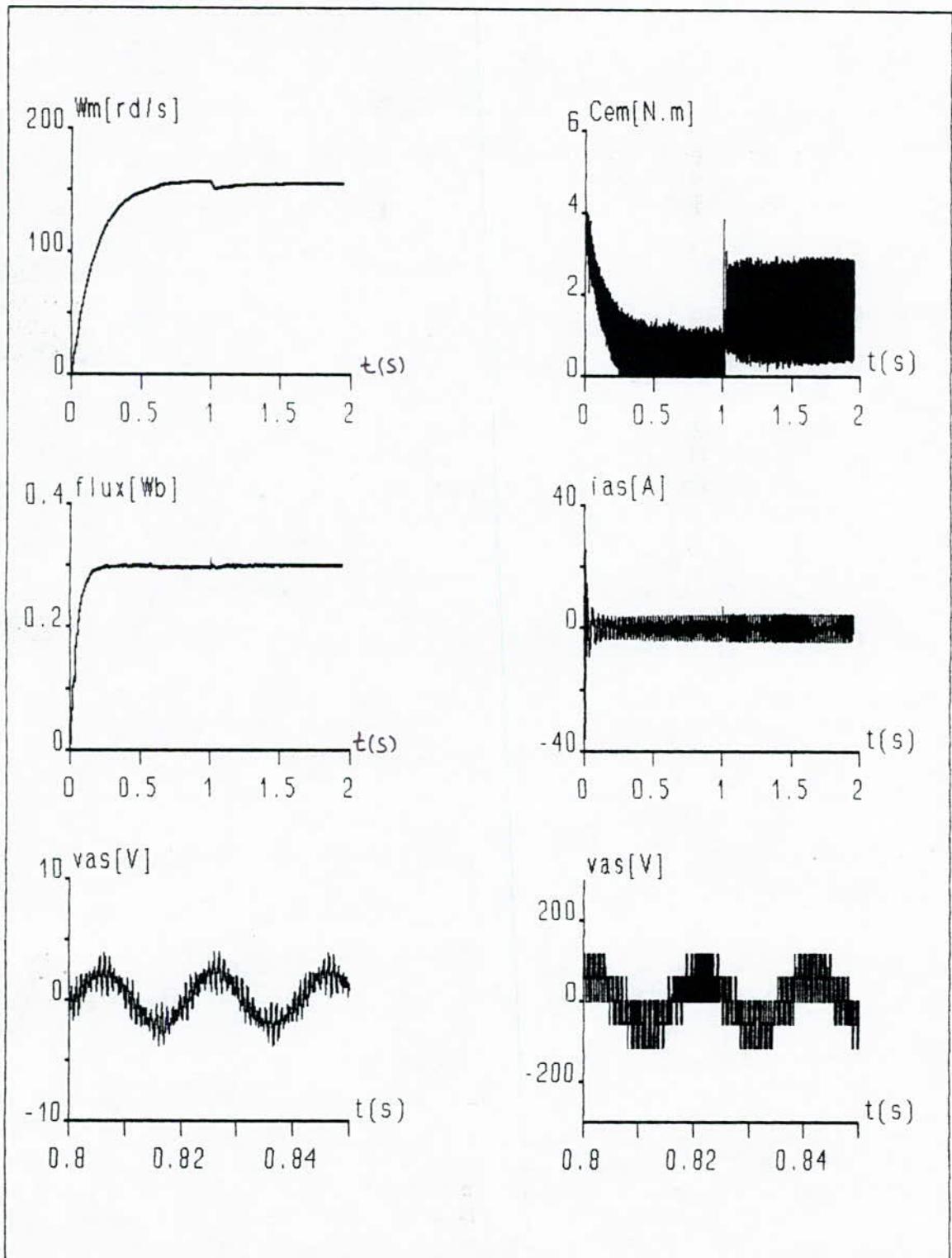


Fig.V.2.1.1: Réponse du système à une consigne de vitesse de 157[rd/s], en présence d'une perturbation de charge en régime établi. $c_1=60, k_1=k_2=100, c_2=10$ et $C_r=1.6N.m$

