

14/97

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

D.E.R de GENIE ELECTRIQUE & INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

REGLAGE PAR MODE DE
GLISSEMENT ET PAR RETOUR
D'ETAT D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE AUTOPILOTEE
ALIMENTEE EN TENSION

Proposé par :

M^r : M.S. BOUHRIT
M^r : L.NEZLI

Etudié par :

M^r : A.KERBOUA
M^r : A.ABIMOULOUD

Dirigé par :

M^r : M.S. BOUHRIT
M^r : L.NEZLI

PROMOTION JUILLET 1997

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

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



D.E.R de GENIE ELECTRIQUE & INFORMATIQUE

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

THEME

**REGLAGE PAR MODE DE
GLISSEMENT ET PAR RETOUR
D'ETAT D'UNE MACHINE
SYNCHRONNE AUTOPILOTEE
ALIMENTEE EN TENSION**

Proposé par :

M^r : M.S. BOUHRIT
M^r : L.NEZLI

Etudié par :

M^r : A.KERBOUA
M^r : A.ABIMOULOUD

Dirigé par :

M^r : M.S. BOUHRIT
M^r : L.NEZLI

PROMOTION JUILLET 1997

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

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

Mon chère père et ma chère mère...

Mes chères frères Fethi et Fouzi...

Mes frères Foudil et Elhadj...

Ma famille...

Abdelfettah

Je dédie ce modeste travail à :

A ma mère à qui je doit tous :

A mon père :

A mes frères aines Lamine Youcef Ishaq :

A mes petits frères et sœurs :

A tous mes amis spécialement Mebroutk :

A ma famille.

Adel

REMERCIEMENT



Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au sein du département de génie électrique de l'ENP dirigé par M^{rs}.M. S.BOUCHRIT et M. L.NEZLI chargés de cours à l'ENP.

Nous présentons l'expressions de nos profondes gratitude pour tous les conseils et les encouragements que nous ont présenté par M. S.BOUCHRIT et M. L.NEZLI pendent tout la durée de ce travail.

Nous remercions vivement S.BERKATI pour sont aide qui nous à portée durant le long de ce travail.

Nos remerciement vont aussi à nos amis O.BOUCHIDA, K.BENMANSOUR, L. ABDEMADJID, A.NEMOUR , L.BOUKEZZI, M.BOURBOUNE, K.SADET.

Nous tenons à remercier tous les enseignant qui ont contribués à notre formation durant les cinq années .

Que tous les étudiant de l'électrotechnique, trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

ملخص

يهدف هذا المشروع إلى دراسة تصميمية للتحكم بنموذج الانزلاق وعودة الحالة المطبقين على الآلة المتزامنة ذات القيادة الذاتية "MSA" المغذاة بتوتر. في البداية استعرضنا النموذج الرياضي للجملة الآلة + المحول المراقب باستراتيجية "MLI" و نتائج المحاكاة العددية في حالة دارة مفتوحة. في المرحلة الموالية قمنا بعرض مفصل لمبدأ التحكم بنموذج الانزلاق، بعد ذلك طبقنا التحكم المذكور آنفا على الجملة مع إستظهار النتائج المتحصل عليها. على نفس المنوال قمنا في الفصل الرابع و الخامس بشرح عملية التحكم بعودة الحالة ثم إستظهار نتائج تطبيقها على الجملة. وفي الأخير استوفينا عملنا بمقارنة بين نوعي التحكم المستعملين و خلاصة أبرزنا من خلاها مدى فعالية التحكم بنموذج الانزلاق مقارنة مع التحكم بعودة الحالة.

SOMMAIRE

Introduction générale	1
CHAPITRE I : MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MSA	
I.1 Introduction	3
I.2 Schéma de principe	3
I.3 Modélisation du système à régler	4
I.3.1 Représentation schématique	4
I.3.2 Hypothèses	5
I.3.3 Equations de la machine	5
I.3.4 Transformation de PARK	6
I.3.5 Point de fonctionnement	9
I.4 Simulations en boucle ouverte et interprétations	10
I.5 Modélisation de l'alimentation de la MSA	15
I.5.1 Modélisation du redresseur	15
I.5.2 Modélisation du filtre	17
I.5.3 Modélisation de l'onduleur de tension	18
I.5.4 La technique de la modulation de largeur d'impulsion	19
I.6 Modélisation de l'association convertisseur-machine	20
I.7 Simulations et Interprétations	22
CHAPITRE II : REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT	
II.1 Introduction	25
II.2 Configuration du réglage avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur	26
II.3 Equation d'état du système globale	27
II.3.1 Grandeur de commande équivalente	29
II.3.2 Equation d'état en mode de glissement	30
II.4 Domaine du mode de glissement	30
II.5 Persistance du domaine du mode de glissement	32
II.6 Imposition des pôles	34
II.6.1 Détermination des coefficient de la contre-réaction d'état par la méthode d'emplacement de pôles	34
II.6.2 Détermination des coefficient de l'intervention direct de la grandeur de consigne K_w	37
II.6.2.1 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire	37
II.6.2.2 Calcul du coefficient k_w	38
II.6.3 Influence du choix des pôles	38
II.7 Limitation des grandeurs d'état	39
CAPITRE III : Réglage de vitesse par mode de glissement	
III.1 Introduction	41
III.2 Forme d'état linéaire du système à régler	41
III.3 Application	42
III.4 Loi de commutation avec limitation	44
III.5 Simulations et interprétations	44
III.5 Etude de la robustesse du réglage par mode de glissement	52
III.5.1 Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques	52
III.5.2 Robustesse vis-à-vis les variations du point de fonctionnement	53

CHAPITRE IV : REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT	
IV.1 Introduction	59
IV.2 Structure du réglage d'état	59
IV.3 Equation d'état du système globale	60
IV.4 Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état	61
IV.4.1 Imposition des pôles	61
IV.4.2 Détermination des coefficient de la contre-réaction d'état	62
IV.4.3 Détermination des coefficient de l'intervention direct de la grandeur de consigne et de la perturbation	62
IV.5 Dispositif Anti-Windup	63
CHAPITRE V : REGLAGE DE VITESSE PAR RETOUR D'ETAT	
V.1 Introduction	65
V.2 Forme d'état linéaire du système à régler	65
V.3 Application	65
V.4 Interprétations	66
V.5 Etude de la robustesse du réglage d'état	74
V.5.1 Robustesse vis-à-vis les variations des paramètres de la machine.....	74
V.5.2 Robustesse vis-à-vis les variations du point de fonctionnement	75
COMPARAISON	81
CONCLUSIONS GENERALES	82

NOTATIONS



A	: Matrice d'état
a, b, c	: Indices correspondant
b	: Vecteur d'entrée du système
b_v	: Vecteur d'entrée de la grandeur de perturbation
b_w	: Vecteur d'entrée de la grandeur de consigne
Γ_e	: Couple électromagnétique
Γ_r	: Couple résistant
$d(q)$: Axe direct (en quadrature)
f	: Coefficient de frottement
f_c	: Fréquence de coupure
i_a, i_b, i_c	: Courant instantané des phases statorique de la machine
I_f	: Courant d'excitation
I_d, I_q	: Courant statorique d'axe direct et en quadrature
I	: Courant à l'entrée de l'onduleur
I_f	: Courant à l'entrée du filtre
j	: Moment d'inertie
K	: Vecteur de la contre-réaction d'état du système
k_r	: Coefficient de la contre-réaction du régulateur intégrateur
k_w	: Coefficient de l'intervention de la grandeur de consigne
k_v	: Coefficient de l'intervention de la grandeur de perturbation
L_s, L_r	: L'inductance cyclique statorique et rotorique.
$L_f C_f$: L'inductance et la capacité du filtre
M_{sr}	: Mutuelle inductance
p	: Nombre de paires de pôles
R_s	: Résistance d'une phase statorique
R_r	: Résistance de l'inducteur
s	: Opérateur de LAPLACE
U	: Tension à l'entrée de l'onduleur
U_d	: Tension à l'entrée de filtre
v_a, v_b, v_c	: Tension instantané des phases statorique de la machine
V_d, V_q	: Tension statorique d'axe direct et quadrature
V_r	: Tension d'excitation
V_m	: Valeur maximale de la tension du réseau
V_e	: Valeur efficace de la tension d'une phase statorique
V_o, I_o, ϕ_o	: La composante homopolaire des tensions, courants et les flux statoriques
θ	: Angle électrique
δ	: Angle de calage
ω	: Vitesse électrique
σ	: Coefficient d'HOPKINSON
ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c	: Flux instantané dans les phases statorique de la machine

INTRODUCTION GENERALE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Les développements récents de l'électronique de puissance et de l'électronique de réglage conduisent à réévaluer les problèmes liés à la commande des machines à courant alternatif. Elle présente l'avantage d'être plus robuste est de ne pas avoir de collecteur mécanique [1][2].

Le variateur de vitesse, constitué d'une machine synchrone associé à un convertisseur statique, est utilisé depuis plus d'une dizaine d'années. Les applications industriels se sont d'abord développées dans les domaines des fortes puissances (0.5 MW à 50MW) en raison des possibilités de commutation naturelle [1][3]. Actuellement l'utilisation de la machine synchrone s'étend aux faibles puissances (10kW) dans les domaines d'applications aussi nombreux que variés (traction électrique, aéronautique, robotique...). Ce développement important est essentiellement dû aux caractéristiques mêmes de la machine synchrone (absence de collecteur, couple massique important) et au fait que l'électronique de commande reste relativement simple [4][5].

L'étude de l'alimentation en tension de la machine synchrone autopilotée (MSA) à rotor bobiné n'a fait l'objet que d'un nombre restreint de travaux. Ces derniers concernent le réglage de vitesse avec la commande du courant soit par l'action sur la tension d'alimentation [6][7], soit par l'utilisation d'une loi tension-fréquence permettant la commande indirecte du courant [7][8].

La commande de la MSA par l'intermédiaire de l'angle de calage, avec tension d'excitation constante, permet un réglage aisé de la vitesse. Ce type de commande est en mesure d'assurer un bon facteur de puissance sur une large plage de vitesse [7][8].

Nous nous intéressons à l'application des réglages traités dans l'espace d'état. Ce type de traitement commence à s'introduire dans le domaine des réglage industriel. En effet dans beaucoup de cas, on obtient une qualité de réglage meilleure par rapport au réglage classique [9][10]. Pour cette effet, nous appliquons sur la MSA alimentée en tension les deux modes de réglage suivants :

- le réglage par mode de glissement ;
- le réglage par retour d'état.

La commande par retour d'état est basée sur la connaissance de l'évolution des variables internes du système. Ceci offre à cette méthode la possibilité de décrire le comportement dynamique globale du système. De plus, elle présente l'avantage de conserver la même représentation indépendamment du type du système à régler [8][7].

Lorsque l'organe de commande possède un comportement discontinu par action à deux positions avec une commutation rapide d'une position à l'autre, il est judicieux de faire appel à des méthodes de réglage non linéaires et discontinues qui s'adaptent mieux au comportement particulier de ces organes. Ils s'agit en particulier du réglage par mode de glissement avec loi de commutation par contre-réaction d'état.[11][9].

En premier lieu, nous faisons un rappèle sommaire sur le principe de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Nous exposons, par la suite, une modélisation de l'association machine-convertisseur statique.

Le deuxième chapitre est consacré pour l'étude théorique du réglage par mode de glissement en se basant sur la loi de commutation par contre-réaction d'état. Puis, nous présentons la méthode de détermination des coefficients du réglage en utilisant la méthode d'imposition des pôles du système en boucle fermée.

Dans le troisième chapitre, nous appliquons le réglage de vitesse de la MSA par mode de glissement alimentée en tension, dont le modèle est linéarisé autour d'un point de fonctionnement nominale. Ensuite, nous effectuons des tests de robustesse du réglage vis-à-vis des variations paramétriques.

Dans le quatrième chapitre, nous abordons l'aspect théorique de la commande par retour d'état continu.

Dans le cinquième chapitre, nous appliquons le réglage par retour d'état continu sur la commande de la vitesse de la MSA alimentée en tension. Puis, nous faisons des tests de robustesse de ce type de réglage.

Enfin, nous effectuons une comparaison entre les performances de ces deux types de réglage appliqués sur la MSA.



CHAPITRE I

**MODELISATION DE
L'ASSOCIATION
CONVERTISSEUR-MACHINE**

I.1. INTRODUCTION

La machine synchrone autopilotée est peu utilisée dans le domaine des entraînements réglés par rapport aux autres types de moteur (MCC et MAS), malgré que sa construction est simple. Ceci provient du fait que l'alimentation en fréquence variable est plus coûteuse et que ces caractéristiques sont particulières [12]. Le développement de l'électronique de puissance a permis de remplacer le MCC par les machines tournantes [7] [12] [2].

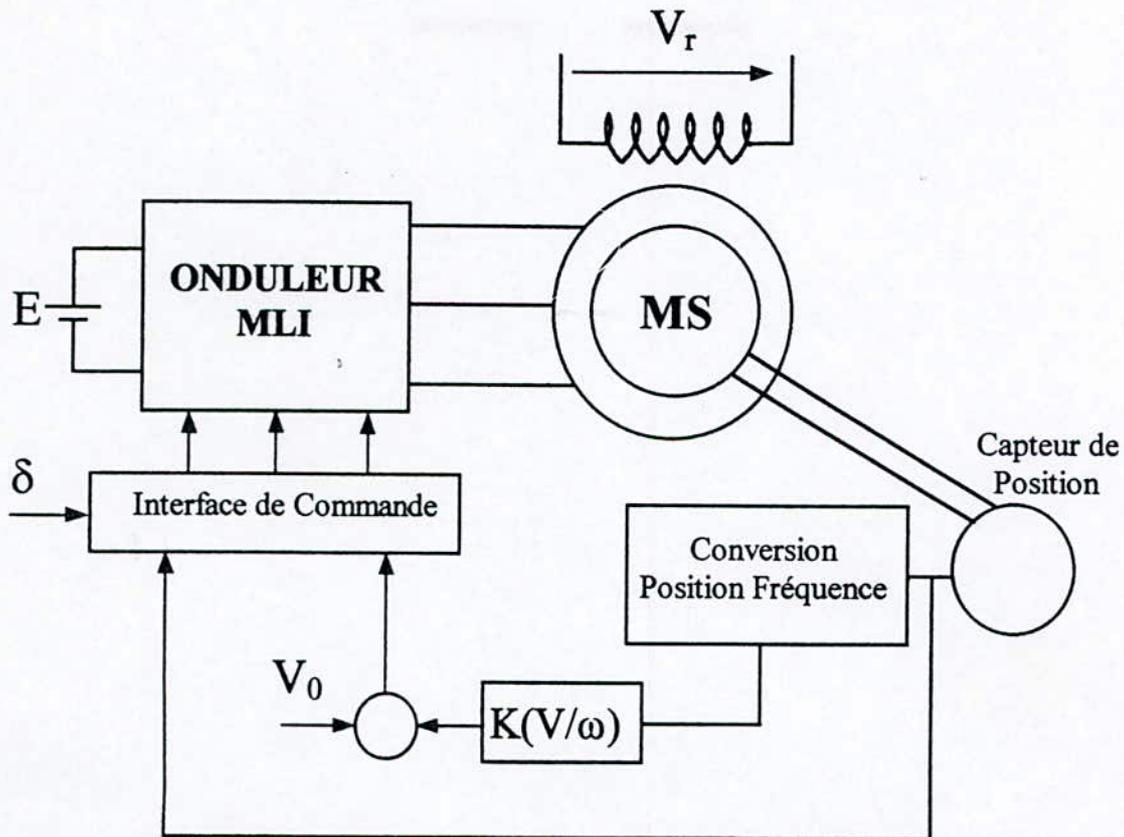
Grâce aux propriétés particulières de la machine synchrone (MS), on fait appel à l'autopilotage et l'alimentation par des convertisseurs de fréquence à commutation libre [9][13][12]. L'onduleur MLI doit alimenter la MS par une tension à fréquence et amplitude variable. Ceci peut être réalisé en adoptant la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Dans ce chapitre nous modélisons la MS selon le modèle de Park. Puis, nous étudions les caractéristiques statiques et dynamiques de la machine synchrone autopilotée (MSA) lors du démarrage, pour les deux types d'alimentation :

- Alimentation par un onduleur parfait
- Alimentation par un onduleur MLI.

I.2 SCHEMA DE PRINCIPE

L'alimentation de la MSA est constituée d'un onduleur de tension alimenté par un redresseur à diodes. La fréquence et la phase de la tension d'alimentation sont asservis à la position du rotor de la MS (principe d'autopilotage). Le convertisseur statique possède un dispositif de commande qui permet la détermination des séquences d'alimentation des différentes phases de la machine à partir du capteur de position. L'alimentation en tension de la MS, nécessite un contrôle de courant et de flux statoriques. Ce contrôle est assuré indirectement par la commande V/f constant (FigI.1) [7][14][13][8].

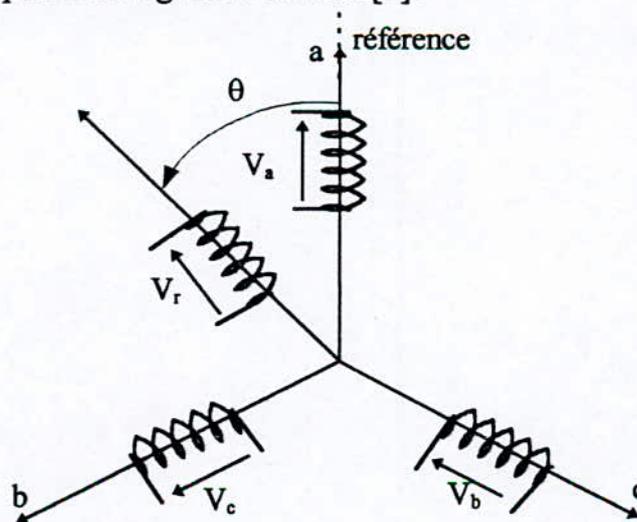


(Fig I.1) Schéma de principe du système à régler en boucle ouverte

I.3. MODELISATION DU SYSTEME A REGLE

I.3.1 Représentation schématique

La MS à étudier possède un enroulement triphasé statorique et un enroulement d'excitation décalé d'un angle θ par rapport à l'axe de la phase statorique a (Fig I.2). L'angle θ mesure la position angulaire du rotor[7].



(Fig. I.2) Représentation des enroulements statoriques et rotorique dans un système de repère triphasé.

I.3.2 Hypothèses

Afin de réduire la complexité du système, nous admettons les hypothèses simplificatrices suivantes[7] :

- L'effet de la saturation est négligeable ;
- Les pertes fers sont négligeables ;
- La force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale ;
- La machine est à pole lisse est sans amortisseurs.

I.3.3 Equations de la machine

Le système à régler est régi par les équations suivantes :

- Equations électriques :

$$[V] = [R] \cdot [I] + \frac{d[\Phi]}{dt} \quad (I.1)$$

tel que :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}, \quad [I] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_r \end{bmatrix}, \quad [V] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_r \end{bmatrix}, \quad [\Phi] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_r \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

$$[\Phi] = [L] \cdot [I] \quad (I.3)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_0 \sin \alpha \\ M_s & l_s & M_s & M_0 \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ M_s & M_s & l_s & M_0 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ M_0 \sin \alpha & M_0 \sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & M_0 \sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_r \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

- Equations mécaniques

$$\Gamma_e = \frac{j}{p} \cdot \frac{d\omega}{dt} + f \cdot \frac{\omega}{p} + \Gamma_r \quad (I.5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega \quad (I.6)$$

$$\alpha = \theta - \delta \quad (I.7)$$

I.3.4 Transformation de Park

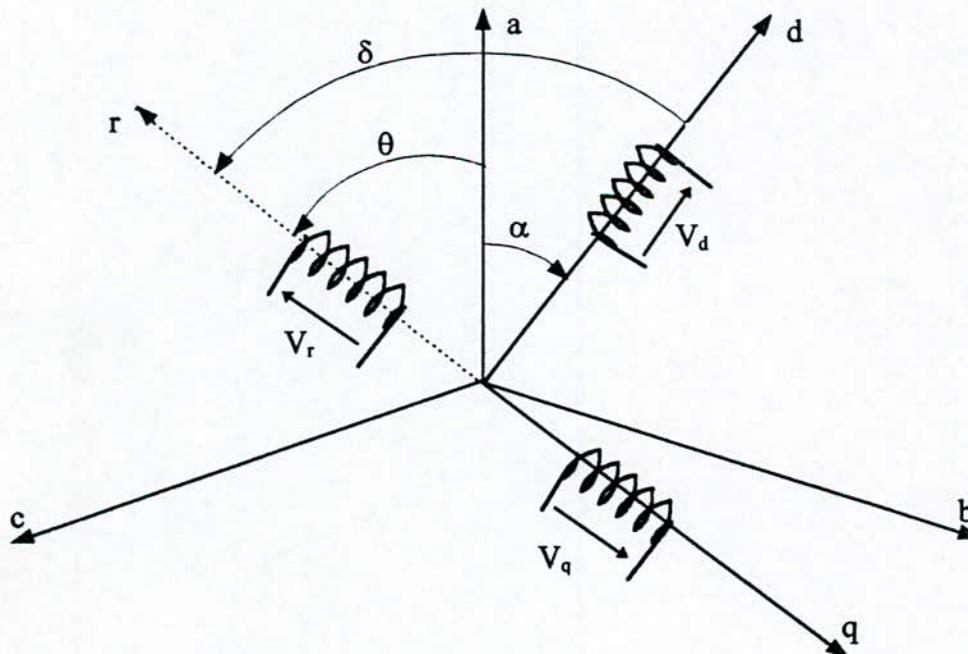
On introduit un référentiel commun et fixe par rapport au rotor et tournant à la vitesse angulaire électrique ω . Pour obtenir un modèle simplifié de la MS, il est judicieux d'écrire les équations du système dans le référentiel de Park. (Fig. I.3) [15][16][17].

Dans le plan de Park, les composantes sont liés aux grandeurs réels par la matrice orthogonale de Park suivante :

$$P = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\alpha & -\sin\alpha \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

Nous définissons une matrice de transformation P d'ordre augmenté pour pouvoir transformer les vecteurs définis par (I.2) tel que :

$$\begin{aligned} [V] &= [P] \cdot [V_p] \\ [I] &= [P] \cdot [I_p] \\ [\Phi] &= [P] \cdot [\Phi_p] \end{aligned} \quad (I.9)$$



(Fig I.3) Représentation en angle électrique des enroulements statoriques et rotorique dans le plan de Park.

On donne la matrice P par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

et

$$[V_p] = \begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_q \\ V_r \end{bmatrix}, \quad [I_p] = \begin{bmatrix} I_o \\ I_d \\ I_q \\ I_r \end{bmatrix}, \quad [\Phi_p] = \begin{bmatrix} \Phi_o \\ \Phi_d \\ \Phi_q \\ \Phi_r \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Par la substitution dans l'équation (I.1), il résulte le système d'équations simplifier suivant :

$$V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega \cdot \Phi_q \quad (I.12)$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega \cdot \Phi_d$$

$$V_r = R_r \cdot I_r + \frac{d\Phi_r}{dt} \quad (I.13)$$

Ainsi que pour l'expression du flux, en développant l'équation (I.3), nous aboutissons au système suivant :

$$[\Phi_p] = [L_p][I_p]$$

où

$$[L_p] = [P] \cdot [L] \cdot [P] \quad (I.14)$$

La matrice $[L_p]$ est donnée sans considérer la composante homopolaire ;

$$[L_p] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & -M_{sr} \\ 0 & -M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

avec ;

$$\begin{aligned} L_s &= l_s - M_s \\ M_{sr} &= \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot M_o \end{aligned} \quad (I.16)$$

L_s est l'inductance cyclique.

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d \cdot I_d \\ \Phi_q = L_q \cdot I_q - M_{sr} \cdot I_r \\ \Phi_r = -M_{sr} \cdot I_q + L_r \cdot I_r \end{cases} \quad (I.17)$$

On remarque qu'il y a un couplage entre le stator et le rotor.
L'expression du couple devient :

$$\Gamma_e = p \cdot M_{sr} I_q \cdot I_r = p (\Phi_q \cdot I_d + \Phi_d \cdot I_q) \quad (I.18)$$

Les variables d'état caractérisant le système à régler sont les composantes du courant I_d et I_q , le courant rotorique I_r et la vitesse de rotation ω dont les équations d'état sont données sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega & \frac{-\omega M_{sr}}{L_s} \\ -\omega & \frac{-R_s}{\sigma L_s} & \frac{-R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ \frac{-M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{-R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{L_s L_r \sigma} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{L_r L_s \sigma} & \frac{M_{sr}^2}{L_s \sigma L_r^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_r \end{bmatrix} \quad (I.19)$$

$$\sigma = 1 - M_{sr}^2 / (L_s \cdot L_r) \quad (I.20)$$

où σ est le coefficient d'Hopkinson.

En forme rétrécie ;

$$\left[\frac{dI_p}{dt} \right] = [A_0] \cdot [I_p] + [B_0] \cdot [V_p] \quad (I.121)$$

Les équations d'état (I.19) régissant le système à régler possède trois grandeurs d'entrée (V_d , V_q et V_r). Dans le cas où les tensions statoriques sont sinusoïdales, et la source d'excitation est constante, le système devient monovariable (δ grandeur de commande) [7][1].

$$\begin{aligned} V_a &= \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \cos \theta \\ V_b &= \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \cos (\theta - 2\pi/3) \\ V_c &= \sqrt{2} \cdot V_e \cdot \cos (\theta + 2\pi/3) \end{aligned} \quad (I.22)$$

D'où ;

$$\begin{aligned} V_d &= \sqrt{3} \cdot \cos \delta \cdot V_e \\ V_q &= \sqrt{3} \cdot \sin \delta \cdot V_e \end{aligned} \quad (I.23)$$

En tenant compte de la commande V_e / f constant, on pose ;

$$V_e = V_0 + k \cdot \omega \quad (I.24)$$

V_0 sert à compenser les chutes ohmiques lors du démarrage de la machine ;
 k Le coefficient de proportionnalité .