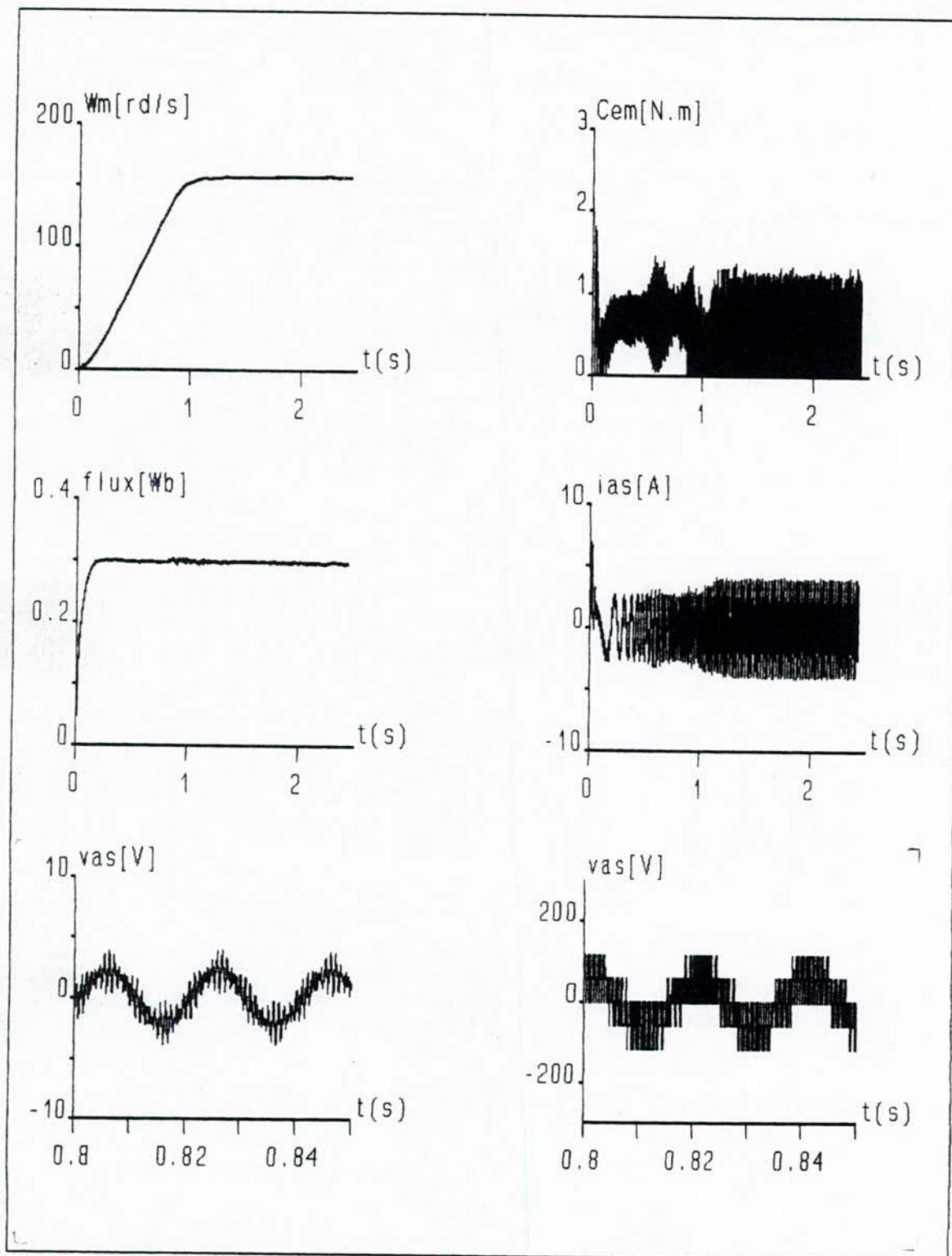


Fig.V.2.1.2: Réponse du système avec limitation de courant par trajectoire de référence en régime transitoire. $c_1=60, k_1=100, c_2=10, k_2=100, m=21$ et $r=0.7$

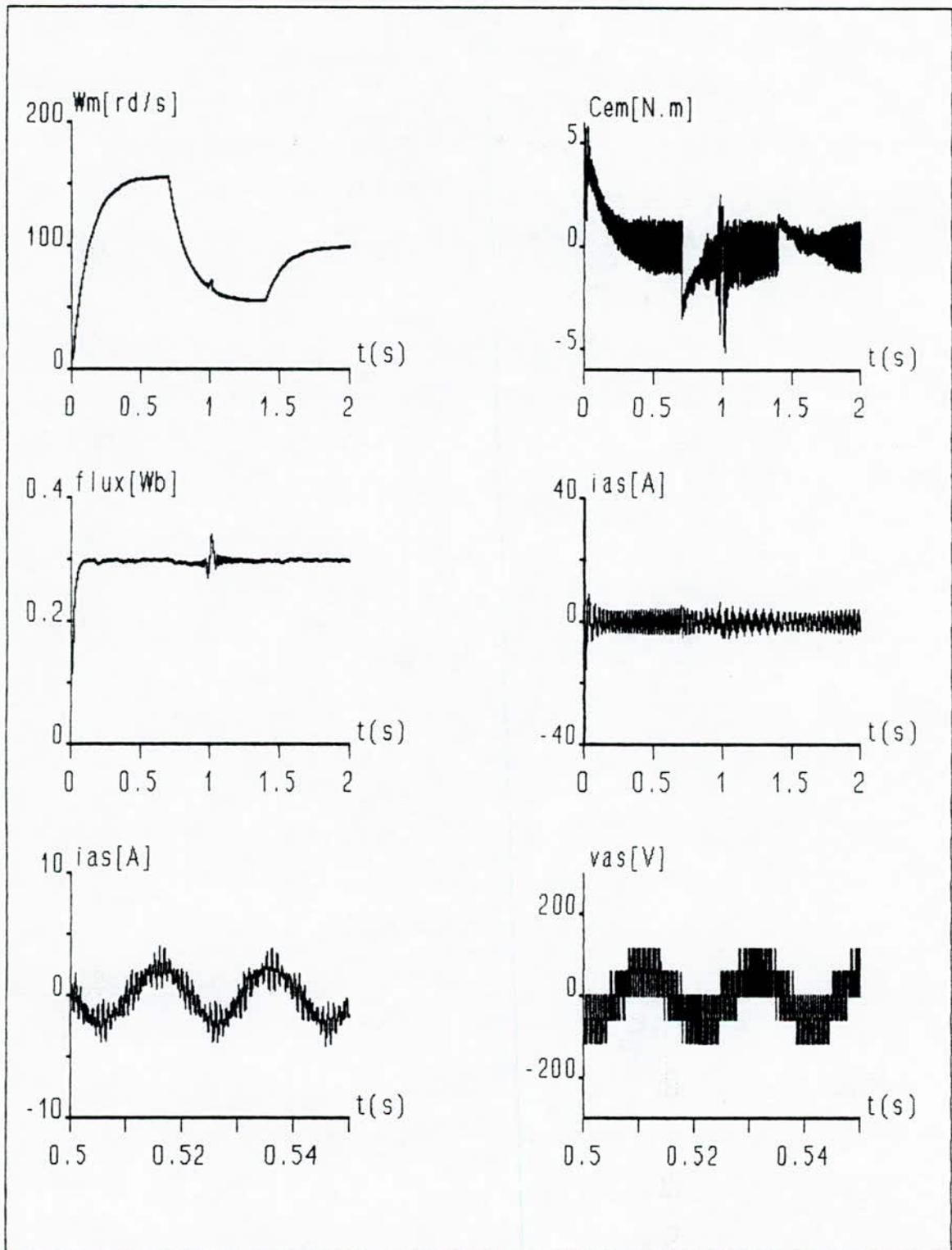


Fig.V.2.1.3: Réponse du système avec changement de consigne de 157 à 100 rd/s. $c_1=60, k_1=k_2=100, c_2=10, m=21$ et $r=0.7$