Nous donnons le système global par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{dI_d}{dt} \\ \frac{dI_q}{dt} \\ \frac{dI_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_s} & \omega & \frac{-\omega M_{sr}}{L_s} \\ -\omega & \frac{-R_s}{\sigma \cdot L_s} & \frac{-R_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s L_r} \\ \frac{-M_{sr}}{\sigma \cdot L_r} & \frac{-R_s \cdot M_{sr}}{\sigma \cdot L_s L_r} & \frac{-R_r}{\sigma \cdot L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3} V_e}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3} \cdot V_e}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{L_s L_r \sigma} \\ 0 & \frac{\sqrt{3} \cdot M_{sr} \cdot V_e}{L_s L_r \sigma} & \frac{M_{sr}^2}{L_s \sigma L_r^2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ V_r \end{bmatrix}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = (p \cdot M_{sr} I_d I_r + \frac{f}{p} \cdot \omega - \Gamma_r) \cdot \frac{P}{j} \quad (I.25)$$

I.3.5. Point de fonctionnement

Le point de fonctionnement est calculé à partir de l'équation d'état du système lorsque les dérivés des variables d'état sont nulles, (régime établi). Nous constatons que le point de fonctionnement dépend de l'angle de calage δ . Pour chaque valeur de δ la machine s'établit à un point de fonctionnement donnée. La solution de l'équation (I.22) donne l'allure des grandeurs caractérisants le point de fonctionnement ($\Gamma_e, N, I_d, I_q, I_r$)[7][13][8].

$$\left\{ \begin{array}{l} (V_0 + k.\omega) \cos \delta - R_s.I_d + \omega.L_s.I_q - M_{sr}.\omega.I_r = 0 \\ (V_0 + k.\omega) \sin \delta - R_s.I_q - \omega.L_s.I_d = 0 \\ V_r - R_r.I_r = 0 \\ p.M_{sr}.I_d.I_r - \frac{f}{p}\omega - \Gamma_r = 0 \end{array} \right. \quad (I.26)$$

Le même travail est effectué pour les deux types de charge.

- Charge proportionnelle à la vitesse ($\Gamma_r = cc.\omega$) (Fig I.4)
- Charge constante ($\Gamma_r = 10 \text{ N.m}$) (Fig. I.5)

Le point de fonctionnement nominal de la MS est caractérisé par :

$$\begin{aligned} V_e &= 220 \text{ V} \\ N &= 1500 \text{ tr/mn} \\ I_{\text{eff}} &= 2.861 \text{ A} \\ \Gamma_e &= 11.264 \text{ Nm} \\ \delta &= 34.548^\circ \\ \phi_{\text{eff}} &= 0.657 \text{ Wb} \end{aligned}$$

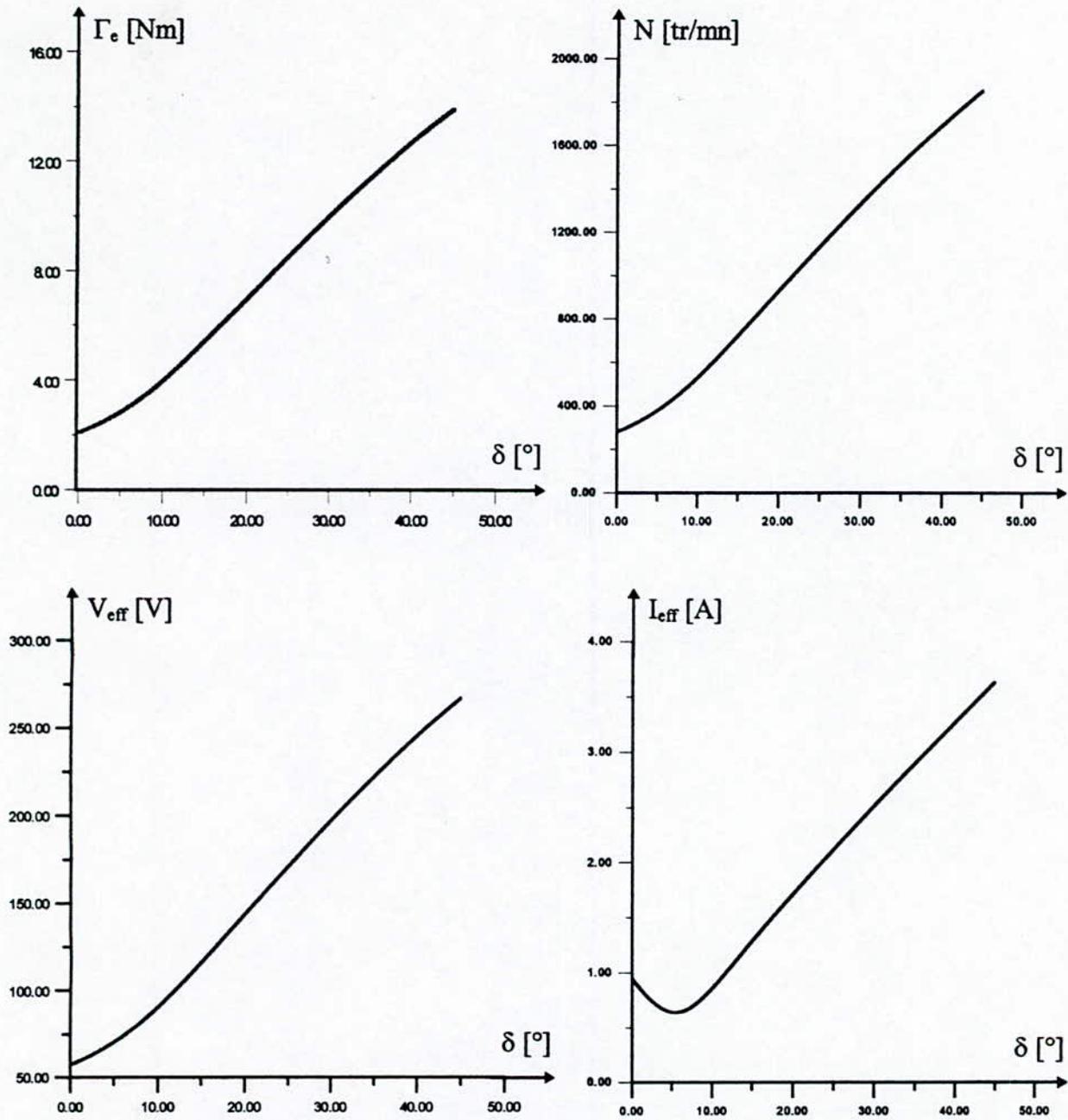
I.4. SIMULATIONS EN BOUCLE OUVERTE ET INTERPRETATIONS :

Afin d'évaluer les caractéristiques dynamiques de la MSA alimentée en tension sinusoïdale (onduleur parfait), nous simulons le fonctionnement de la machine, lors du démarrage. Nous relevons les grandeurs suivantes : du couple Γ_e , la vitesse N , le courant statorique i_a , la tension statorique v_a , le flux Φ_{eff} et le courant rotorique I_r (FigI.6), (Fig I.7).

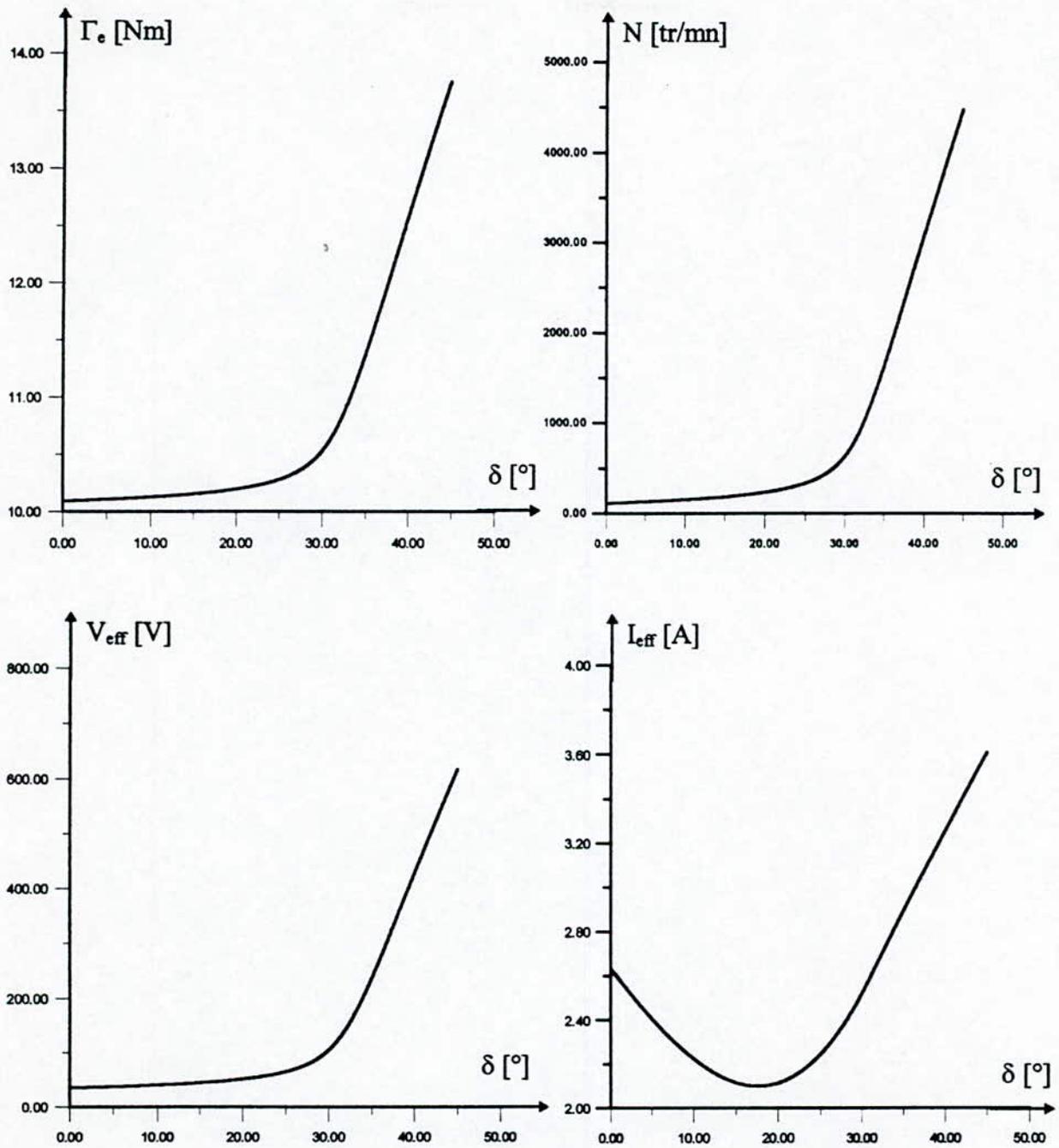
On constate que le courant est le flux statoriques sont limités et constants en régime établi, pour les deux cas de perturbation. Ceci est assuré par la commande V/f constant.

On remarque que le comportement de la machine, lors du démarrage, dans le cas d'un couple résistant proportionnel à la vitesse est meilleur que dans le cas d'un couple résistant fixe ($\Gamma_r = 10 \text{ Nm}$) (Fig I.7).

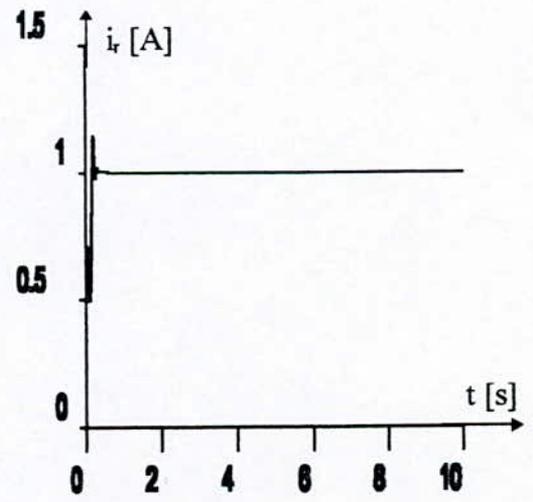
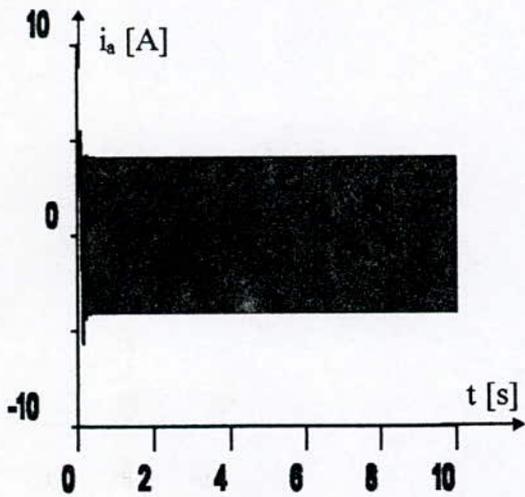
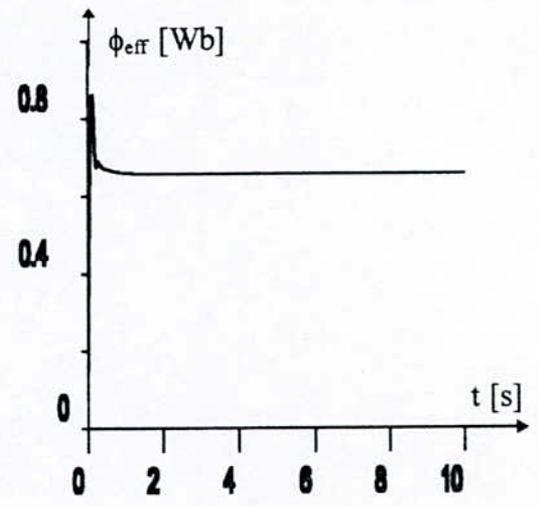
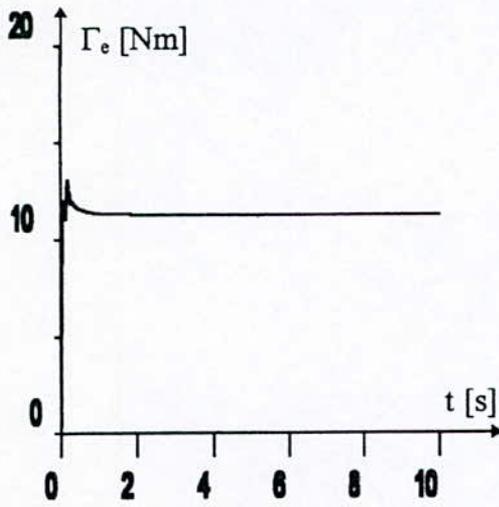
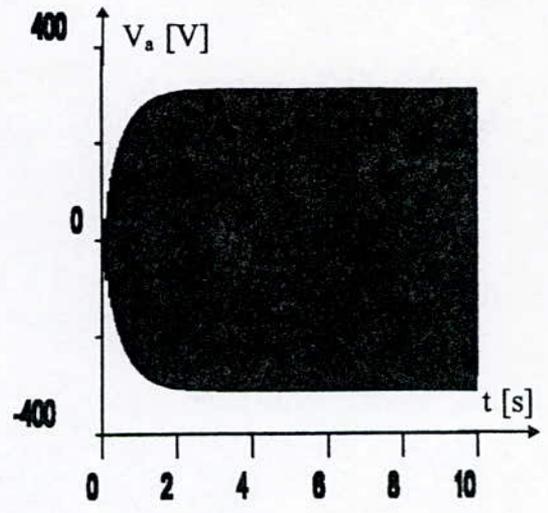
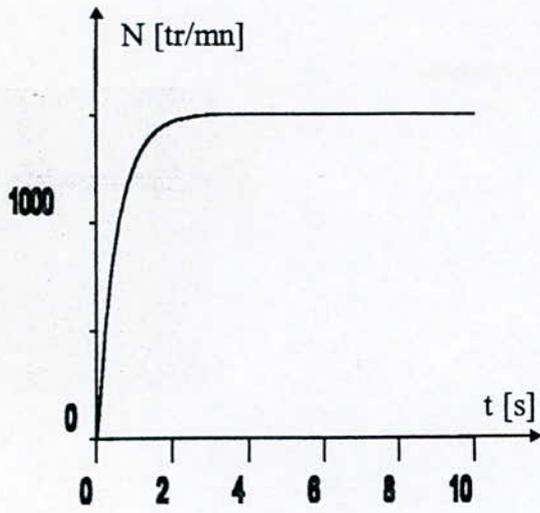
Pour un couple résistant constant, la machine tend à tourner dans le sens inverse, par ce que le couple électromagnétique, au démarrage, est inférieur au couple résistant.



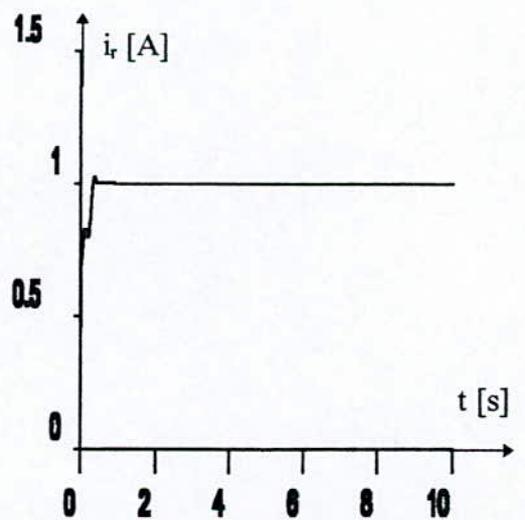
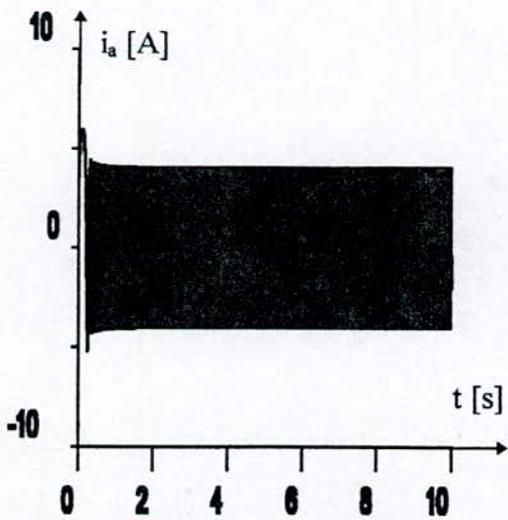
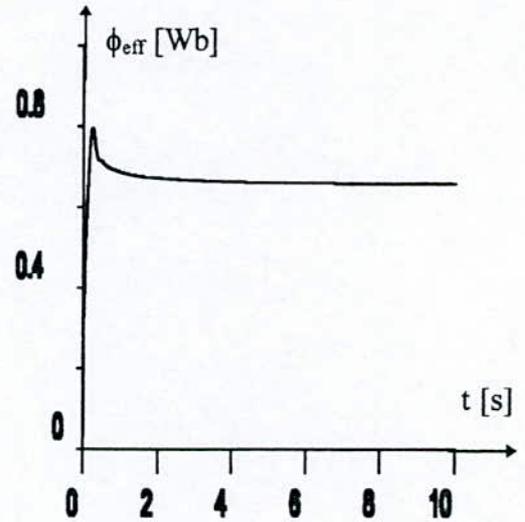
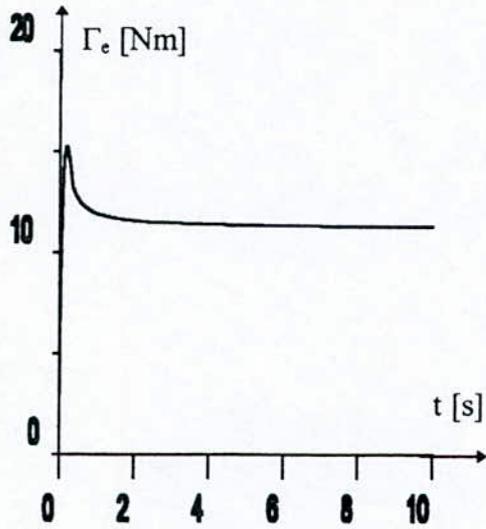
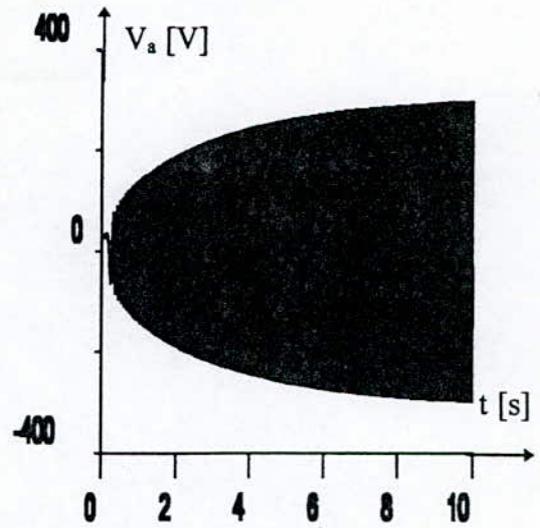
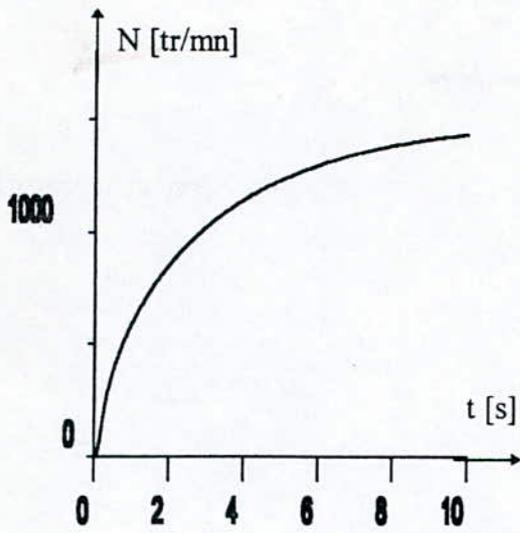
(Fig I.4) Caractéristiques statiques de la MSA en fonction de la variation de l'angle de calage ($\Gamma_r = cc. \omega$)



(Fig I.5) Caractéristiques statiques de la MSA en fonction de la variation de l'angle de calage ($\Gamma_r = 10 \text{ Nm}$)



(Fig I.6) Simulation du comportement dynamique de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors du démarrage en boucle ouverte ($\Gamma_r = cc.\omega$).



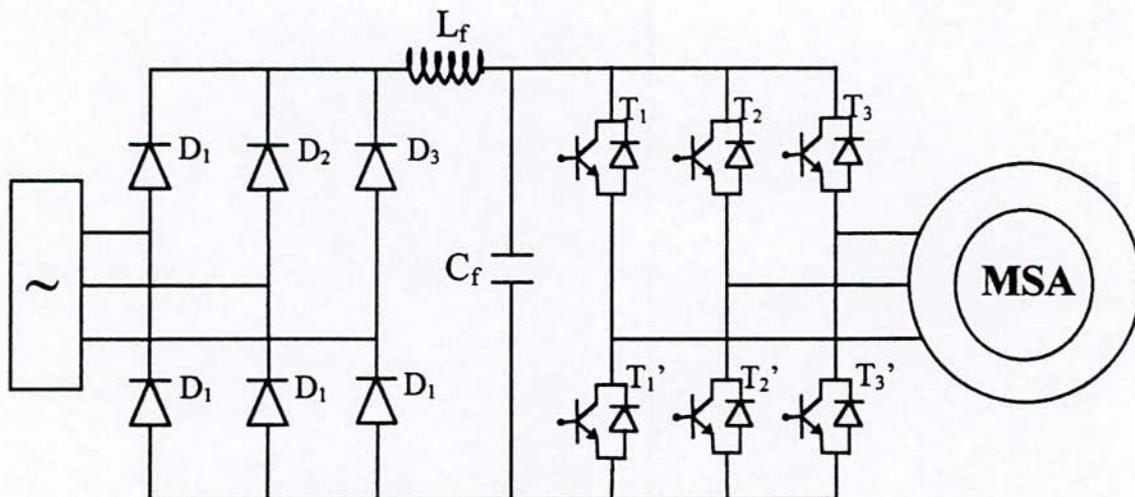
(Fig I.7) Simulation du comportement dynamique de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors du démarrage en boucle ouverte ($\Gamma_r = 10Nm$).

I.5 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MSA

les sources de tension sinusoïdales sont très complexes à réaliser. Elles ne peuvent satisfaire à toutes les exigences demandées, surtout dans le domaine des entraînements réglés. Le développement de l'électronique de puissance a permis d'accomplir à ces exigences.

L'alimentation des machines électriques est assurée par un onduleur de tension. Afin de repousser les harmoniques vers des rangs de fréquences plus élevés, les semi-conducteurs sont commandés en utilisant la technique MLI (Modulation de Largeur d'Impulsion). Cette technique consiste à contrôler les largeurs des impulsions de telle façon à éliminer les harmoniques de basse fréquence (Fig I.8). En outre, la commande MLI permet aussi le réglage de la tension en amplitude et en fréquence, ce qui facilite le contrôle de la MSA [7][13].