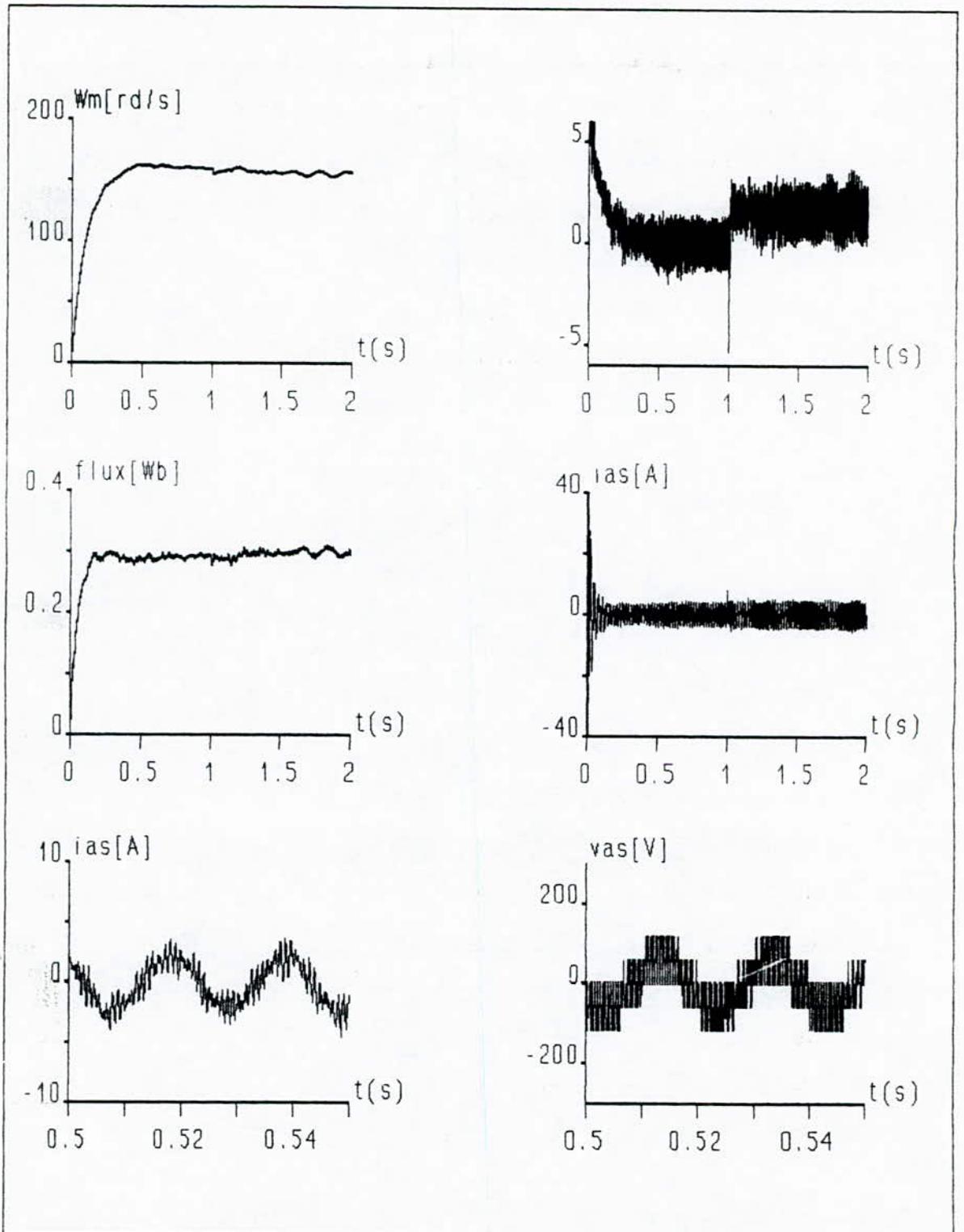


Fig.V.2.1.4: Influence de pas de simulation sur la réponse du système. $c_1=60, k_1=100, c_2=10, k_2=100, m=21$ et $r=0.7$.