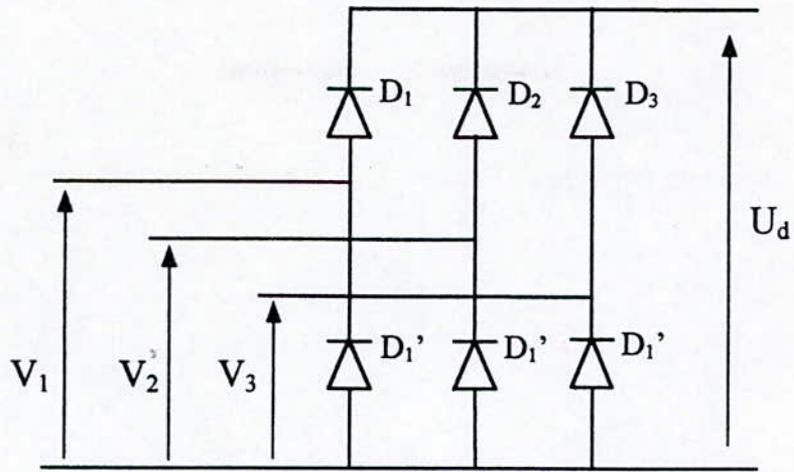
La tension du réseau est redressée à l'aide d'un pont de GREATZ triphasé. La source de tension continue doit être constante. Pour ce fait, la tension redressée est filtrée par un filtre passe bas [13] [8] (Fig I.8)(Fig I.10).



(Fig I.8) Organe de commande de la MSA

I.5.1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est constitué d'un pont triphasé à diodes. Chaque bras contient deux diodes en série dans le même sens et séparées d'un point milieu qui est relié à une phase du réseau supposés parfait (Fig I.9).



(Fig. I.9) Pont triphasé à diodes

La gamme de conduction de chaque diode est décrite par la loi définie comme suite :

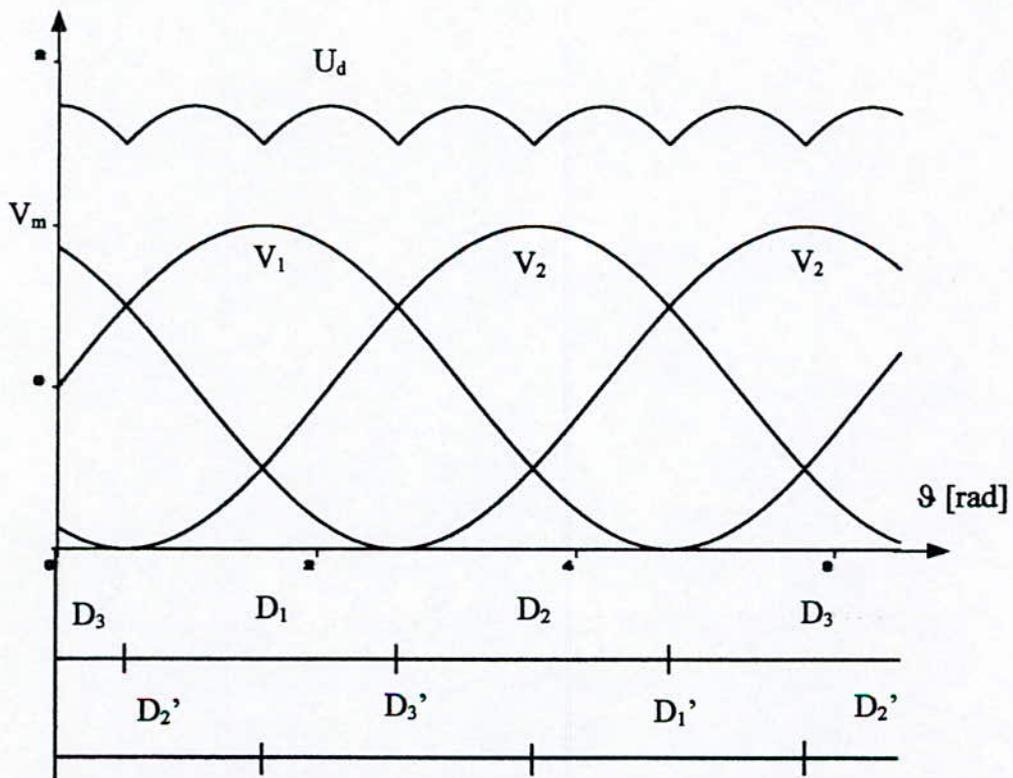
Pour $i=1,2,3$

$$D_i \text{ conduit si } V_i = \max(V_j) \quad j=1,2,3$$

$$D_i' \text{ conduit si } V_i = \min(V_j) \quad j=1,2,3$$

Pendant chaque séquence de conduction (Fig I.10), la tension U_d à la sortie du redresseur est la suivante:

$$U_d = \max(V_i) - \min(V_i) \quad i=1,2,3 \tag{I.27}$$



(Fig I.10) La forme des tensions à l'entrée et à la sortie du redresseur

La représentation illustrée par la figure (Fig I.10) est faite pour :

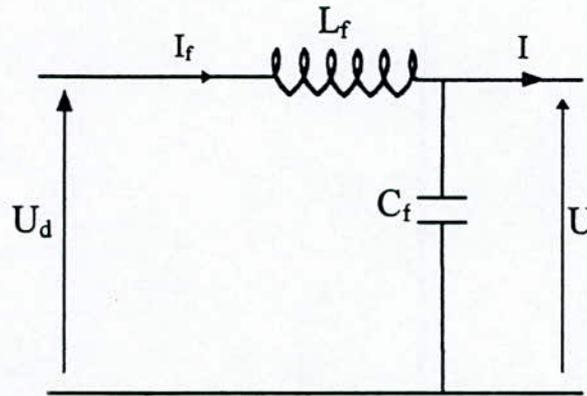
$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin(\vartheta) \\ V_b &= V_m \sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c &= V_m \sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (I.28)$$

tel que

$$\begin{aligned} \vartheta &= 100\pi.t \\ V_m &= 220.\sqrt{2} \end{aligned} \quad (I.29)$$

I.5.2. Modélisation du filtre

Afin d'éliminer les hautes fréquences de l'onde de tension redressé U_d et d'avoir un courant d'entrée I moins ondulé. Nous avons insérer entre l'onduleur et le redresseur un filtre passe bas (Fig I.11).



(Fig.I.11) Circuit de filtrage

Les équations du filtre sont :

$$\begin{aligned} U_d &= L_f \frac{dI_f}{dt} + U \\ \frac{dU}{dt} &= \frac{1}{C_f} (I - I_f) \end{aligned} \quad (I.30)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F = \frac{U}{U_d} = \frac{1}{1 + L_f C_f S^2} \quad (I.31)$$

C'est donc un filtre du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est:

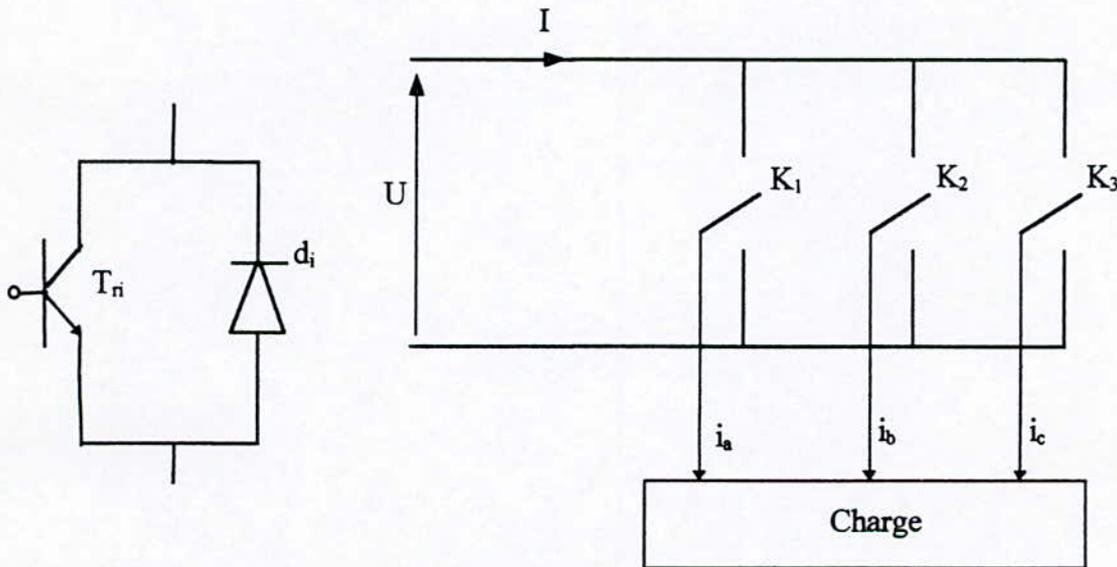
$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{I.32})$$

Pour éliminer les harmoniques d'ordre n et les autres d'ordre supérieures, nous devons choisir les éléments du filtre (L_f et C_f) de tel manière à vérifier la condition suivante :

$$f_c < n.f \quad (\text{I.33})$$

I.5.3 Modélisation de l'onduleur de tension

L'association du transistor T_{ri} et la diode d_i donne un composant bidirectionnel T_i , (Fig I.12.a). La commande des transistors est complémentaire. Donc nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur K_i à deux positions comme l'indique le schéma simplifié de la figure [14][13][8](Fig I.12.b).



(Fig I.12.a) la composante ' T_i ' (Fig I. 12.b) Représentation fonctionnelle de l'onduleur

Chaque interrupteur K_i est commandé selon la fonction logique F_i suivante.

- $F_i=0$ si la composante T_i est fermée T_i' est ouverte ;
- $F_i=1$ si la composante T_i' est fermée T_i est ouverte ;

Les tensions composées à la sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{aligned} U_{ab} &= U(F_1 - F_2) \\ U_{bc} &= U(F_2 - F_3) \\ U_{ca} &= U(F_3 - F_1) \end{aligned} \quad (\text{I.34})$$

Par conséquent, les tensions simples s'expriment par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} v_a &= \frac{U}{3}(2F_1 - F_2 - F_3) \\ v_b &= \frac{U}{3}(2F_2 - F_3 - F_1) \\ v_c &= \frac{U}{3}(2F_3 - F_1 - F_2) \end{aligned} \quad (\text{I.35})$$

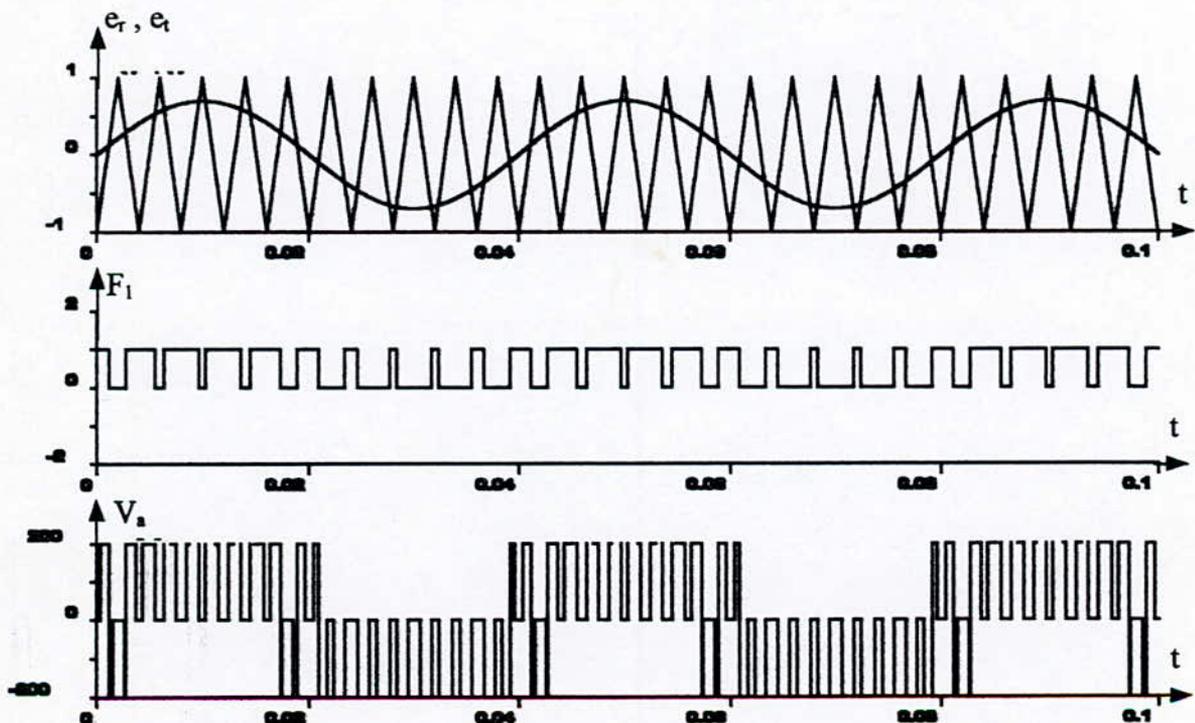
Le courant I à l'entrée de l'onduleur est donné par :

$$I = F_1 i_a + F_2 i_b + F_3 i_c \quad (\text{I.36})$$

I.5.4 La technique de la modulation de largeur d'impulsion

La technique MLI consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables dont les angles de commutation sont déterminées selon la stratégie adoptée. Dans notre étude nous adoptons la stratégie triangulo-sinusoidale. Il s'agit de générer trois tensions par comparaison de trois tension de référence de fréquence f , à un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure à f [4].

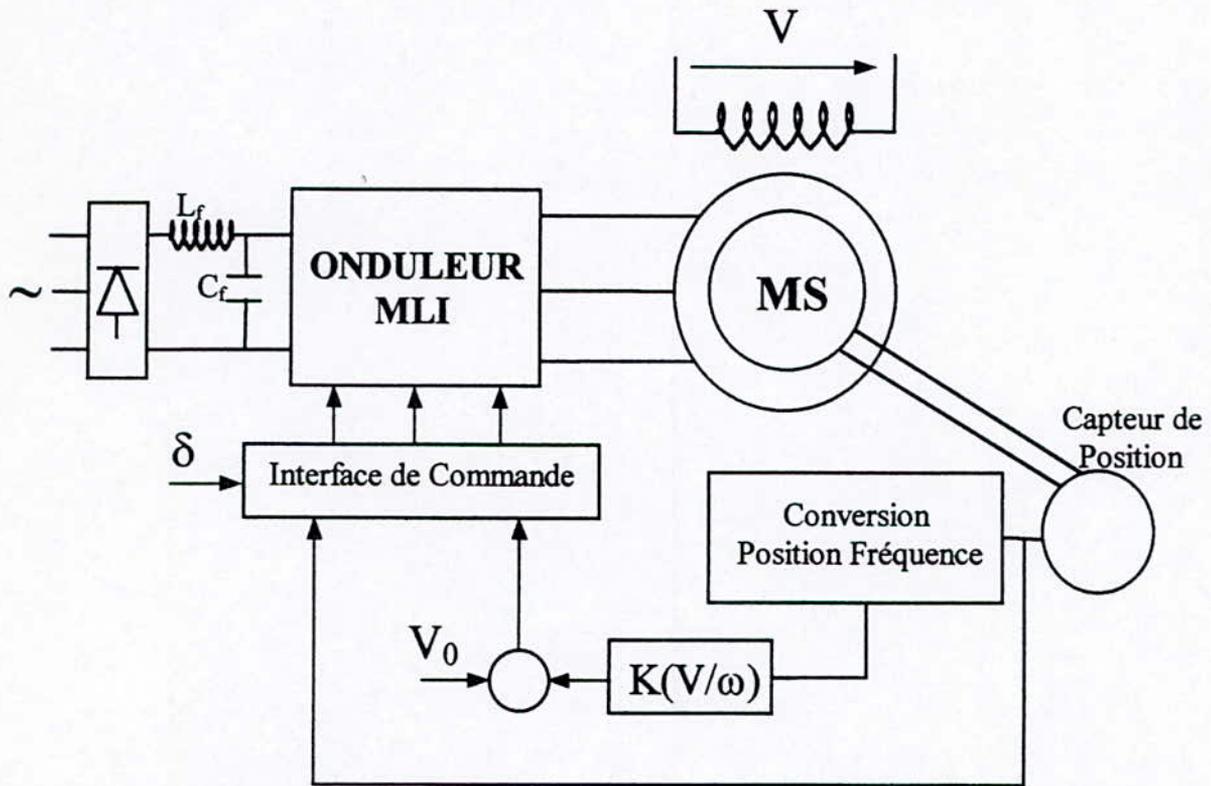
La figure (Fig I.13) présente la forme d'onde de la tension simple obtenue et le principe de commutation.



(Fig. I.13) Principe de la technique de commande triangulo-sinusoidale
($r = 0.7$, $m = 21$).

I.6 MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MACHINE

Cette association est schématisée par la figure (Fig I.14)



(Fig I.14) Schéma de principe du système de réglage en boucle ouverte.

L'association convertisseur-machine est modélisée par les équations suivantes :

- Les tensions du réseau :

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V_m \sin (\omega t) \\
 V_2 &= V_m \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right) \\
 V_3 &= V_m \sin \left(\omega t + \frac{2\pi}{3} \right)
 \end{aligned}
 \tag{I.37}$$

avec

$$\omega = 100\pi
 \tag{I.38}$$

- La tension à la sortie du redresseur :

$$U_d = \max (V_i) - \min (V_i) ; i=1,2,3
 \tag{I.39}$$

- La tension à la sortie du filtre :

On a supposée que la capacité C_f est tellement grande de façon à obtenir une tension constante est égale à la valeur moyenne de la tension redressée[7].

$$U = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \quad (I.40)$$

- Les tensions à la sortie de l'onduleur :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{U}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\ V_b &= \frac{U}{3} (2F_2 - F_3 - F_1) \\ V_c &= \frac{U}{3} (2F_3 - F_1 - F_2) \end{aligned} \quad (I.41)$$

- Le système d'équations qui décrit la MSA est non linéaire. Il ne peut être donnée par la forme d'état suivante :

$$\frac{dX}{dt} = A.X + b.u \quad (I.42)$$

Nous présentons le système sous la forme non linéaire suivante:

$$\frac{dX}{dt} = f(X) + g(X, u) \quad (I.43)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} I_d + w I_q - M_{sr} \frac{w}{L_s} I_r \\ -\frac{w}{\sigma} I_d - \frac{R_s}{\sigma L_s} I_q - \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} I_r \\ -\frac{M_{sr}}{\sigma L_r} I_d - \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} I_q - \frac{R_s}{L_r} I_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3} V_{ef}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3} V_{ef}}{\sigma L_s} & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & \frac{\sqrt{3} M_{sr} V_{ef}}{\sigma L_r L_s} & \frac{-1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ V_r \end{bmatrix} \quad (I.44)$$

I.7 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

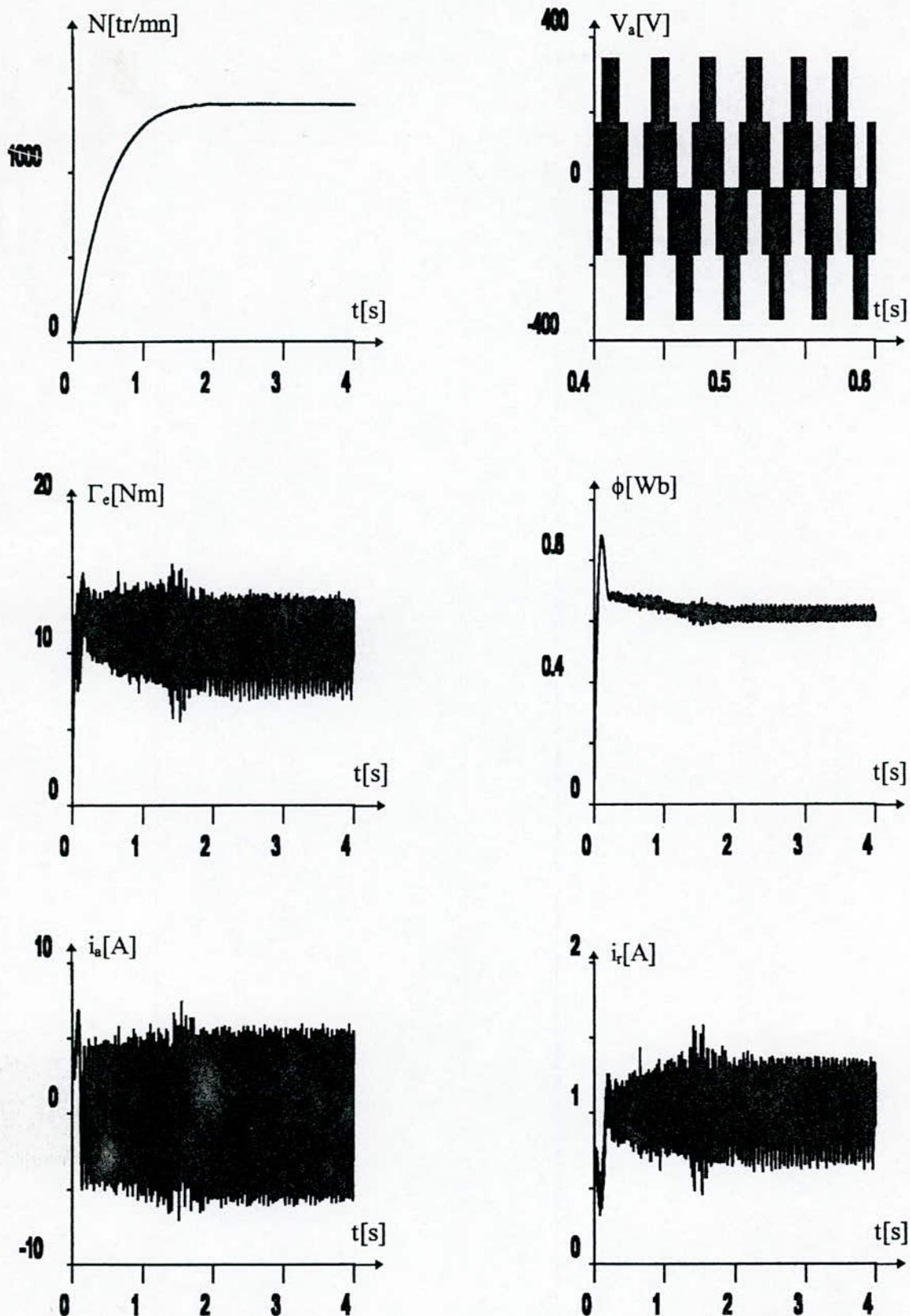
Afin d'évaluer les caractéristiques dynamiques de la MSA alimentée par un onduleur de tension (onduleur MLI), nous simulons en temps réel le fonctionnement du système, et nous relevons l'allure du couple Γ_e , la vitesse N , le courant statorique i_a , la tension au stator v_a , le flux Φ_{eff} et le courant rotorique I_r (Fig. I.15), (Fig. I.16).

Le courant et le flux statoriques sont maintenus limités et constants en régime établi. Ceci est vérifié pour les deux types d'alimentation. Ce qui signifie que la commande MLI est effective [18] [19].

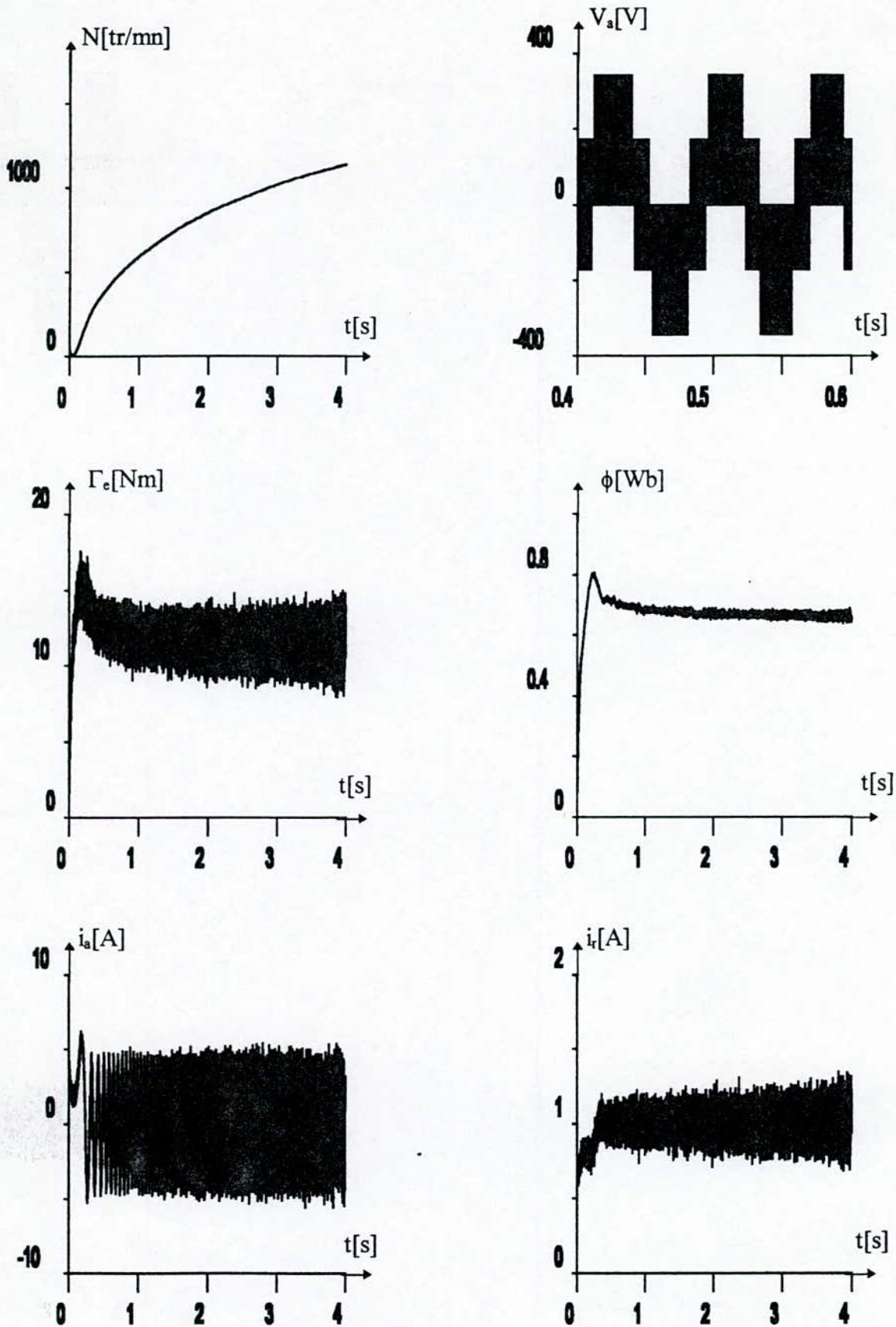
On remarque que le comportement de la machine, lors du démarrage, dans le cas d'un couple résistant proportionnelle à la vitesse est meilleure que dans le cas d'un couple résistant fixe, ce qui est le cas pour l'onduleur parfait.

L'introduction de l'onduleur MLI n'influe pas sur l'allure de la vitesse. Ceci est due au fait que la constante de temps mécanique est dominante. Par conséquent, les harmoniques n'affectent pas la vitesse mais affectent les grandeurs électriques et électromagnétiques.

Au démarrage à une charge constante, la vitesse tend à tourner en sens inverse, car le couple résistant est supérieur au couple électromagnétique.



(Fig I.15) Simulation du comportement dynamique de la MSA, alimentée par un onduleur MLI, lors du démarrage en boucle ouverte.



(Fig I.16) Simulation du comportement dynamique de la MSA, alimentée par un onduleur MLI, lors du démarrage en boucle ouverte ($\Gamma_r=10$ Nm).

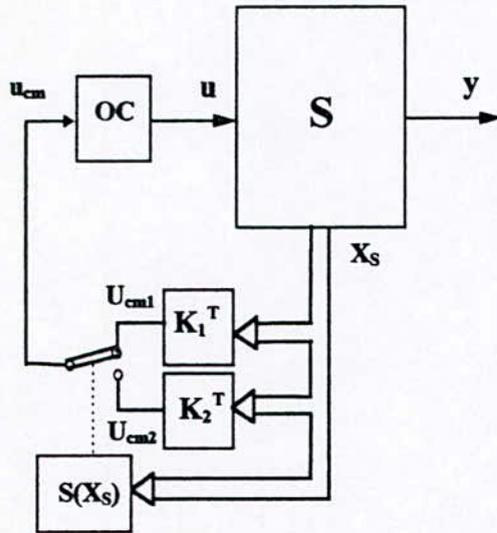
CHAPITRE II

REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

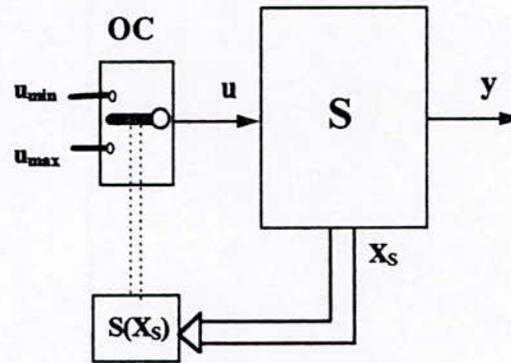
II.1 INTRODUCTION

Le réglage par mode de glissement est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structure variable (S.S.V). Ce type de système a été étudié d'abord au Union Soviétique. Par la suite, ces travaux ont été repris ailleurs, afin de compléter et développer l'étude théorique ou étudier quelque application possible[11].

Dans ces S.S.V, on peut distinguer deux configurations de base comme le montre les figures (Fig II.1) et (Fig II.2). La première configuration change la structure par commutation d'une contre réaction d'état variable, tandis que la deuxième configuration change la structure par commutation au niveau de l'organe de commande (OC). Cette commutation est imposée suivant le changement de signe d'une loi $S(x_s)$ dite loi de commutation dépendant du vecteur d'état x_s qui décrit le comportement du système à régler.



(Fig II.1) Système de réglage avec changement de la structure par commutation d'une contre réaction d'état



(Fig II.2) Système de réglage avec changement de la structure par commutation au niveau de le 'OC'

Les commutations sont conditionnés par les équations suivantes :

- Pour la première configuration :

$$\begin{aligned}
 u_{cm} &= u_{cm1} = -K_1 X_s \quad \text{pour} \quad S(X_s) > 0 \\
 u_{cm} &= u_{cm2} = -K_2 X_s \quad \text{pour} \quad S(X_s) < 0
 \end{aligned}
 \tag{II.1}$$

- Pour la deuxième configuration :

$$\begin{aligned}
 u &= u_{\max} && \text{pour } S(X_s) > 0 \\
 u &= u_{\min} && \text{pour } S(X_s) < 0
 \end{aligned}
 \tag{II.2}$$

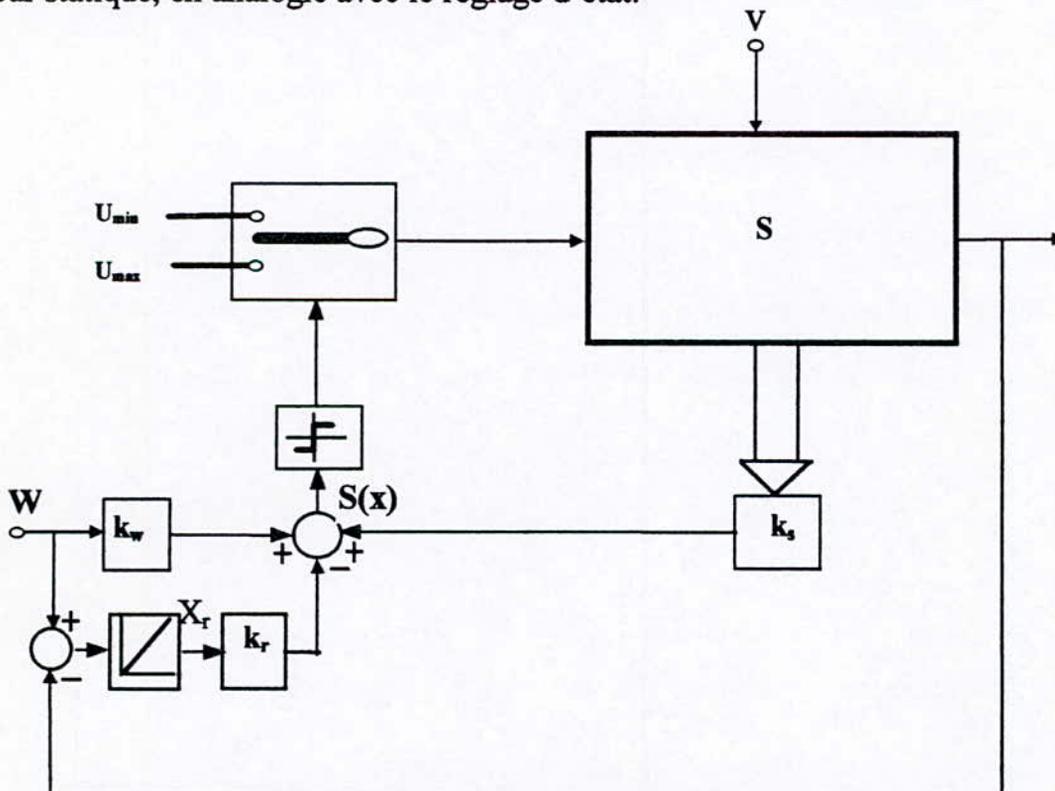
Sous certaines conditions, la commutation se fait à une fréquence élevée (théoriquement infiniment élevée). Le système travaille alors en mode de glissement où le comportement dynamique du système est alors déterminé par la condition :

$$S(X_s) = 0
 \tag{II.3}$$

Dans ce chapitre, on présentera brièvement le principe de réglage par mode de glissement en utilisant la deuxième configuration où la commutation se fait au niveau de l'organe de commande en se basant sur le modèle avec loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

II.2 CONFIGURATION DU REGLAGE AVEC LA LOI DE COMMUTATION PAR CONTRE-REACTION D'ETAT ET REGULATEUR INTEGRATEUR

Cette configuration est donnée par la figure (II-3). La loi de commutation est exprimée par contre réaction d'état avec régulateur intégrateur ajouté pour annuler l'erreur statique, en analogie avec le réglage d'état.



(Fig II-3) Configuration de réglage avec la loi de commutation par contre-réaction d'état et régulateur intégrateur.

Cette loi est exprimée par :

$$S(x_s, x_r) = -k_s \cdot x_s + k_r \cdot x_r + k_w \cdot w \tag{II.4}$$

où :

x_s : le vecteur d'état du système à régler de dimension n_s .

w : la grandeur de consigne.

K_s : vecteur ligne de dimension n_s qui contient les coefficients de la contre réaction d'état.

k_w : coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne.

x_r : grandeur d'état du régulateur intégrateur.

k_r : coefficient de l'intervention du grandeur d'état du régulateur intégrateur.

II.3 EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBALE :

Afin d'établir l'équation d'état du système global (système à régler et régulateur), il est possible de réunir x_s et x_r dans le vecteur :

$$X = \begin{bmatrix} x_s \\ x_r \end{bmatrix} \tag{II.5}$$

de dimension $n = n_s + 1$. La loi de commutation peut alors être exprimée par :

$$S(x) = -K X + k_w w \tag{II.6}$$

avec le vecteur ligne de la contre-réaction d'état

$$K = [k_s \quad k_r] \tag{II.7}$$

Le système à régler peut être donné par l'équation d'état [13]

$$\begin{cases} \dot{x}_s = A_s x_s + b_s u + b_{sv} v \\ y = C_s x_s \end{cases} \tag{II.8}$$

où :

A_s : matrice d'évolution du système.

b_s : vecteur d'entrée.

b_{sv} : coefficient d'intervention de la grandeur de perturbation

V : grandeur de perturbation

C_s : vecteur de sortie.

Le régulateur intégrateur peut être décrit par l'équation différentielle suivante :

$$\frac{dx_r}{dt} = \frac{1}{T_i}(w - y) = \frac{1}{T_i}(w - C_s x_s) = \frac{1}{T_i}(w - C x) \quad (\text{II.9})$$

où :

T_i : La constante de temps d'intégration .

C : Vecteur de sortie du système globale définit par :

$$C = [C_s \ 0] \quad (\text{II-10})$$

On peut alors réécrire l'équation d'état différentielle (II.8) et (II.9) du régulateur intégrateur en une seule équation d'état de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + bu + b_v + b_w w \quad (\text{II.11})$$

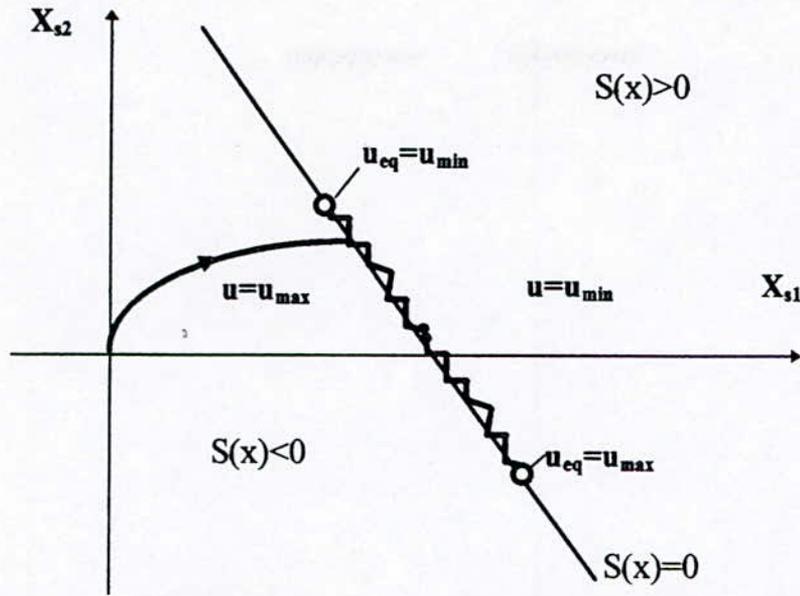
ou :

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{1}{T_i} C_s & 0 \end{bmatrix} ; \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Pour la grandeur de commande u , la relation (II.2) reste valable à condition d'utiliser la loi de commutation (II.6) du système globale.

$$\begin{aligned} u &= u_{\max} && \text{pour } S(X) > 0 \\ u &= u_{\min} && \text{pour } S(X) < 0 \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Le phénomène de mode de glissement consiste à imposer la dynamique désirée au système en amenant la trajectoire d'état vers la surface $S(x_s) = 0$ dite surface glissante. Puis à l'aide d'une logique de commutation à l'obliger à rester au voisinage de cette surface (Fig II.4)[8].



(Fig 2.4) phénomène de glissement pour un système d'ordre 2

II.3.1 Grandeur de commande équivalente

Lorsque le système de réglage fonctionne en mode de glissement, la trajectoire se trouve toujours dans l'hyperplans donné par $S(x)=0$ [11][21], cette condition implique que la dérivée par rapport au temps de la commutation s'annule aussi, c'est à dire :

$$\frac{dS(X)}{dt} = 0 \tag{II.14}$$

compte tenus de la relation (II-6) et la relation d'état différentielle du système global (II.11). La valeur de la grandeur de commande doit être définie par :

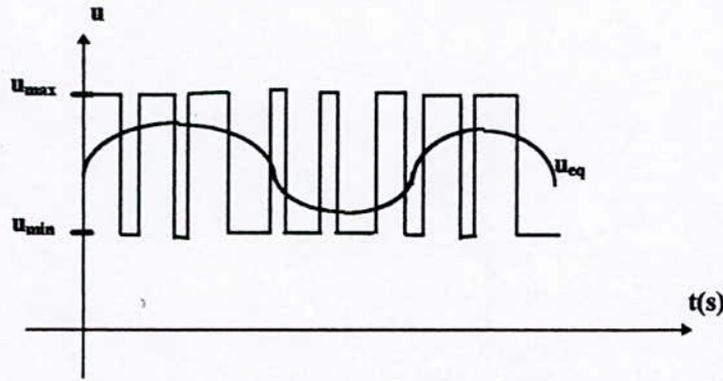
$$u_{eq} = \frac{1}{K b} K(Ax + b_v + b_w w) + \frac{1}{K b} K_w \cdot \frac{dw}{dt} \tag{II.15}$$

cette grandeur est dite grandeur de commande équivalente.

Une première condition pour l'existence du mode glissement est donnée par $Kb \neq 0$, afin que u_{eq} prenne une valeur finie.

On peut interpréter la grandeur de commande équivalente comme la valeur moyenne que prends la grandeur de commande lors de la commutation rapide entre u_{min} et u_{max} (figII.5). Cette interprétation permet de formuler une deuxième condition pour l'existence du mode de glissement[11][20][21];

$$u_{min} < u_{eq} < u_{max} \tag{II.16}$$



(Fig II.5) Grandeur de commande équivalente (u_{eq}) comme valeur moyenne lors de la commutation rapide entre u_{min} et u_{max} .

II.3.2 Equation d'état en mode de glissement

Lorsqu'on remplace dans l'équation d'état différentielle du système globale (II.1) par $u=u_{eq}$. On obtient, après quelque transformation, l'équation d'état en mode de glissement [21][11].

$$\frac{dX}{dt} = A^* X + b_v^* v + b_w^* w + b_w'^* \frac{dw}{dt} \tag{II.17}$$

avec :

$$\begin{aligned} A^* &= (1 - \frac{1}{Kb} bk) A \\ b_v^* &= (1 - \frac{1}{Kb} bk) b_v \\ b_w^* &= (1 - \frac{1}{Kb} bk) b_w \\ b_w'^* &= \frac{1}{Kb} k_w b \end{aligned} \tag{II.18}$$

La nouvelle matrice de système est singulière à cause de la dépendance linéaire donnée par la condition $S(x)=0$. Ceci impose une valeur propre nulle de A^* .

II.4 DOMAINE DU MODE DE GLISSEMENT

Le mode de glissement n'existe pas dans tous l'hyperplan de commutation, mais seulement dans un certain domaine. Ce fait est évident si la grandeur de commande équivalente doit être comprise entre deux valeur constante (II.16)[11][21].

En général la condition de l'existence du mode de glissement est de la forme :

$$S(x). \frac{dS(X)}{dt} < 0 \quad (II.19)$$

Dans cette condition on doit introduire pour $S(x)$ et $dS(x)/dt$ les valeurs valable juste à gauche ou à droite de l'hyperplan de commutation en posant la commande u selon la relation (II.13) où elle prend les valeurs u_{\min} ou u_{\max} suivant le signe de $S(x)$. Puisque ce dernier se change aux deux cotés de l'hyperplan de commutation. Le signe de $\frac{dS(X)}{dt}$ doit aussi se changer lorsqu'on passe d'un coté à l'autre de l'hyperplan[11]. Ceci s'exprime donc par :

$$\text{sgn} \left(\frac{dS(X, u_{\max})}{dt} \right) = - \text{sgn} \left(\frac{dS(X, u_{\min})}{dt} \right) \quad (II.20)$$

Sur la base de cette condition , en vérifera le domaine de mode de glissement.

A partir de la loi de commutation (II.6) et en supposant que $Kb > 0$, la condition (II.20) sera satisfaite pour :

$$-k b. u_{\max} < k(Ax + b_v v + b_w w) < -k b. u_{\min} \quad (II.21)$$

Dans ce cas, le mode de glissement existe. A la limite de ce dernier, on peut remplacer le signe d'infériorité par le signe d'égalité, on trouve donc :

$$k(A \hat{x} + b u_{\lim} + b_v v + b_w w) = 0 \quad (II.22)$$

où \hat{x} : contient les valeurs des grandeurs d'état délimitant le mode de glissement , qui doivent tenir compte de la loi de commutation , à savoir ;

$$S(\hat{x}) = -k \hat{x} + k_w w = 0 \quad (II.23)$$

En appliquant la décomposition (II.5) et (II.7), on obtient:

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} I_{ns} \\ \frac{1}{k_r} k_s \end{bmatrix} * \hat{X}_s + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{bmatrix} * w \quad (II.24)$$

On introduit \hat{x} dans la condition au limite (2.22) on trouve :

$$K(b u_{\lim} A \begin{bmatrix} I_d \\ \frac{1}{k_r} k_s \end{bmatrix} \hat{X}_s + b_{vs} + (b_w + A \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{bmatrix}) w) = 0 \quad (II.25)$$

Cette équation peut être exprimé de manière concise par :

$$f^T \hat{x}_s + g = 0 \quad (2.26)$$

Elle décrit un hyperplan d'ordre (n-2), étant donnée que le vecteur x_s possède la dimension $n_s=n-1$, où ;

$$f^T = KA \begin{bmatrix} I_{n_s} \\ k_s \\ k_r \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$g = K b u_{lim} + K b_v v + K (b_w + A \begin{bmatrix} 0 \\ -k_w \\ k_r \end{bmatrix}) w$$

f^T : vecteur ligne déterminant l'inclinaison de l'hyperplan

g : scalaire déterminant la position de l'hyperplan

D'après l'expression de g , il apparaît que la perturbation v et la consigne w provoquent un déplacement parallèle de l'hyperplan.

A noter qu'il existe toujours deux hyperplans pour fixer les limites du domaine de mode de glissement puisqu'il faut introduire pour u_{lim} respectivement u_{max} et u_{min} [11][21].

II.5 PERSISTANCE DU DOMAINE DU MODE DE GLISSEMENT :

Malgré la détermination des limites du domaine de mode de glissement, il est possible, que la trajectoire des variables d'états sort du domaine, et que le mode de glissement soit interrompu, selon le point de fonctionnement choisi. Il faut donc déterminer un domaine restreint où le mode de glissement persiste jusqu'au point de fonctionnement stationnaire [11].

A fin de déterminer le domaine restreint où il y a persistance du mode de glissement, il faut examiner l'orientation des trajectoires aux limites du domaine du mode de glissement. Si les trajectoires sont orientés vers l'extérieur du domaine, il est assuré que le mode de glissement ne persiste pas. Si par contre, les trajectoires sont orientés vers l'intérieur du domaine, il y a possibilité de persistance du mode de glissement [11][20].

Aux limites du domaine de mode de glissement, on a $u_{eq} = u_{max}$ ou u_{min} . Afin que les trajectoires soient orientés vers l'intérieur du domaine, la dérivée de u_{eq} doit respecter les conditions :

$$\begin{aligned}
 u_{eq} = u_{max} : \frac{du_{eq}}{dt} < 0 \\
 u_{eq} = u_{min} : \frac{du_{eq}}{dt} > 0
 \end{aligned}
 \tag{II.28}$$

Ainsi ,il est garantié que u_{eq} reste entre les limite u_{max} et u_{min} .

Selon la relation (II.15), on obtient lorsqu'on suppose que la grandeur de consigne w et la grandeur de perturbation v sont constantes :

$$\frac{du_{eq}}{dt} = -\frac{1}{K b} k A \left(\frac{dX}{dt} \right) = -\frac{1}{K b} k A (Ax + b_v v + b_w w)
 \tag{II.29}$$

Puisqu'on doit déterminer u_{eq} le long des limites du domaine du mode de glissement, il faut introduire $x = \hat{x}$ et $x = u_{lim}$ [11]. De plus on s'intéresse particulièrement au cas limite où $\frac{du_{eq}}{dt} = 0$. On obtient l'équation :

$$k A (A \hat{x} + b u_{lim} + b_v v + b_w w) = 0
 \tag{II.30}$$

Lors de sa résolution, on doit tenir compte des relations correspondantes à la loi de commutation et à la condition aux limites (II.22). On obtient alors les coordonnées des lieux caractéristiques du domaine restreint [11][9].

En décomposant la relation (II.24) qui tient compte des limites du domaine du mode de glissement ,on donne;

$$f = [f_a \ f_{ns}], \quad \hat{X}_s = [\hat{X}_a \ x_{ns}], \quad K = [K_a \ k_{ns}]
 \tag{II.31}$$

la relation (II.24) devient ;

$$\hat{X} = \begin{bmatrix} I_{ns-1} \\ -\frac{1}{f_{ns}} f_a \\ \frac{1}{k_r} k_a - \frac{k_{ns}}{k_r f_{ns}} f_a \end{bmatrix} \hat{x} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{f_{ns}} \\ \frac{k_{ns}}{k_r f_{ns}} \end{bmatrix} g + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{bmatrix} w
 \tag{II.32}$$

En introduisant cette dernière équation dans (II.30) ,on obtient après quelques transformations :

$$h \hat{X}_a + m = 0
 \tag{II.33}$$

avec le vecteur ligne de dimension (ns-1) :

$$h^T = KA^2 \begin{bmatrix} I_d \\ -\frac{1}{f_{ns}} f_a \\ \frac{1}{k_r} k_a - \frac{k_{ns}}{k_r f_{ns}} f_a \end{bmatrix} \quad (II.34)$$

et le scalaire :

$$m = r^T b u_{lim} = r^T b_v v + r^T (b_w + A \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{k_w}{k_r} \end{bmatrix}) w \quad (II.35)$$

le vecteur r^T de dimension n est donné par :

$$r^T = KA \left(1 - A \begin{bmatrix} 0_{ns-1} \\ 1 \\ f_{ns} \\ k_{ns} \\ k_r f_{ns} \end{bmatrix} K \right) \quad (2.36)$$

II.6 IMPOSITION DES POLES

La méthode d'imposition des pôles est bien connue dans le domaine de réglage d'état continu et échantillonnés [11][10]. Cette méthode peut aussi être appliqué au réglage par mode de glissement. Elle est simple dans son principe, et nous permet d'agir sur la dynamique du système [11].

II.6.1 Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état par la méthode d'emplacement des pôles

Le polynôme caractéristique du système en mode de glissement est :

$$P(s) = \det (sI - A) = s^n + \alpha_{n-1} s^{n-1} + \alpha_{n-2} s^{n-2} + \dots + \alpha_1 s + \alpha_0 \quad (II.37)$$

D'après le théorème de Viète les coefficients α_i du polynôme caractéristique sont en relation avec les pôles p_i imposés, selon :

$$P(s) = (s-p_1) (s-p_2) \dots (s-p_n) \quad (II.38)$$

Le problème consiste à déterminer le vecteur linge K de la contre réaction d'état afin que la matrice A^* prenne les valeurs propres qui sont égales aux n pôles imposés. La principale propriété du mode de glissement est l'invariance par rapport à une

transformation linéaire, on particulier en ce qui concerne la grandeur de commande équivalente et les pôles. Puisque la détermination du vecteur ligne de la contre réaction d'état pour la forme canonique de réglage est simple, la détermination du vecteur de la contre-réaction du système original se limite à calculé la matrice de transformation T qui permet de transformer la matrice A et le vecteur b du système à régler original y compris, éventuellement, un régulateur intégrateur sous la forme canonique du réglage [11][10].