CONCLUSION GENERALE

Le travail que nous avons présenté a permis d'enrichir nos connaissances dans le domaine de l'application de la théorie de commande non linéaire, appliquée aux systèmes non linéaires tout particulièrement la commande par mode de glissement vue sous l'angle de la géométrie différentielle.

L'application de la commande par mode de glissement via un bouclage statique et difféomorphisme sur les modèles de la M.A.S, exactement et partiellement linéarisable a permis d'obtenir des bonnes performances du point de vue dynamique et découplage E/S.

L'association de l'onduleur de tension ainsi que l'application de deux techniques différentes pour sa commande (à hystérésis, la triangulo-sinusoïdale) a entraîné certaines difficultés pour la réalisation de réglage.

L'application de la technique DELTA (à hystérésis) pour la commande de l'onduleur de tension nous a amenés à proposer un bloc générateur des courants de références, afin d'obtenir les tensions triphasées qui alimentent la machine. Les résultats obtenus par simulation ont montré des performances similaires à ceux obtenus lors du réglage sans onduleur, mis à part les oscillations qui apparaissent sur la réponse du couple électromagnétique.

La technique triangulo-sinusoïdale a permis d'obtenir des performances moins bonnes par rapport à celles d'hystérésis du point de vue couplage lors de l'introduction d'une perturbation de charge que de consigne.

Nous pouvons conclure, ainsi, que la commande par mode de glissement se prête bien pour le réglage des systèmes non linéaires de la M.A.S à travers un bouclage statique et difféomorphisme, mais cela n'empêche pas d'essayer d'améliorer d'avantage cette technique surtout pour les modèles réels de la machine.

PARAMETRES DE LA MACHINE :

La machine étudiée possède les caractéristiques suivantes :

$$P_n = 0.25 \text{ kW.}$$

$$U_n = 110 \text{ V}$$

$$P = 2.$$

$$R_r = 1.739 \Omega$$

$$R_s = 1.923 \Omega$$

$$L_r = 0.1134 \text{ H}$$

$$L_s = 0.1157 \text{ H}$$

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

$$J = 4 \times 10^{-3} \text{ Nm}$$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. CHATLAN : " *Machine Electrique* " Traité d'électricité de l'EPFL
Vol 10 Edition George , 1983 .
- [2] B.K. BOSE : " *Power Electronics And Drives* " Printice - Hall , 1986
- [3] H. BUHLER : " *Réglage par Mode de Glissement* " PPR , Lausanne
(Suisse) , 1980 .
- [4] A. ISIDORI : " *Non Linear Control Systems* " An Introduction 2nd Edition
SPRINGER VERLAG , 1989 .
- [5] H. SIRA RAMIREZ : " *Sliding Régime In General Non Linear Systems : A
Relative Degree Approach* " Int . j . Control , 1989
Vol 05 N°44 , pp 1487 - 1506.
- [6] H. SIRA RAMIREZ : " *Variable Structure Controle Of Non Linear
Systems* " INT .J. Systems Vol 13 N°09 , pp 1973 -
1689.
- [7] H. SIRA RAMIREZ : " *Differential Geometrie Methods In Variable
Structure Control* " INT .J. Systems , SCI 1988 Vol
15 N° 14 pp 1359 - 1390 .
- [8] H. SIRA RAMIREZ : " *Structur At Infinity , Zero Dynamics And Normal
Form Of Systems Under Going Sliding Motions* "
INT .J. Systems , SCI 1990 Vol 21 N° 21 pp 665 -
674 .
- [9] F. BOUDJEMAA : " *Commande Par Mode De Glissement : Application
Aux Convertisseurs Electriques* " These de Doctorat ,
LAAS CCNRS , Toulouse Mai 1991
- [10] V . UTKIN : " *Sliding Mode And Ther Application In Variables
Structures Systems* " Ed. Mir (MOSCOW) 1978 .
- [11] V . UTKIN : " *Sliding Mode Control Design Principals And Applications
Of The Electric Drives* " IEEE Vol 40 N°1 pp 23 - 36 ,
1993 .