Pour la forme canonique du réglage, la matrice A_r et le vecteur b_r du système à régler sont donnés par:

$$A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & \dots & a_{n-1} \end{bmatrix}; \quad b_r = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.39})$$

Si le vecteur ligne de la contre-réaction d'état est exprimé par :

$$k_r = [k_{r1} \ k_{r2} \ \dots \ k_{rn}]$$

la matrice d'évolution du système en mode de glissement A_r^* aura la forme

$$A_r^* = \left(1 - \frac{1}{K} b k\right) A_r = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & -\frac{k_{r1}}{k_{rn}} & -\frac{k_{r2}}{k_{rn}} & \dots & -\frac{k_{rn-1}}{k_{rn}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.40})$$

Comme on le voit, la matrice A_r^* est singulière car la première colonne est nulle. Cette matrice peut être établie par l'expression basé sur les coefficients α_i du polynôme caractéristique [11][10][9], à savoir :

$$A_r^* = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -\alpha_0 & -\alpha_1 & -\alpha_2 & \dots & -\alpha_{n-1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.41})$$

Les coefficient α_i sont celles du polynôme caractéristique donné par le théorème de Viète. Ils sont en relation avec les pôles imposés par :

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= (-1)^n p_1 \cdot p_2 \dots p_n \\ &\vdots \\ \alpha_{n-1} &= - (p_1 + p_2 + \dots + p_n) \end{aligned} \tag{II.42}$$

par identification des paramètres de la dernière ligne de la matrice A_r^* ligne on trouve

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= 0 \\ k_{r1} &= \alpha_i k_{rn} \end{aligned} \tag{II.43}$$

où le coefficient k_{rn} peut être choisi librement, la condition $\alpha_0=0$ implique qu'il faut imposer un pôle à l'origine. Enfin pour aboutir au vecteur k de la contre réaction d'état du système original donné par [11] ;

$$k = k_r T \tag{II.44}$$

on doit calculer la matrice de transformation T . cette dernière vérifie les équations

$$\begin{aligned} A_r^T &= T A \\ b_r &= T b \end{aligned} \tag{II.45}$$

En décomposant T en ses ligne selon

$$T = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_2^T \\ \vdots \\ t_n^T \end{bmatrix} \tag{II.46}$$

après quelque calculs intermédiaire, on trouve :

$$t_1^T = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] Q_c^{-1} \tag{2.47}$$

où Q_c est la matrice de commandabilité du système définie par

$$Q_c = [b : Ab : \dots : A^{n-2}b : A^{n-1}b] \tag{II.48}$$

les autres lignes peuvent être calculés a l'aide de la relation suivante :

$$\begin{aligned} t_2^T &= t_1^T A \\ t_3^T &= t_2^T A = t_1^T A^2 \\ t_4^T &= t_3^T A = t_1^T A^3 \\ &\vdots \\ t_n^T &= t_{n-1}^T A = t_1^T A^{n-1} \end{aligned} \tag{II.49}$$

Compte tenu de ces relations la matrice T devient

$$T = \begin{bmatrix} t_1^T \\ t_1^T A \\ \vdots \\ t_1^T A^{n-1} \end{bmatrix} \tag{II.50}$$

Finalement, l'équation (II.42) peut s'écrire sous la forme

$$K = k_{rn} (\alpha_1 t_1^T + \alpha_2 t_1^T A + \dots + \alpha_{n-1} t_1^T A^{n-2} + t_1^T A^{n-1}) \tag{II.51}$$

II.6.2 Détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne k_w

II.6.2.1 Détermination des grandeurs d'état en régime stationnaire

En général, on travaille autour d'un point de fonctionnement stationnaire (régime établi), ceci nécessite la connaissance du vecteur d'état x et de la grandeur de commande équivalente u_{eq} en régime stationnaire. Etant donné que le point d'équilibre se situe sur l'hyperplan de commutation, alors on a de la relation [11][9][10](II.6);

$$-k_s x_s^s + k_r x_r^s + k_w w^s = 0 \tag{II.52}$$

avec l'exposant s désigne les grandeurs en régime stationnaire.

Cette dernière équation nous permet d'écrire

$$x^s = \begin{bmatrix} x_s^s \\ x_r^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{ns} \\ k_s \\ k_r \end{bmatrix} x_s^s + \begin{bmatrix} 0_{ns} \\ -k_w \\ k_r \end{bmatrix} w^s \tag{II.53}$$

Pour déterminer la grandeur de commande équivalente u_{eq} , on se base sur l'équation d'état en régime stationnaire :

$$0 = Ax^s + b u_{eq}^s + b_v v^s + b_w w^s \tag{II.54}$$

on remplace x^s donné par la relation (II.53) dans (II.54) on trouve

$$F \begin{bmatrix} x_s^s \\ u_{eq}^s \end{bmatrix} + b_v v + (b_w + A \begin{bmatrix} 0_{ns} \\ -k_w \\ k_r \end{bmatrix}) w^s = 0 \tag{II.55}$$

où F une matrice (n,n) régulière donnée par

$$F = \begin{bmatrix} A \cdot \begin{pmatrix} I_{ns} \\ k_s^T \\ k_r \end{pmatrix} \\ \vdots \\ b \end{bmatrix} \quad (II.56)$$

d'où on trouve les grandeurs d'état en régime stationnaire :

$$\begin{pmatrix} x_s^s \\ u_{eq}^s \end{pmatrix} = F^{-1} \left\{ b_v v^s + \left(b_w + A \begin{pmatrix} 0_{ns} \\ -k_w \\ k_r \end{pmatrix} \right) w^s \right\} = 0 \quad (II.57)$$

II. 6.2.2 Calcul du coefficient k_w :

k_w influe seulement sur la valeur de la grandeur d'état x_r^s en régime stationnaire donnée par la formule (II.52), on peut calculer k_w en posant $x_r^s=0$, d'où :

$$k_w = \frac{1}{w^s} k_s x_s^s \quad (II.58)$$

le vecteur x_s^s est calculé à partir de l'équation (II.57)

II. 6. 3 Influence du choix des pôles:

Du fait que la matrice A^* est singulière, on doit forcément imposer un pôle à l'origine. Les autres $n-1$ pôles peuvent être choisis librement. Mais, il est indispensable qu'ils possèdent une valeur réelle à partie négative afin de garantir un comportement stable du fonctionnement en mode de glissement [11][20].

Il est souvent judicieux de choisir des pôles complexes conjugués avec partie imaginaire égale à la partie réelle pour obtenir un amortissement relatif optimale [11]. De plus, il faut garantir un amortissement absolue minimale en délimitant la partie réelle négative des pôles en les situant à la gauche d'une droite limite d'abscisse $-\rho_{min}$ figure (II.6). Les pôles restant peuvent être aligner sur une droite verticale.

Plus on déplace les pôles vers la gauche, plus le réglage devient rapide. Cependant, comme on a vu, les coefficients de la contre-réaction d'état k sont en fonction des coefficients α_i de l'équation caractéristique (II.51). On peut donc affirmer que la valeur des éléments du vecteur ligne k augmente lorsque la valeur absolue des pôles P_i augmente. Cette augmentation diminue, en principe, la largeur du domaine du mode de glissement d'après les relations (II.21) et (II.27) [20].

Pour un choix approprié des pôles, on doit délimité la valeur absolue maximale de la partie réelle des pôles par une autre droite verticale d'abscisse $-\rho_{max}$ figure (II.6).

Il n'y a pas de directive générale de choix de ρ_{\min} et ρ_{\max} nécessaire pour le fonctionnement normal, mais chaque cas doit être étudié seule.

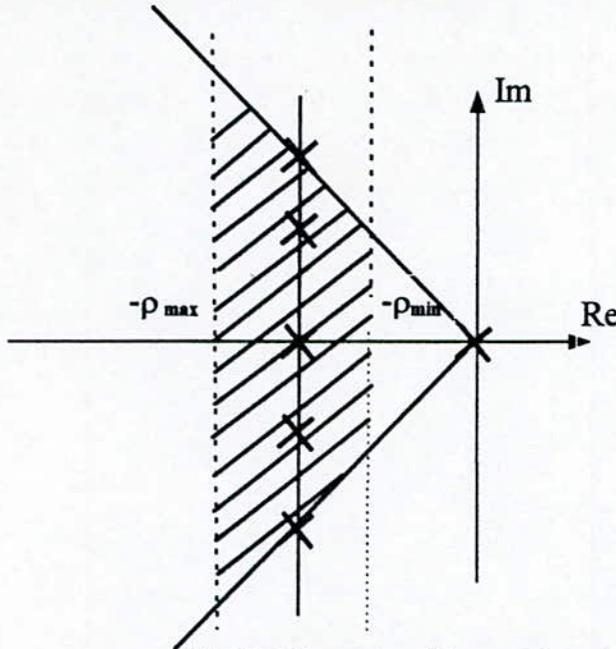


Fig II.6 Domaine d'imposition des pôles

II.3 LIMITATION DES GRANDEURS D'ETAT

La limitation des grandeurs d'états est nécessaire, pour protéger les processus industriels contre les sur charge qui peut conduire à une destruction du système à régler. Dans le réglage d'état, la résolution de ce problème rencontre particulièrement des difficultés[1]. Par contre dans le réglage par mode de glissement, cette limitation est plus facile, du fait qu'on peut imposé une trajectoire d'état au système en changeant la forme de la surface de commutation[11][20][21].

Lorsque on veut limiter plusieurs grandeur d'état, on fait appel à une chaîne de limiteurs placés en cascade, où chaque limiteur fournis une grandeur de consigne w_i donné par :

$$\begin{aligned}
 w_i &= w_{i \max} && \text{pour } w_{i \max} < e_i \\
 w_i &= e_i && \text{pour } w_{i \min} \leq e_i \leq w_{i \max} \\
 w_i &= w_{i \min} && \text{pour } e_i < w_{i \min}
 \end{aligned}
 \tag{II.59}$$

avec :

$$\begin{aligned}
 e_i &= w_{i+1} - k_{s,i+1} X_{s,i+1} \\
 e_{ns-1} &= k_w w - k_r X_r - k_{ns} X_{ns} \\
 S(X) &= w_1 - k_{s1} X_{s1}
 \end{aligned}
 \tag{II.60}$$

Si la limitation i est active, il n'y a que les grandeurs d'état X_{s1}, \dots, X_{si} qui participent à la commutation en formant une contre réaction d'état partielle de la forme :

$$[k_{s1} \ k_{s2} \ \dots \ k_{si} \ 0 \ \dots \ 0] \quad (\text{II.60})$$

Pour une limitation adéquate, la hiérarchie des différentes limitations doit être choisies de tel sorte que la grandeur d'état X_{si} reste limitée, même si les grandeurs X_{s1}, \dots, X_{si-1} varient. Donc chaque grandeur X_{si} doit vérifier la condition :

$$|K_{si} X_{si \text{ lim}}| \gg |k_{s1} X_{s1} + \dots + k_{si} X_{si-1}| \quad (\text{II.61})$$

Comme dans les réglages par retour d'état continue, il faut effectuer une correction sur le régulateur intégrateur dans le fonctionnement en limitation. Cette correction est réalisée par injection de la différence entre l'entrée et la sortie de chaque limiteur à l'entrée du régulateur intégrateur (§ III.3) [11][9][20].

CHAPITRE III

REGLAGE DE VITESSE PAR MODE DE GLISSEMENT

III.1 INTRODUCTION

Après avoir étudié la théorie de réglage par mode de glissement, nous effectuons l'application de ce type de réglage sur la machine synchrone autopilotée alimentée en tension. En effet l'étude ne peut être effectuée que pour un système linéaire. Ce qui n'est pas le cas pour notre système[20].

Dans ce chapitre, nous effectuons en premier lieu la linéarisation du système. Nous donnons, ensuite, les valeurs numériques des coefficients de la contre-réaction d'état. Par la suite, nous étudions la robustesse de ce type de réglage.

La structure de réglage est composée de deux actions, pour former la grandeur de commande.

- Une contre réaction introduite par le vecteur K
- Une action introduite par le coefficient k_w

III.2 FORME D'ETAT LINEAIRE DU SYSTEME À REGLER :

Les équations qui régissent la MSA établies dans le chapitre I sont non linéaires. Cependant le réglage par mode de glissement avec la loi de commutation par contre-réaction d'état n'est valable que pour des systèmes linéaires. Ce qui nécessite la linéarisation de ces équations au tour d'un point de fonctionnement[20][7].

On pose :

$$X = X_0 + \Delta X \tag{III.1}$$

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_r \\ \omega \\ X_r \end{bmatrix} \quad X_0 = \begin{bmatrix} I_{d0} \\ I_{q0} \\ I_{r0} \\ \omega_0 \\ X_{r0} \end{bmatrix} \quad \Delta X = \begin{bmatrix} \Delta I_d \\ \Delta I_q \\ \Delta I_r \\ \Delta \omega \\ \Delta X_r \end{bmatrix} \tag{III.2}$$

L'expression (I.5) devient de la forme suivante :

$$\Delta \dot{X} = A_1 \Delta X + b_{u1} \Delta \delta \tag{III.3}$$

On définit la matrice d'état du système linéarisé A_1 , pour les deux types de charges:

- $\Gamma_r = cc.\omega$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_0 & \frac{-\omega_0 M_{sr}}{L_s} & I_{q0} - \frac{M_{sr} I_{r0}}{L_s} + \frac{\sqrt{3}}{L_s} K \cos \delta_0 & 0 \\ -\frac{\omega_0}{\sigma} & -\frac{R_s}{L_s \sigma} & \frac{-R_r M_{sr}}{L_s L_r \sigma} & -\frac{I_{d0}}{\sigma} + \frac{\sqrt{3}}{L_s \sigma} K \sin \delta_0 & 0 \\ \frac{-\omega_{or} M_{sr}}{L_r \sigma} & \frac{-R_s M_{sr}}{L_s L_r \sigma} & \frac{-R_r}{L_r \sigma} & -\frac{I_{d0} M_{sr}}{L_r \sigma} + \frac{\sqrt{3} M_{sr}}{L_s L_r \sigma} K \sin \delta_0 & 0 \\ \frac{p^2}{j} M_{sr} I_{r0} & 0 & \frac{p^2}{j} M_{sr} I_{d0} & -\frac{f}{j} - cc & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

• $\Gamma_r = 10 \text{ Nm}$

$$A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega_0 & \frac{-\omega_0 M_{sr}}{L_s} & I_{q0} - \frac{M_{sr} I_{r0}}{L_s} + \frac{\sqrt{3}}{L_s} K \cos \delta_0 & 0 \\ -\frac{\omega_0}{\sigma} & -\frac{R_s}{L_s \sigma} & \frac{-R_r M_{sr}}{L_s L_r \sigma} & -\frac{I_{d0}}{\sigma} + \frac{\sqrt{3}}{L_s \sigma} K \sin \delta_0 & 0 \\ \frac{-\omega_{or} M_{sr}}{L_r \sigma} & \frac{-R_s M_{sr}}{L_s L_r \sigma} & \frac{-R_r}{L_r \sigma} & -\frac{I_{d0} M_{sr}}{L_r \sigma} + \frac{\sqrt{3} M_{sr}}{L_s L_r \sigma} K \sin \delta_0 & 0 \\ \frac{p^2}{j} M_{sr} I_{r0} & 0 & \frac{p^2}{j} M_{sr} I_{d0} & -\frac{f}{j} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix} \quad (III.5)$$

Le vecteur de commande b_{ul} du système linéarisé est le même pour les deux types de charge comme suite :

$$b_{ul} = \begin{bmatrix} -\frac{\sqrt{3}}{L_s} (V_0 + K\omega) \sin \delta \\ \frac{\sqrt{3}}{L_s \sigma} (V_0 + K\omega) \cos \delta \\ \frac{\sqrt{3} M_{sr}}{L_s L_r \sigma} (V_0 + K\omega) \cos \delta \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

III.3 APPLICATION

Le dimensionnement du réglage par mode de glissement revient principalement à déterminer les coefficients de la contre-réaction d'état qui forment la loi de commutation $S(X)$ donnée par la formule (II.6).

Notre système globale est d'ordre 5. Donc on doit imposer 5 pôles. Le premier est un pôle nul exigé par la technique de réglage. Tandis que le choix approprié des 4 autres pôles est énoncé dans le paragraphe (§ II.5.3). Les pôles doivent être alignés sur la même verticale en les imposant la même partie réelle $-\rho$. Deux d'entre eux seront des pôles complexes conjugués avec partie réelle égale à la partie imaginaire, pour obtenir un amortissement relatif optimal[11][9][20].

On donne les équations du système pour les deux types de charge ;

- Charge constante ($C_r = 10 \text{ Nm}$)

$$A_1 = \begin{bmatrix} -30.000 & 146.561 & -1282.404 & -1.047 & 0.000 \\ -2540.372 & -520.000 & -1866.672 & -2.732 & 0.000 \\ -273.579 & -56.000 & -213.333 & -0.294 & 0.000 \\ 140.000 & 0.000 & 262.636 & -0.232 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & -1000.000 & 0.000 \end{bmatrix} \quad (\text{III.7})$$

$$b_{ul} = \begin{bmatrix} -305.825 \\ 20588.560 \\ 2217.229 \\ 0.000 \\ 0.000 \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

$$K = [125.3688 \quad -142.7541 \quad 1475.3040 \quad 1.000000 \quad -0.007019] \quad (\text{III.9})$$

- Charge proportionnelle à la vitesse ($C_r = cc.\omega$)

$$A_1 = \begin{bmatrix} -30.000 & 146.561 & -1282.404 & -1.047 & 0.000 \\ -2540.372 & -520.000 & -1866.672 & -2.732 & 0.000 \\ -273.579 & -56.000 & -213.333 & -0.294 & 0.000 \\ 140.000 & 0.000 & 262.636 & -0.200 & 0.000 \\ 0.000 & 0.000 & 0.000 & -1000.000 & 0.000 \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$b_{ul} = \begin{bmatrix} -305.825 \\ 20588.560 \\ 2217.229 \\ 0.000 \\ 0.000 \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

on donne K

$$K = [8.595100 \quad -8.206343 \quad 90.562070 \quad 1.00000 \quad -0.02967] \quad (III.14)$$

k_w dépend de la vitesse de référence

III.4 LOI DE COMMUTATION AVEC LIMITATION

Pour éviter les dépassements fréquents des courants statoriques qui peuvent provoquer la détérioration du système, on limite le courant I_q en formulant la loi de commutation $S(X)$ par [20]:

$$\begin{aligned} S(X) &= K X && \text{pour } I_{q \min} < I_q < I_{q \max} \\ S(X) &= k_2 I_{q \max} - k_2 I_q && \text{pour } I_q > I_{q \max} \\ S(X) &= k_2 I_{q \min} - k_2 I_q && \text{pour } I_q < I_{q \min} \end{aligned} \quad (III.15)$$

L'état du régulateur intégrateur est donnée par :

$$\dot{X}_r = \frac{1}{T_i} (\omega - \omega_{ref} + e_{lim}) \quad (III.16)$$

avec

$$e_{lim} = \begin{cases} 0 & \text{si } I_{q \min} \leq I_q \leq I_{q \max} \\ e - k_2 I_{q \max} & \text{si } I_q > I_{q \max} \\ e - k_2 I_{q \min} & \text{si } I_q < I_{q \min} \end{cases} \quad (III.17)$$

$$e = -(k_1 I_d + k_3 I_r + k_4 \omega) + k_r X_r + k_w \omega_{ref} \quad (III.18)$$

III.5 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

Les simulations effectuées sur la machine, montrent l'évolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour les cas suivants :

- Réponse de la MSA lors du démarrage à vide par rapport à des variations de la grandeur de consigne (Fig III.1) et (Fig III.2) ;
- Réponse de la MSA lors du démarrage à vide par rapport à des variations de la grandeur de perturbation (Fig III.3) et (Fig III.4) ;
- Réponse de la MSA lors du démarrage en charge par rapport à des variations de la grandeur de consigne (Fig III.5) et (Fig III.6).

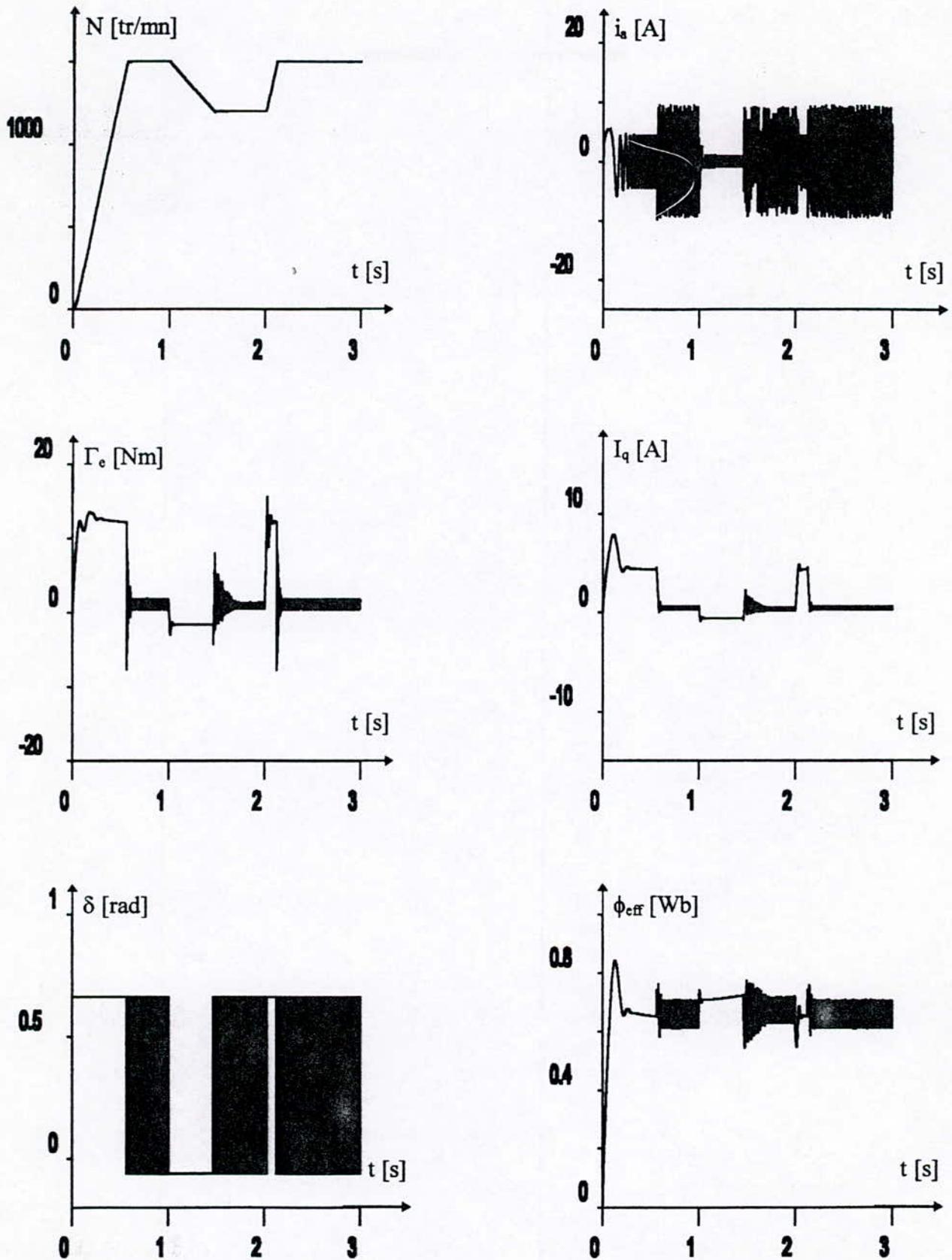
- : L'analyse de ces courbes de simulation permet de tirer les résultats suivantes :
- Lors de la variation de la grandeur de consigne, cette dernière est atteinte sans dépassement remarquable pour les deux types de charge (Fig III.1),(Fig III.2) et (FigIII.5) (Fig III.6).
 - Avant l'obtention du régime établi, le couple et le courant sont fortement ondulés. Ceci est due à l'ampleur de la gamme de variation de la vitesse. Ces ondulations diminues lorsque le système s'établit (Fig III.1) et (Fig III.2).
 - La commutation rapide de la grandeur de commande peut engendrer des surcharges qui risquent de détériorer le système, surtout dans le cas d'alimentation avec l'onduleur MLI. Pour remédier à ce problème nous avons introduit un limiteur du courant. La limitation du courant n'est activée que pendant le fonctionnement en mode de glissement ce qui limite le courant I_q à des valeurs admissible.
 - L'application brusque de la charge (10 Nm) rend le couple plus ondulé. Cependant, la vitesse est très peu affectée et le flux est légèrement ondulé autour d'une valeur moyenne constante. Tandis que l'élimination de la charge n'a aucun effet sur la vitesse (Fig III.3)(Fig III.4).
 - Lors du démarrage en charge, la vitesse de rotation suit fidèlement la référence avec un temps de réponse plus lent (Fig II .5)(Fig II.6).
 - L'alimentation par un onduleur MLI donne les mêmes résultats que l'alimentation par l'onduleur parfait. Cependant, elle provoque des ondulations dans la forme d'onde des grandeurs électriques et électromagnétiques.

CONCLUSION

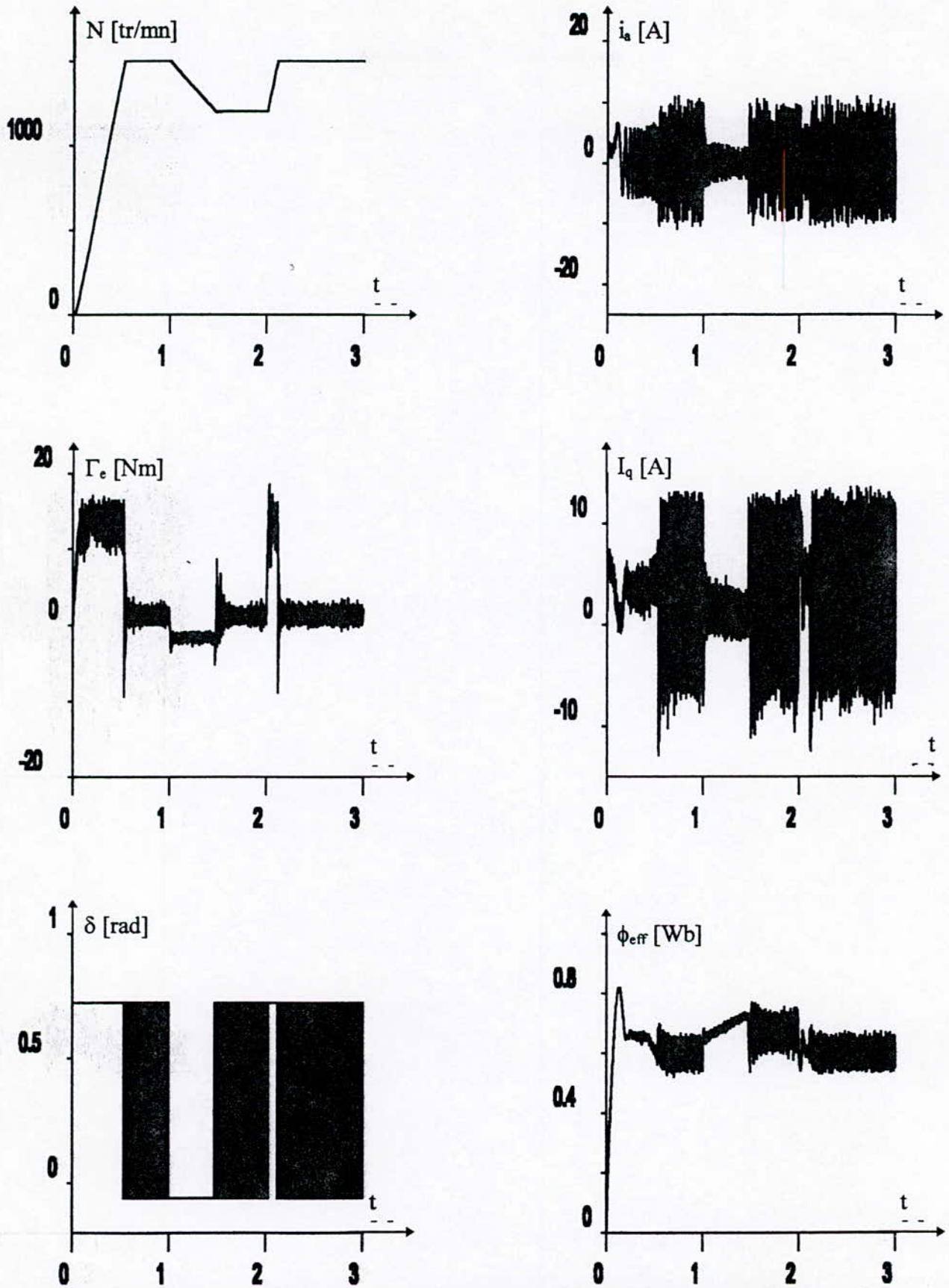
Le réglage par mode de glissement de la MSA alimentée en tension assure une meilleure dynamique de poursuite de la consigne. Ainsi il ne s'affecte que très peu lors de la variation de la grandeur de perturbation.

Les valeurs limites de la grandeur de commande sont choisies selon la dynamique et le domaine de fonctionnement.

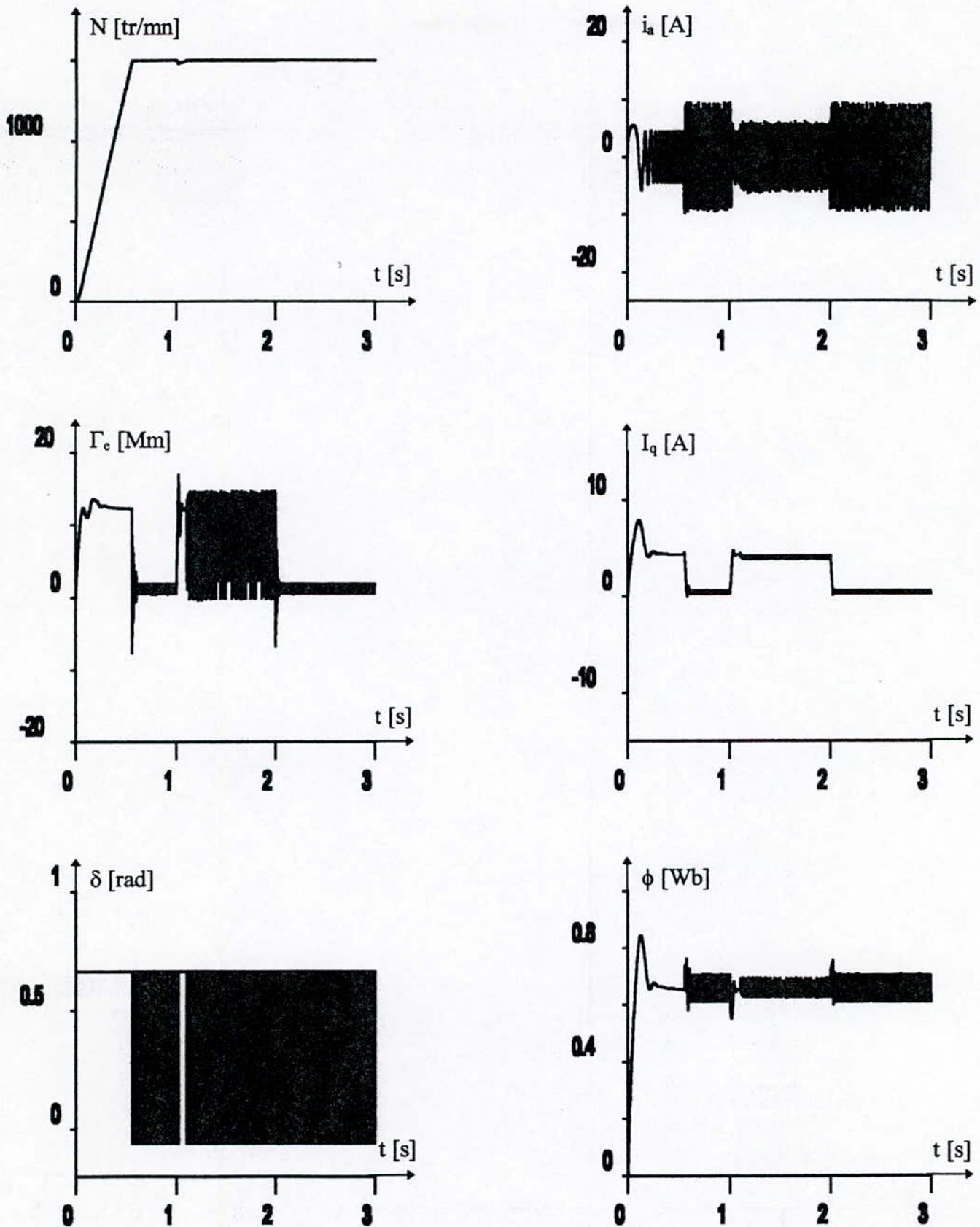
Le couple et le courant présentent des légères ondulations. Nous constatons aussi que le courant reste limité grâce au dispositif de limitation introduit.



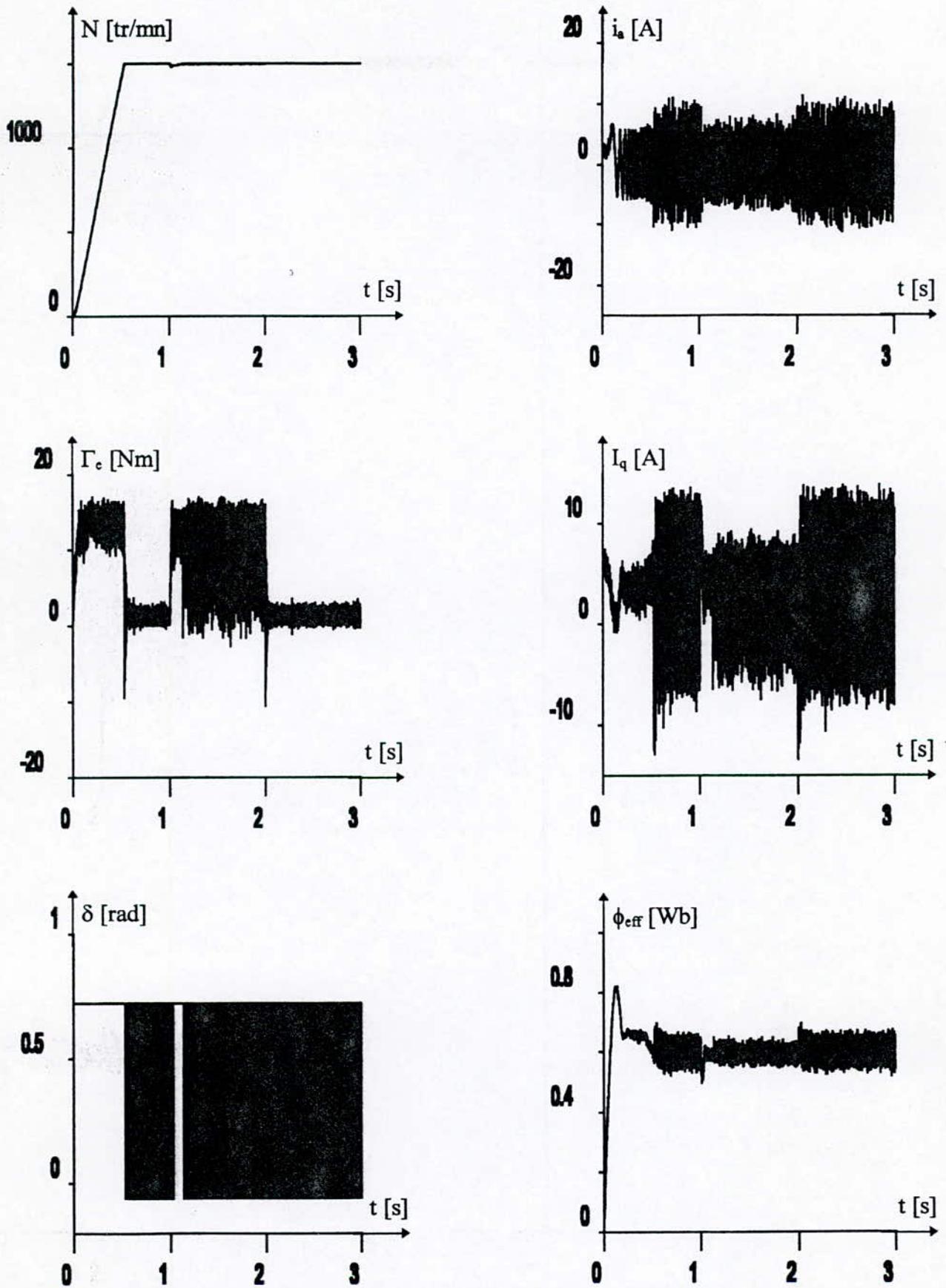
(Fig III.1) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors d'une variation de la vitesse de consigne (démarrage à vide).



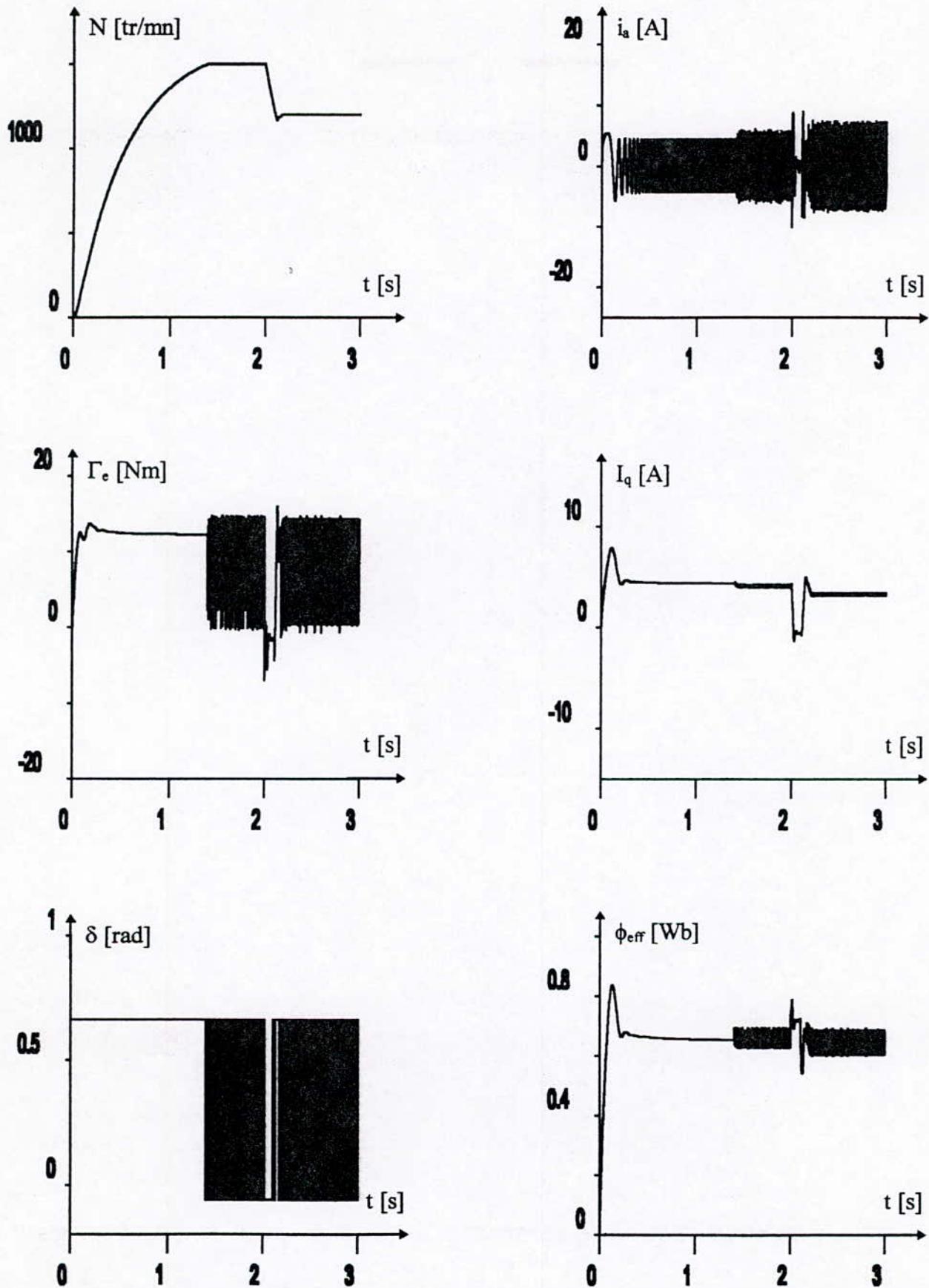
(Fig III.2) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur à commande MLI, lors d'une variation de la vitesse de consigne (démarrage à vide).



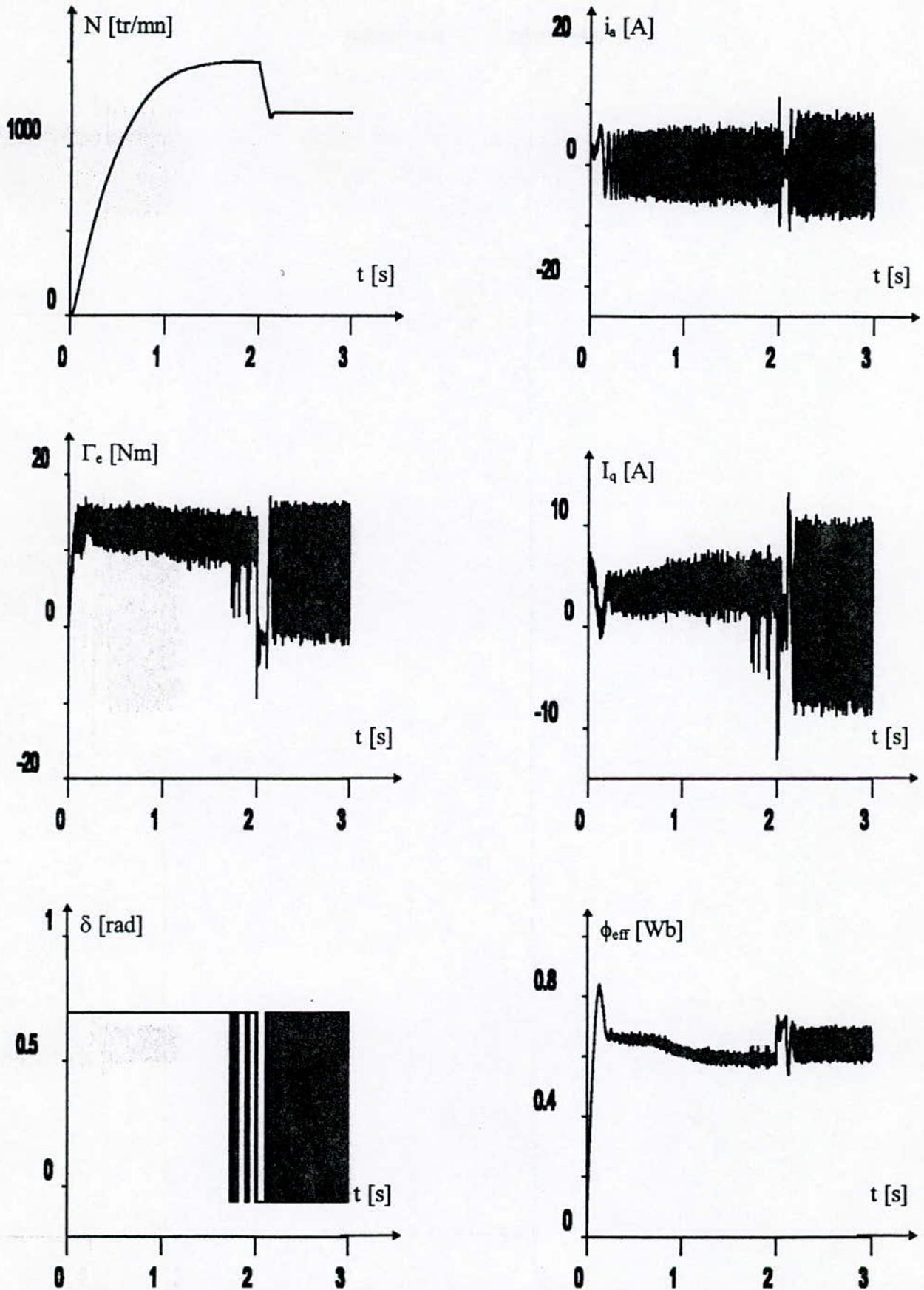
(Fig III.3) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors d'une variation de la grandeur de perturbation (démarrage à vide).



(Fig III.4) Réponse de la MSA alimentée par un onduleur MLI lors d'une variation de la grandeur de perturbation (démarrage à vide).



(Fig III.5) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors d'une variation de la vitesse de consigne ($\Gamma_r = cc.\omega$).



(Fig III.6) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur MLI, lors d'une variation de la vitesse de consigne ($\Gamma_r = cc. \omega$).

III.5 ETUDE DE LA ROBUSTESSE DU REGLAGE PAR MODE DE GLISSEMENT

Afin d'étudier la robustesse de ce type de réglage, nous effectuons une analyse du système pour les deux cas suivants :

- La variation des paramètres du système ;
- Les grandes variations de la grandeur de consigne et de perturbation.

III.5.1 Robustesse vis-à-vis les variations paramétriques

Dans les domaines industriels il est tout à fait normale d'avoir des variations des paramètres des systèmes à régler à cause du changement des conditions de fonctionnement de ces derniers. Pour les machines à courant alternatif, plusieurs phénomènes provoquent ces variations. Nous citons l'échauffement des circuits électriques et magnétiques et la non linéarité des caractéristiques magnétiques.

Afin d'évaluer la robustesse du réglage par mode de glissement, nous traitons le comportement dynamique lors des variations des paramètres R_s , R_r , L_r , L_s , J et M_{sr} .

- Nous constatons, pour une augmentation de la résistance statorique R_s de 50% que le temps de réponse augmente (Fig III.7.a) par rapport à celui sans variation paramétrique.
- L'augmentation de 25% de la résistance rotorique R_r rend la MSA plus lente par rapport au cas sans augmentation (Fig III.7.b).
- L'effet de l'échauffement de la MSA engendre une augmentation des résistances statorique et rotorique. Afin de connaître l'influence de l'échauffement sur son comportement dynamique, nous avons effectué une simulation pour une augmentation simultanée de 50% de la résistance R_s et de 25% de R_r (Fig III.8.a). nous constatons bien que l'échauffement augmente le temps de réponse de la machine.
- L'effet de la saturation diminue les inductances propres statoriques et rotoriques ainsi que la mutuelle. Pour étudier son effet, nous effectuons une diminution de 5% des valeurs nominales (Fig III.8.b). nous remarquons que cette variation influe essentiellement sur le temps de réponse de la vitesse de rotation. Cependant, il reste nettement inférieur que celui lors d'une variation de R_r .
- L'augmentation du moment d'inertie peut être traité comme une augmentation de la charge. Elle ne fait que ralentir le système. Ce qui est remarquable d'après la simulation faite pour une augmentation de 10% de la valeur nominale (Fig III. 9.a).

- Le comportement dynamique, lors d'un fonctionnement soumis à des variations simultanées de R_s , R_r , L_r , L_s , J et M_{sr} , est montré par la figure (Fig III.9.b). D'après les tests effectués séparément, il est évident que la dynamique du système devient plus lente.

III.5.2 Robustesse vis-à-vis les variations du point de fonctionnement

La théorie de réglage par mode de glissement montre que la grandeur de consigne et la grandeur de perturbation n'influent que sur la position de l'hyperplan de commutation et les limites du domaine de mode de glissement. Elles n'ont aucune influence sur les coefficients de la contre-réaction d'état.

Comme le réglage par mode glissement n'a de sens que si les trajectoires d'état rentrent dans le domaine de mode de glissement, il est intéressant d'étudier la robustesse du réglage vis-à-vis le déplacement de ce domaine en simulant le fonctionnement de la machine pour les deux types de variations :

- La variation de la vitesse de consigne ;
- La variation de la grandeur de perturbation.

Il s'agit d'examiner le comportement dynamique de la MSA lors du démarrage à des vitesses de consignes faibles par rapport à la vitesse nominale. Les vitesses de consigne appliquées doivent être dans des plages de vitesse différentes. Nous avons adopté deux consignes de vitesses comme suite :

- $N = 300$ tr/mn vitesse faible par rapport à la vitesse nominale (Fig III.10.a)
- $N = 700$ tr/mn vitesse moyenne par rapport à la vitesse nominale (Fig III.10.b)

D'après la figure (Fig III.10.a), on constate que la vitesse ne stabilise pas à la vitesse de consigne 300 tr/mn. Elle oscille autour de cette dernière. Par contre, les performances du réglage sont maintenues pour une vitesse de consigne au voisinage de 700 tr/mn (Fig II.10.b).

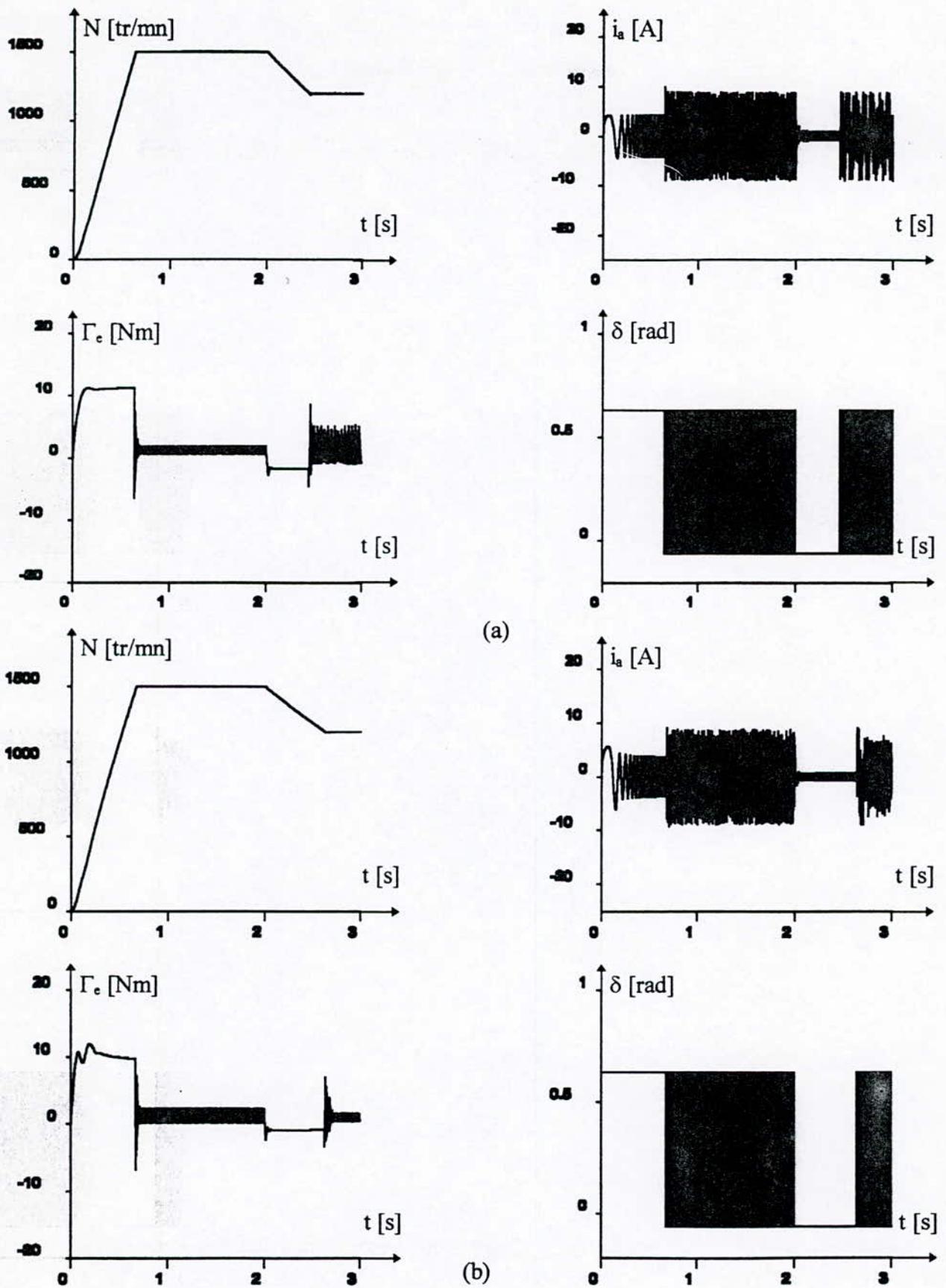
Nous remarquons que la grande variation de la charge n'affecte pas les performances du réglage par mode de glissement.