- [12] M. NIBOUCHE : "*Application de La Commande Non Linéaire A La MAS*" These de Magistere 1994 , ENP .
- [13] A CHEMLI : "*Commande Non Linéaire Par Mode De Glissement De La MAS*" PFE , ENP , 1994 .
- [14] MEROUANI : "*Synthese De La Commande Equivalente Par Mode De Glissement Avec Orientation Du Champ Et De La Commande Par Linéarisation Etendu : Application A La MAS*" PFE , ENP , 1994 .
- [15] Y. FU : "*Commande Decouplées Et Adaptative Des Machines Asynchrones Triphasés*" These de Doctorat , Université Montpellier , Mars 1991
- [16] H. MARKOWETZ : "*Modélisation d'Un Moteur Asynchrone Et Etude D'une Commande Quadratique*" Stage de Recherche Z . STUDIENAR BEIT 1990 , Universitat STUTTGART .
- [17] BOUDJERDA : "*Etude Et Analyse Des Techniques MLI Dérivées De La Triangulo - Sinusoidal*" These de Magistere ENP , 1993 .
- [18] BOU NEKHLA : "*Etude Et Réalisation D'un Convertisseur A Transistor Piloté Par U.p En Vue De La Commande D'un Moteur Asynchrone*" These de Magistere , Enp 1991 .
- [19] P . FREER , P.PILLAY : "*Design And Evolution Of Current Controllers For PMSM Drive*" 1990 IEEE .
- [20] L.SALAZAR , G. JOUS : "*PSPIEE Simulation Of Three Phase Inverters By Means Of Switching Functions*" 1990 , IEEE .
- [21] DELLUCA G. ULIVI : "*Full Linéarisation Rotors Via Non Lineaire State Feed Back*" Proceeding of the 26 th conference on decision and control , Los Angeles , pp 1765 - 1770 .

Résumé :

Ce mémoire traite la commande à structure variable appliquée aux systèmes non linéaires de la machine asynchrone vue sous l'angle de la géométrie différentielle.

Dans le but de présenter l'évolution du système sur le plan pratique, nous avons associé à ce dernier un onduleur de tension commandé en mode MLI, d'où deux techniques sont présentées: à hystérisis et la triangulo-sinusoidale.

Mots clés: Système à structure variable (SSV) - géométrie différentielle - mode de glissement - modulation de largeur d'impulsion MLI.

Abstract :

This note describe a new control system for induction motors using variable structure system control technique known as sliding mode control basically a differential geometric theory.

In the goal to present the dynamic system really, we have assembly the induction motors and the voltage-fed inverters using a pulse-width modulated (PWM) technique.

Key Words: Variable structure system (VSS) - differential geometric - sliding mode - PWM inverters.

ملخص :

من خلال هذه المذكرة، قمنا باستعراض طريقة التحكم ذات البنية المتغيرة لنماذج غير خطية لمحرك غير تزامني وذلك باستعمال مبادئ الهندسة التفاضلية.

بغرض الإطلاع على تطورات ديناميكية الجملة تحت تأثير بنية التحكم في الميدات العملي، قمنا بتركيب حزاز جهد منضخم به بطريقة قياس عرض النبضة.

كلمات المفاتيح :

جملة ذات بنية متغيرة (ج ب م) - الهندسة التفاضلية - نظام الإلتزاق - قياس عرض النبضة (ق ع ن).