CONCLUSION

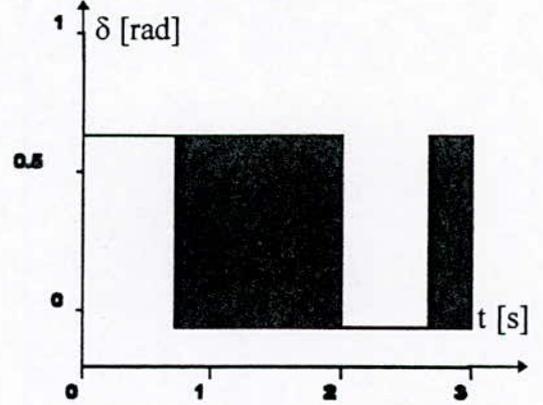
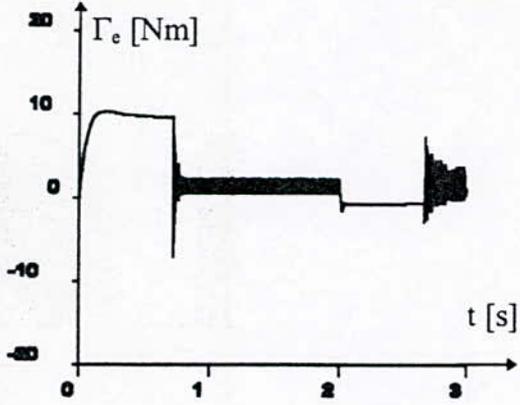
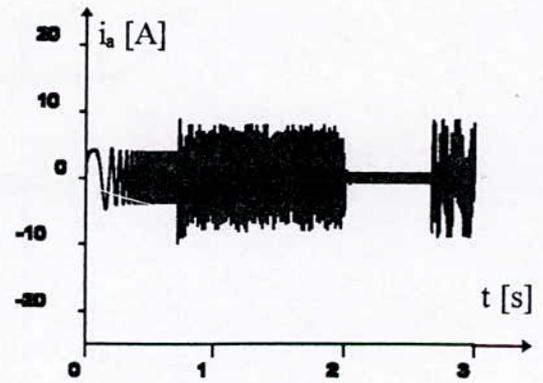
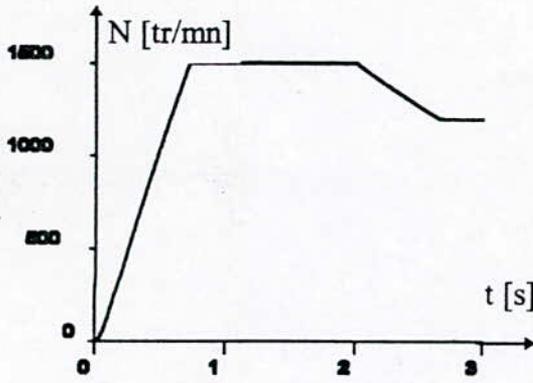
D'après les résultats obtenus, on constate que les variations des paramètres de la machine n'affectent pas les performances du réglage par mode de glissement. En effet, l'influence la plus importante se traduit sur la dynamique de poursuite du système. Ainsi, on peut dire que le réglage par mode de glissement appliqué sur la MSA est robuste vis-à-vis les variations des paramètres.

Lors d'une variation moyenne de la consigne, les performances du réglage par mode de glissement sont maintenues meilleures. Alors que pour une faible valeur de consigne (300tr/mm), nous constatons que la réponse de vitesse est légèrement ondulée.

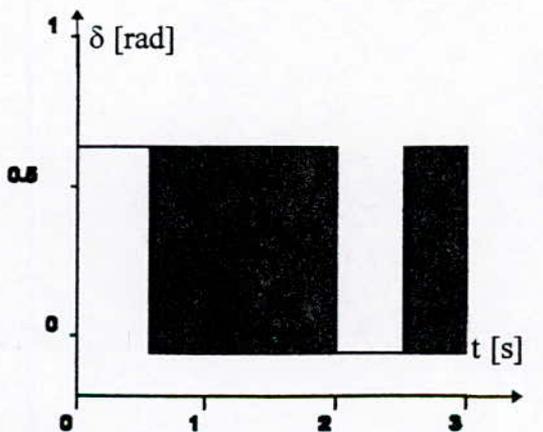
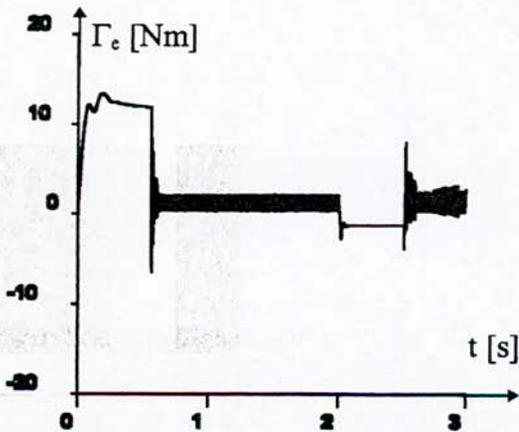
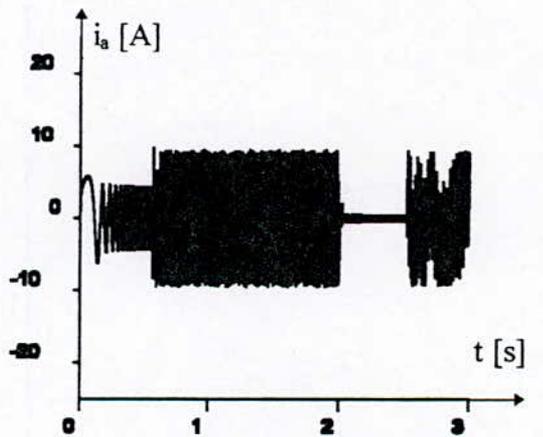
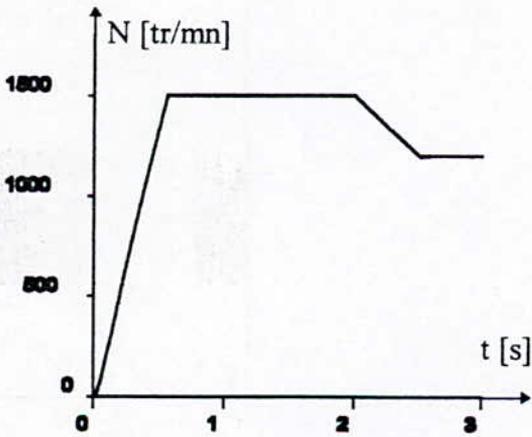
Le réglage par mode de glissement reste robuste vis-à-vis la grande variation de la charge.



(Fig III. 7) Tests de robustesse du réglage par mode de glissement :
 (a) vis-à-vis l'augmentation de 50% de R_s ;
 (b) vis-à-vis l'augmentation de 25% de R_r .

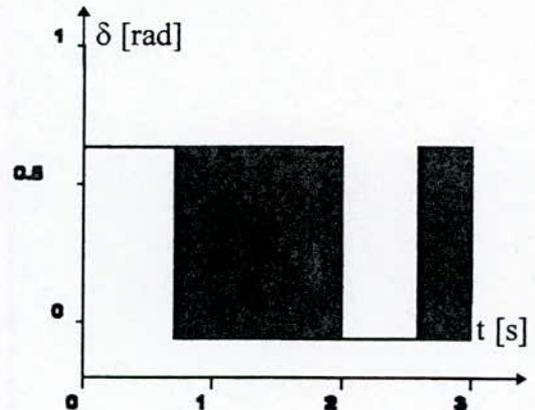
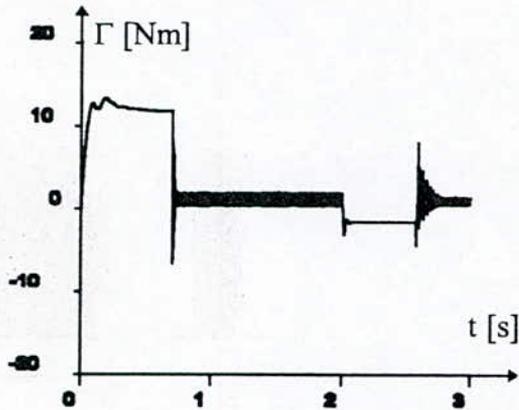
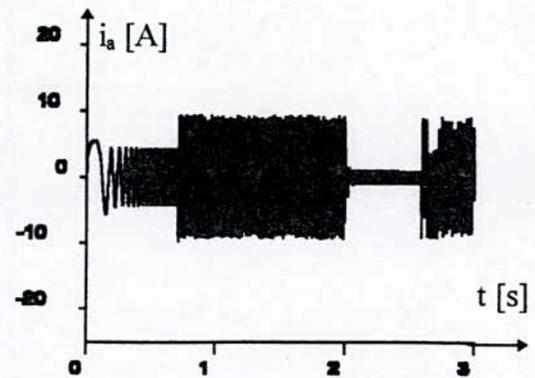
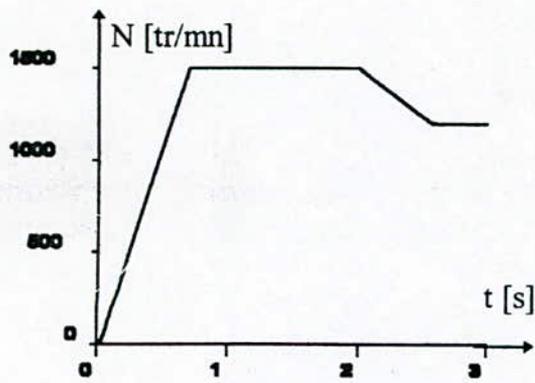


(a)

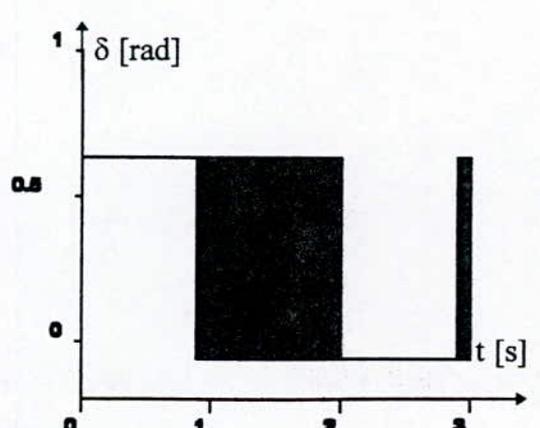
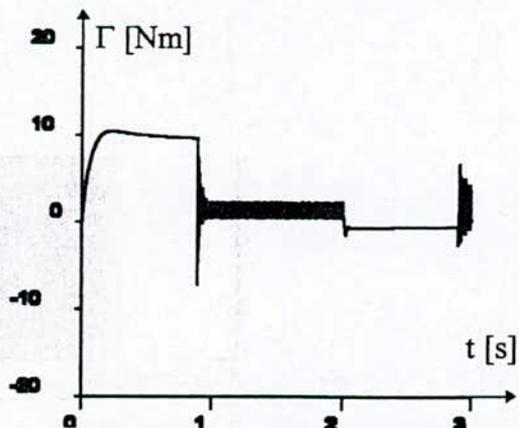
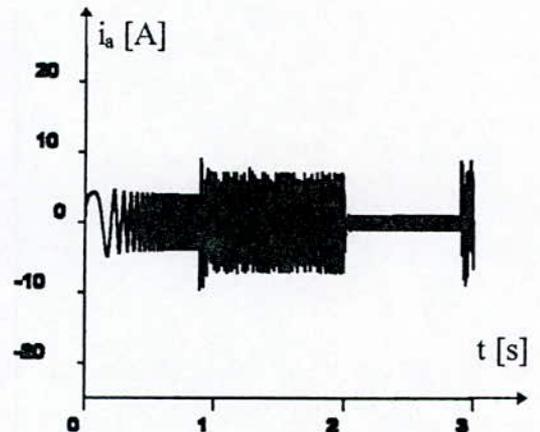
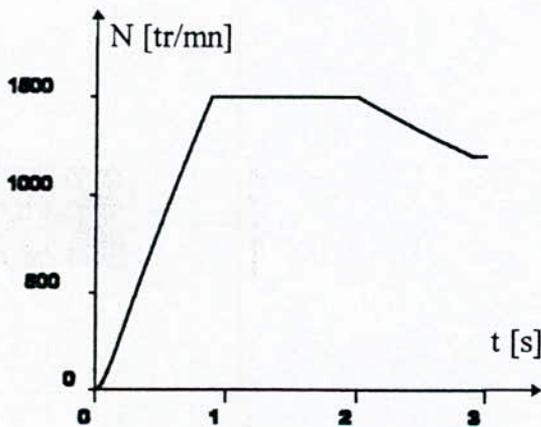


(b)

(Fig III.8) Tests de robustesse du réglage par mode de glissement :
 (a) Vis-à-vis l'augmentation de 50% de R_s et de 25% de R_r ;
 (b) Vis-à-vis la diminution de 5% de L_s , L_r et M_{sr} .



(a)

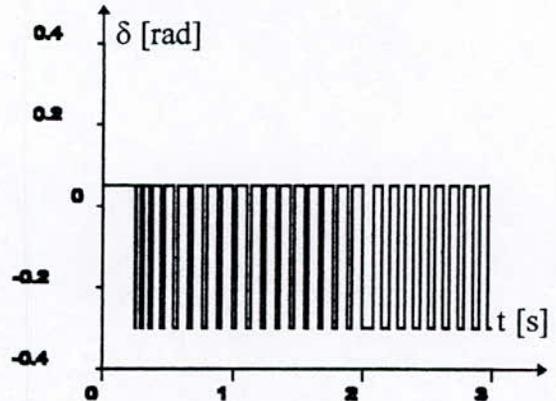
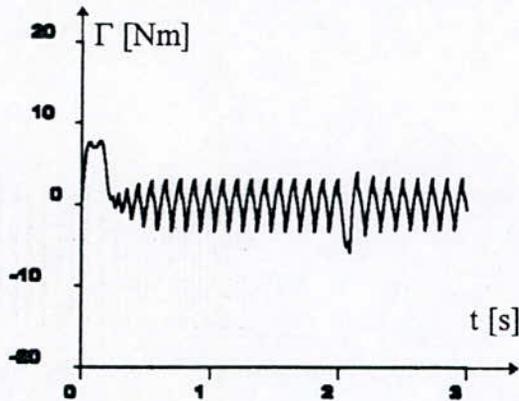
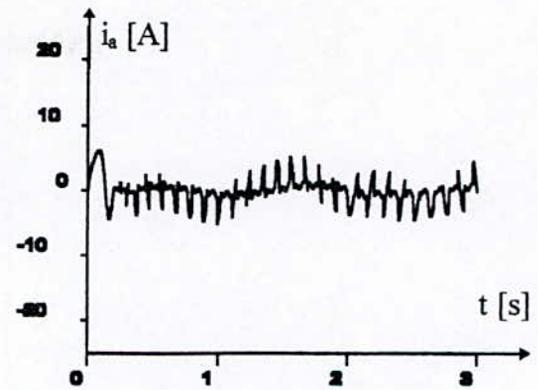
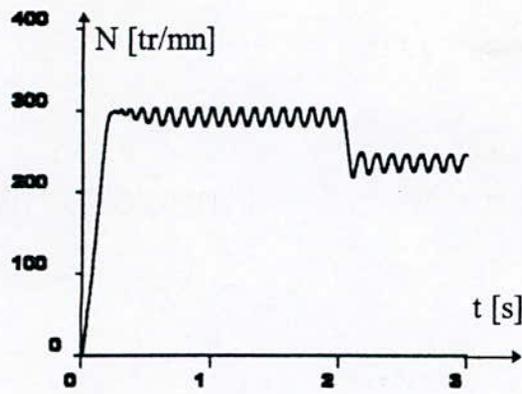


(b)

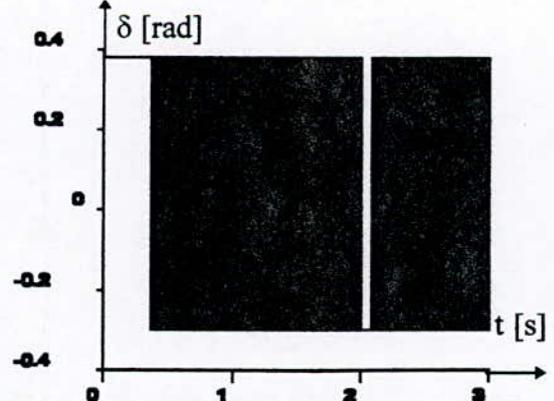
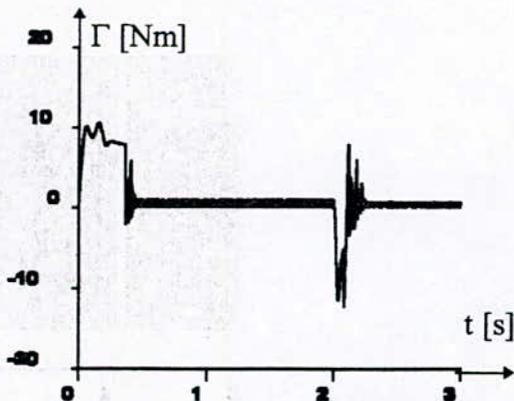
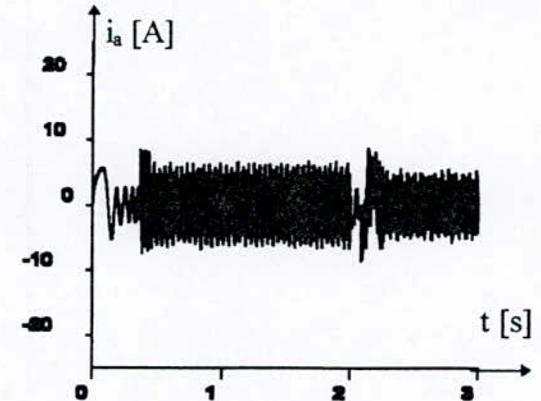
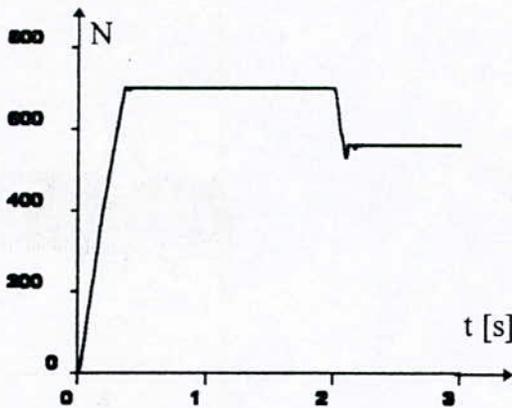
(Fig III.9) Tests de robustesse du réglage par mode de glissement :

(a) Vis-à-vis l'augmentation de 10% de j ;

(b) Vis-à-vis l'augmentation de 50% de R_s , 25% de R_r et 10% de j et la diminution de 25% de L_s , L_r et M_{sr} .



(a)



(b)

(Fig III.10) Tests de robustesse du réglage par mode de glissement vis-à-vis des grandes variations de la vitesses de consigne :

(a) démarrage à la vitesse 300 tr/mn ;

(b) démarrage à la vitesse 700 tr/mn



CHAPITRE IV

**REGLAGE PAR RETOUR
D'ETAT**

IV.1 INTRODUCTION

Le principe des entraînements réglés au moyen des machines à courant alternatif est déjà connu depuis les années trente. La commande classique est très limitée par rapport à la commande traitée dans l'espace d'état, qui eu naissance au début des années soixante [9][1][13][8].

Le réglage par retour d'état est une méthode de réglage moderne. Ce type de réglage commence à s'introduire dans le domaine des entraînements réglés. La théorie du réglage d'état nécessite une connaissance totale de l'évolution des grandeurs d'état[7][13].

Dans ce chapitre nous donnons un rappel sur la théorie du réglage par retour d'état. D'abord, nous donnons la structure générale du réglage. Par la suite, nous présentons la procédure du calcul des coefficients de la contre-réaction d'état en utilisant la méthode d'imposition des pôles.

IV.2 STRUCTURE DU REGLAGE D'ETAT

La synthèse de réglage d'état est basée sur la minimisation d'un critère de performance quadratique étendu avec pondération de l'état finale. Ce critère est donné en échantillonné par la relation suivante [22][7][19].

$$I = e_n^T Q_e e_n + X_{r,n}^T Q_r X_{r,n} + \sum_{k=0}^{n-1} (e_k^T Q_e e_k + X_{r,k}^T Q_r X_{r,k} + u_k^T R u_k) \quad (IV.1)$$

où u_k et e_k représentent respectivement le vecteur de commande et l'écart du régulateur intégrateur. Tandis que, X_r est l'état de ce dernier. Les matrices Q_e et Q_r sont symétriques et semi-définis positive [7][1][13].

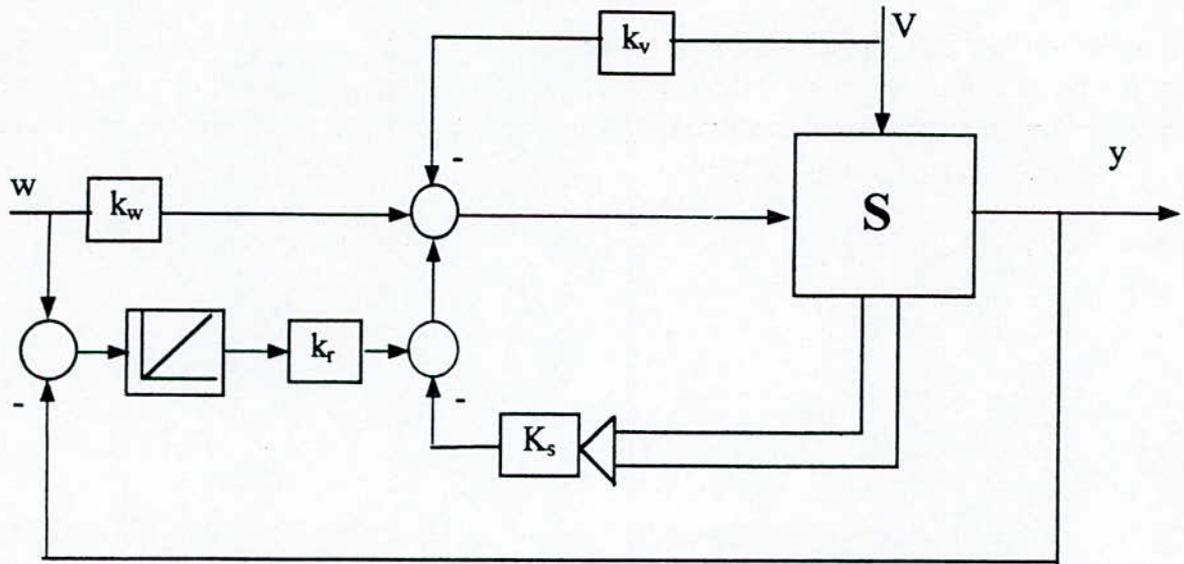
La minimisation du critère adopté, en faisant appelle au principe d'optimisation de BELLMAN, aboutit à la loi de commande optimale suivante :

$$u_k = -K X_k + k_w w_k - k_v v_k \quad (IV.2)$$

En continu, la loi de commande optimale consiste à poser la grandeur de commande comme suite :

$$u = k_w w - k_v v - K X \quad (IV.3)$$

d'où la structure générale du réglage par retour d'état ;



(Fig IV.1) Schéma de principe de la structure générale du réglage

IV.3 EQUATION D'ETAT DU SYSTEME GLOBALE

Le régulateur intégrateur est régi par l'équation suivante :

$$\dot{X}_r = \frac{1}{T_i} (w - y) \quad (IV.4)$$

En substituant l'expression (IV.3) dans l'équation du système. nous aboutissons à l'équation d'état globale (IV.5).

$$\dot{X} = A X + b_u u + b_v V + b_w w \quad (IV.5)$$

$$Y = C X$$

On définit

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -C_s & 0 \\ \frac{1}{T_i} & 0 \end{bmatrix}, \quad b_u = \begin{bmatrix} b_{su} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad C = [C_s \ 0], \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix} \quad (IV.6)$$

En substituant, dans l'équation d'état globale (IV.5), l'expression de la grandeur de commande u (IV.3), nous aboutissons à l'équation d'état du système global fermé.

$$\dot{X} = A_G X + b_{Gv} V + b_{Gw} w \quad (\text{IV.7})$$

où :

$$\begin{aligned} A_G &= A - b K^T \\ b_{Gv} &= b_v - b k_v \\ b_{Gw} &= b_w - b k_w \end{aligned} \quad (\text{IV.8})$$

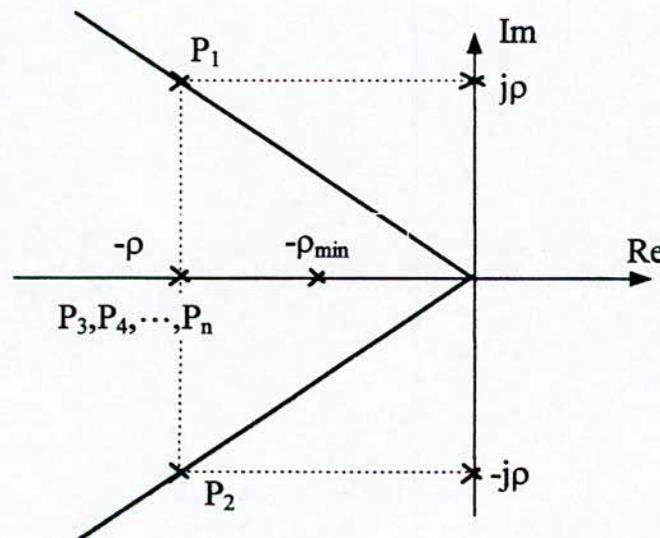
IV.4 DETERMINATION DES COEFFICIENTS DE LA CONTRE-REACTION D'ETAT

Comme pour le réglage par mode de glissement, les coefficients α_i sont donnés par l'équation suivante :

$$\begin{cases} \alpha_{n-1} = p_1 + p_2 + \dots + p_n \\ \alpha_{n-2} = p_1 p_2 + p_2 p_3 + \dots + p_{n-1} p_n \\ \vdots \\ \alpha_0 = (-1)^n p_1 p_2 \dots p_n \end{cases} \quad (\text{IV.14})$$

IV.4.1 Imposition des pôles

Afin de déterminer les coefficients de la contre-réaction d'état, nous ferons appel au principe d'imposition des pôles. Un choix convenable consiste à choisir la partie réelle des pôles inférieure à $-\rho_{\min}$. L'amortissement relatif optimal est caractérisé par un choix d'une paire de pôles complexe conjugués possédant une partie imaginaire égale à la partie réelle. Les autres pôles sont choisis réels situés sur la même verticale [9][10][7](FigIV.2).



(Fig IV.2) Choix des pôles optimal

IV.4.2 Détermination des coefficients de la contre-réaction d'état

Le vecteur de la contre-réaction d'état est déterminé de telle façon que les valeurs propres de la matrice d'état globale en boucle fermée sont identiques aux pôles imposés [9][1][7].

Nous procédons une méthode simple qui se base sur le calcul matriciel.

Nous posons :

$$\alpha = [\alpha_0 \ \alpha_1 \ \dots \ \alpha_{n-1} \ 1] \quad (\text{IV.14})$$

donc le vecteur K est donné par

$$K = \alpha T \quad (\text{IV.15})$$

T est la matrice de passage du système globale fermé à la forme canonique de réglage. Nous définissons un vecteur ligne t d'ordre n tel que :

$$t = [0 \ 0 \ \dots \ 0 \ 1] Q_c^{-1} \quad (\text{IV.16})$$

Q_c la matrice de commandabilité du système à régler défini dans l'équation (II.48) ;

La matrice de passage est défini par :

$$T = \begin{bmatrix} t \\ tA \\ \vdots \\ tA^{n-1} \\ tA^n \end{bmatrix} \quad (\text{IV.18})$$

IV.4.3 Détermination des coefficients de l'intervention de la grandeur de consigne et de perturbation

La méthode de détermination du coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne (k_w) consiste à dimensionner le coefficient k_w de façon à compenser un pôle p_k du système global fermé.

$$K_w = - \frac{k_r}{p_k T_i} \quad (\text{IV.19})$$

Tandis que, le coefficient k_v est déterminé en supposant que l'écart du régulateur intégrateur est nul en régime permanent.

k_v est donné par :

$$k_v = \frac{C_s(b_s k_s - A_s)^{-1} b_{sv}}{C_s(b_s k_s - A_s)^{-1} b_s} \quad (\text{IV.22})$$

IV.5 DISPOSITIF ANTI-WINDUP

La limitation de la grandeur de commande u peut entraîner un emballement de l'action intégrale. Il est alors nécessaire de corriger la composante intégrale. Dans ce but, nous faisons appel à un écart de réglage fictif e_{lim} [9][7]. Lorsque la grandeur de commande u est supérieur à u_{max} ou inférieur à u_{min} , la grandeur de sortie u_{lim} est en limitation et égale à u_{max} ou u_{min} (respectivement). La composante intégrale n'est plus à incrémenter selon l'expression (IV.4) mais selon

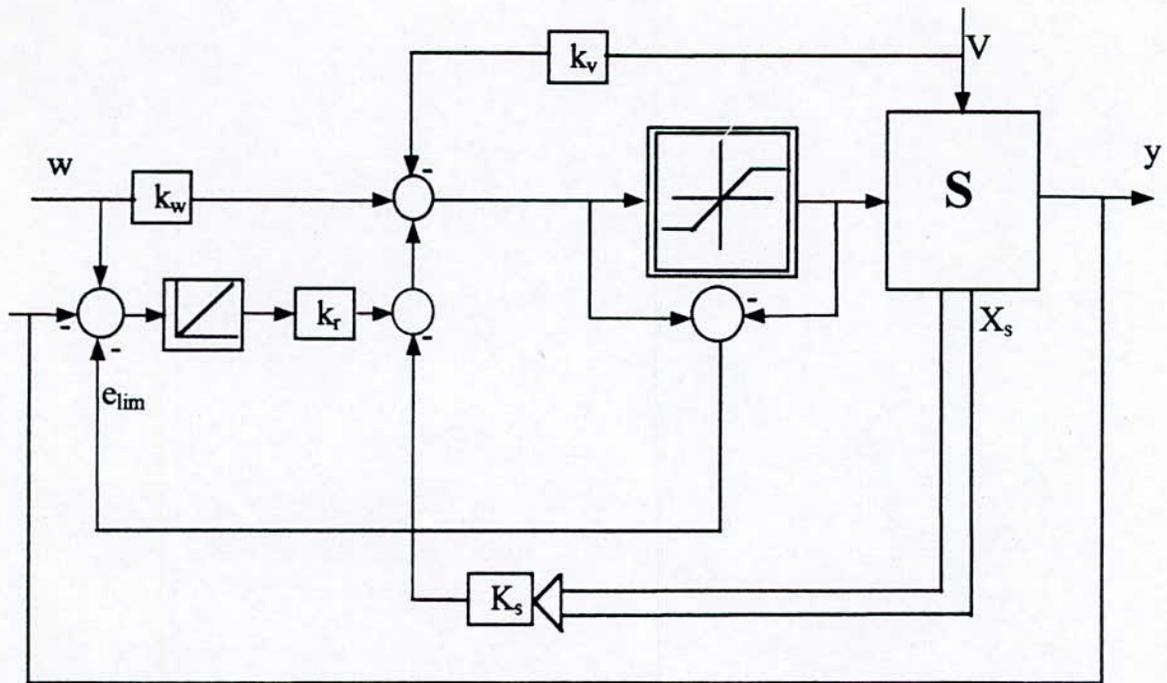
$$\dot{X}_r = \frac{1}{T_i} (w - y + e_{lim}) \quad (\text{IV.23})$$

L'écart de réglage fictif e_{lim} est déterminé de manière à obtenir une grandeur de sortie fictive égale à u_{lim} [9] (Fig IV.24). il est donné par :

$$e_{lim} = \frac{-1}{k_w} (u - u_{lim}) \quad (\text{IV.24})$$

$$u_{lim} = \begin{cases} u_{max} & \text{si } u > u_{max} \\ u & \text{si } u_{min} \leq u \leq u_{max} \\ u_{min} & \text{si } u < u_{min} \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

A l'aide de ces relations, il est possible d'établir un schéma de principe en introduisant le dispositif anti-windup (Fig IV.3).



(Fig IV.2) Schéma de principe de la structure générale du réglage avec le dispositif anti-windup



CHAPITRE V

**REGLAGE DE VITESSE PAR
RETOUR D'ETAT**

V.1 INTRODUCTION

La théorie de la commande par retour d'état a été utilisée dans de nombreuses applications[7]. Elle ne peut être appliquée aux systèmes non linéaires qu'après linéarisation autour d'un point de fonctionnement.

La structure de réglage par retour d'état est composée de trois actions pour former la grandeur de commande.

- Une contre réaction introduite par le vecteur K ;
- Une action introduite par le coefficient k_w .
- Une action de compensation de perturbation introduite par k_v .

Dans ce chapitre, nous appliquons le réglage d'état continu sur la MSA. Nous donnons d'abord les valeurs numériques des coefficients de la contre-réaction d'état. Par la suite, nous présentons les résultats de simulation lors de la variation des grandeurs de la consigne et de la perturbation. Enfin, nous effectuons des tests de robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.

V.2 FORME D'ETAT DU SYSTEME A REGLER

De même que pour le réglage par mode de glissement, le système d'équation doit être linéarisé autour d'un point de fonctionnement. Il est défini comme suite :

$$\dot{X} = AX + b_u \delta + b_v V \quad (V.1)$$

En posant ;

$$X = X_0 + \Delta X \quad (V.2)$$

L'expression (V.1) s'écrit sous la forme suivante :

$$\Delta \dot{X} = A_1 \Delta X + b_{u1} \Delta \delta \quad (V.3)$$

Tel que les vecteurs X , X_0 et ΔX sont donnés par les expressions (III.2). Alors que la matrice A_1 est donnée pour les deux types de charge par (III.4) et (III.5). Le vecteur b_{u1} est aussi défini par (III.6).

V.3 APPLICATION

Afin de déterminer les coefficients de la contre-réaction d'état, nous choisissons ρ dans le domaine du réglage de telle manière d'avoir un amortissement relatif optimal. Nous effectuons cette procédure pour les deux types de charge.

Charge constante ($\Gamma_r = 10$)

$$K = [-0.290225 \quad 1.027412 \quad -9.603455 \quad -0.124488 \quad -0.0251589]$$

ainsi, on donne k_v et k_w :

$$k_w = 0.1857607$$

$$k_v = -0.4219589$$

■ Charge proportionnelle à la vitesse ($\Gamma_r = cc.\omega$)

On donne K , k_v , et k_w

$$K = [-.1771875 \quad .2187967 \quad -2.107783 \quad .00766594 \quad -.00744172]$$

$$k_v = 0.187204$$

$$k_w = -0.589017$$

V.4 INTERPRETATION

Les résultats de simulation obtenus montrent l'évolutions des grandeurs électriques et mécaniques de la machine pour les deux types d'alimentations, lors de la variation des grandeurs de consigne et de perturbation.

:

L'analyse de ces courbes de simulation permet de tirer les interprétations suivantes :

- Lors de la variation de la grandeur de consigne, cette dernière est atteinte avec un léger dépassement. Ce dernier devient plus accentué en diminuant la vitesse de consigne de 20% de la valeur nominale (Fig V.1)(Fig V.2) (Fig V.3)(Fig V.4).
- La variation rapide de la valeur de consigne engendre une forte commutation de la grandeur de commande entre les valeurs extrêmes. Ce qui provoque l'apparition des pics au niveau des réponses du courant et du couple, ceci risque de détériorer le système, malgré la limitation introduite pour la grandeur de commande (Fig V.1), (Fig V.2),(Fig V.3), (Fig V.4).
- L'augmentation brusque de la charge de 20% provoque un léger dépassement par rapport à la référence. Cependant, nous remarquons également que le rejet de la perturbation est moins efficace lors de l'élimination de la surcharge (Fig V.5) (Fig V.6).

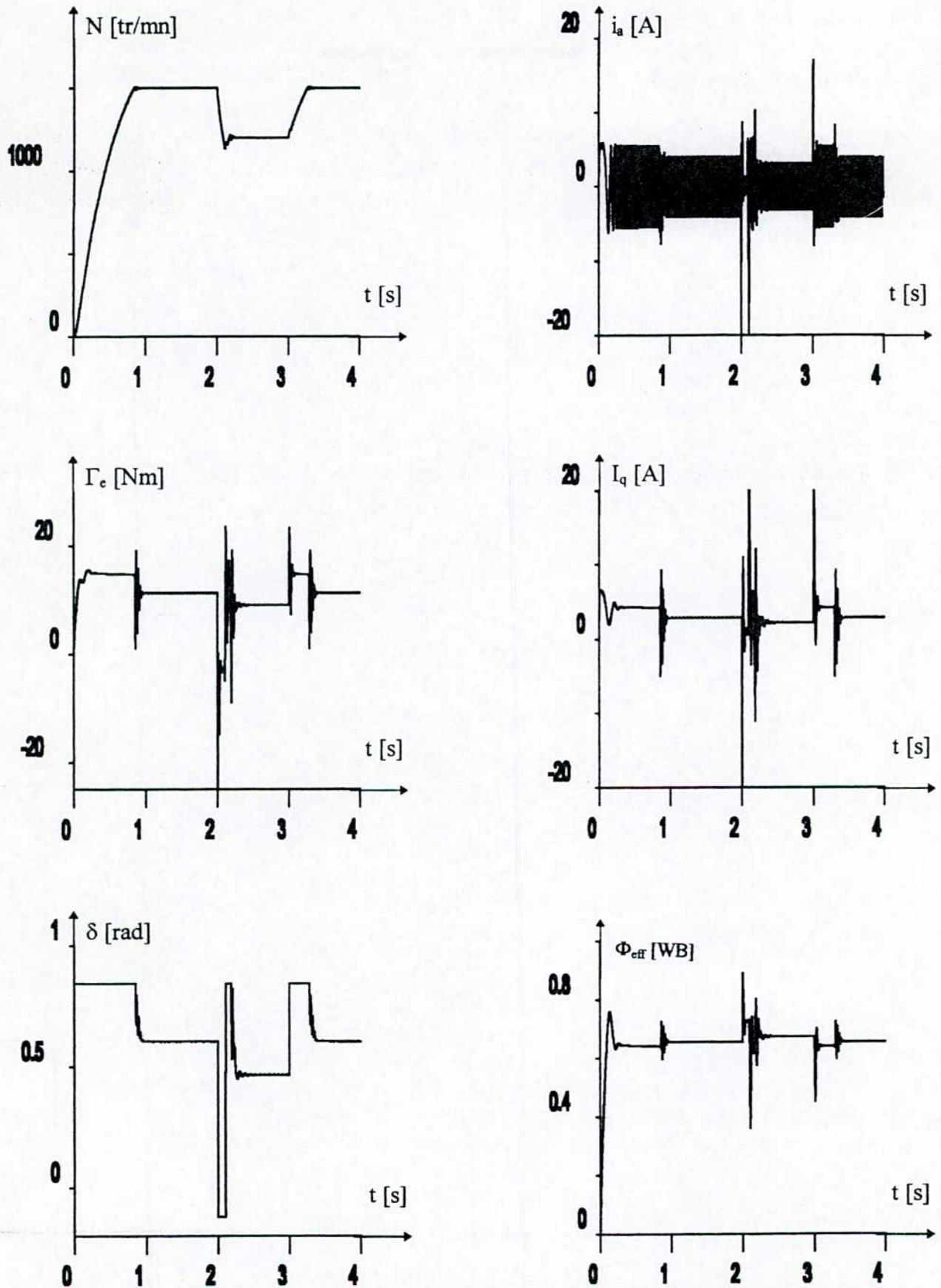
- L'alimentation par un onduleur MLI donne des résultats identiques que celui de l'alimentation par onduleur parfait. Cependant, elle présente des ondulations dans la forme d'onde des grandeurs électriques et électromagnétiques.
- les limites de la grandeur de commande influent sur la dynamique de système. Cependant, l'augmentation de la limite supérieure et la diminution de la limite inférieure donne au système une dynamique rapide mais provoquent des dépassements plus grands.

CONCLUSION

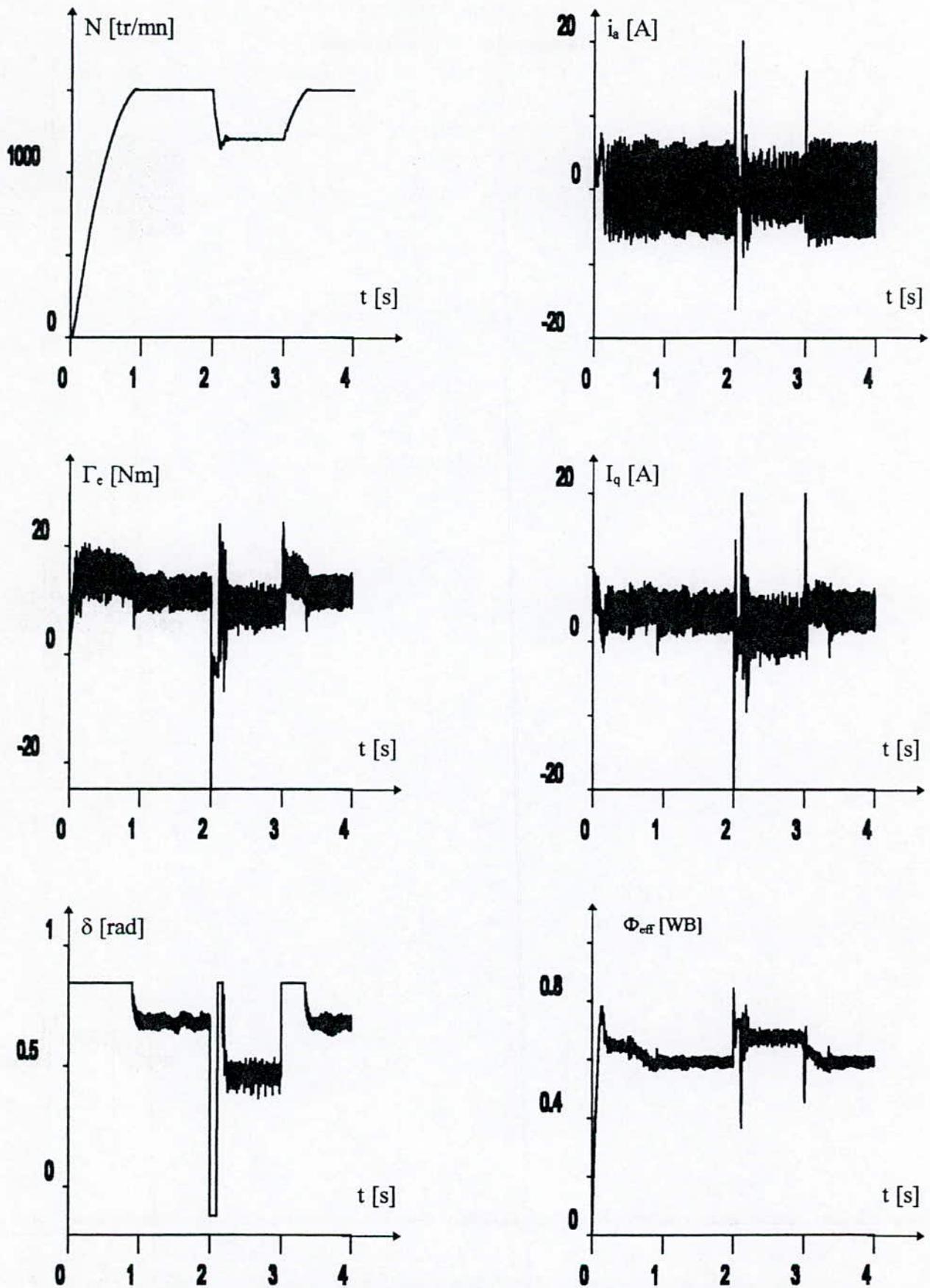
Le réglage d'état de MSA alimentée en tension, présente une dynamique de poursuite satisfaisante. Ainsi, il permet un rejet efficace de la grandeur de perturbation.

Malgré la limitation de la grandeur de commande, le système présente des pics au niveau du courant et du couple.

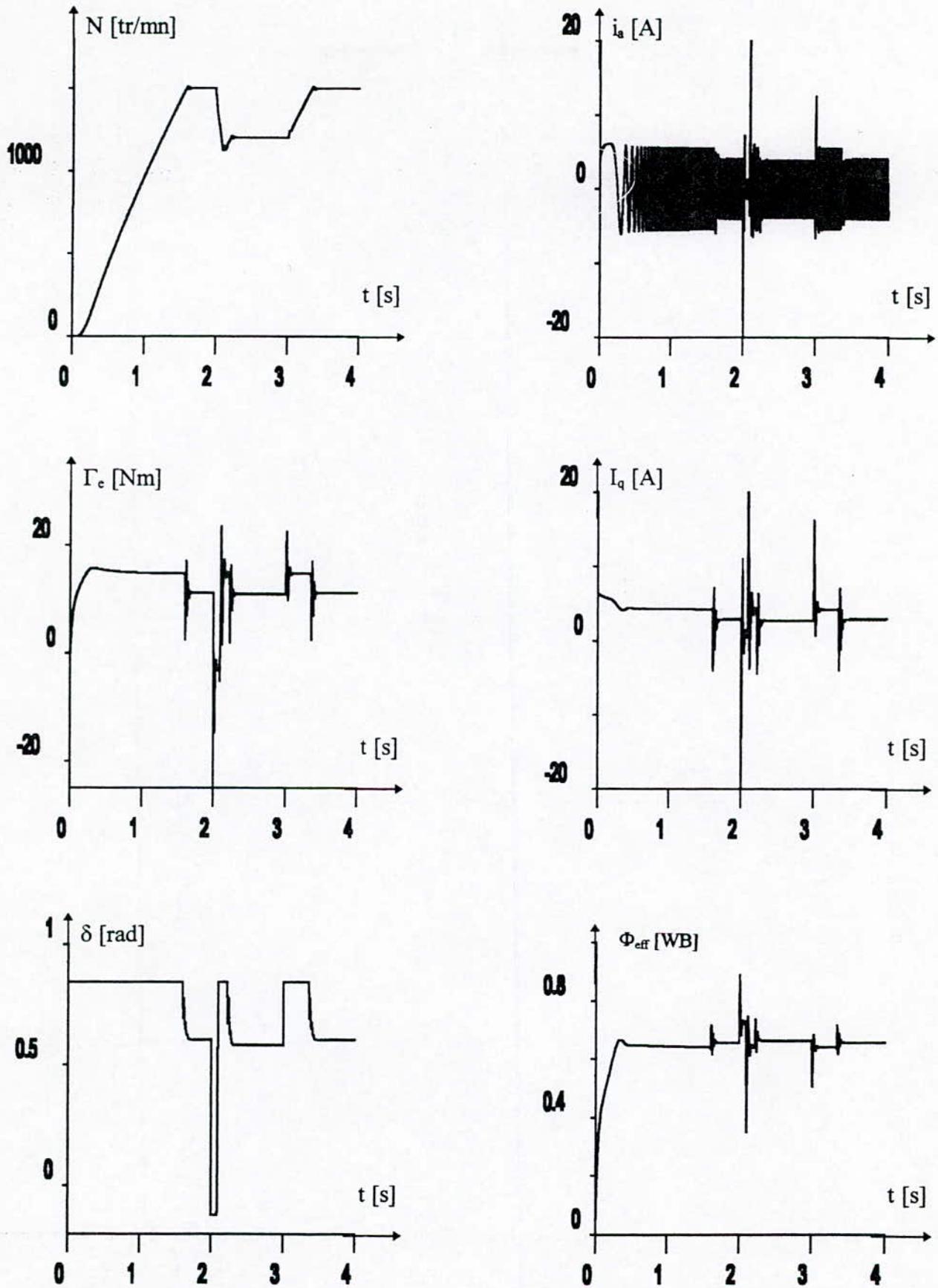
Les valeurs limites de la grandeur de commande sont choisies selon la dynamique et le domaine de fonctionnement.



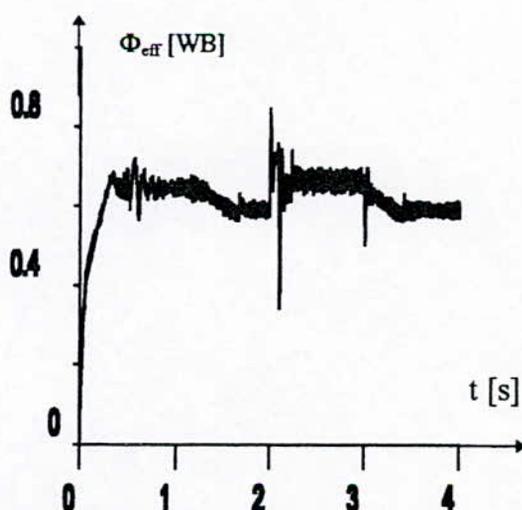
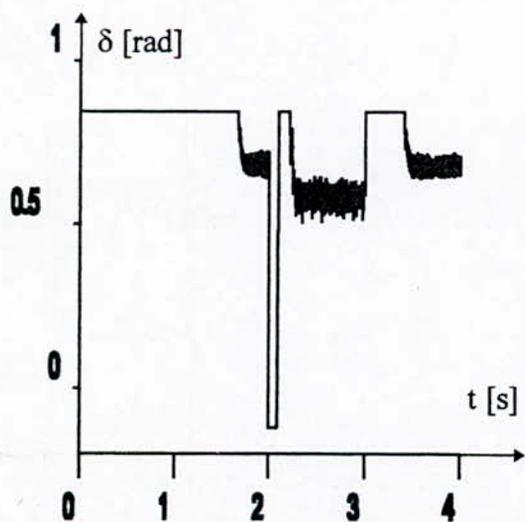
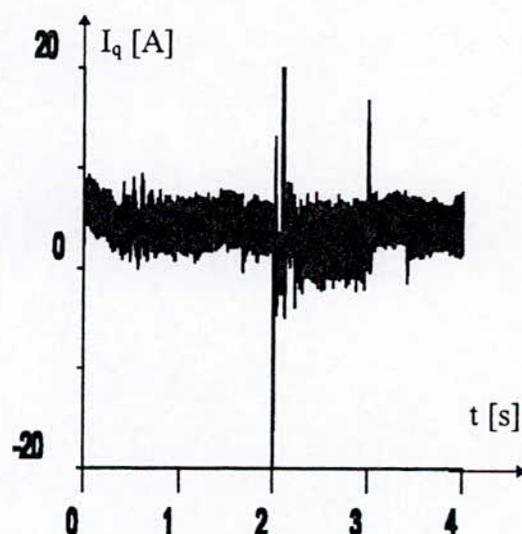
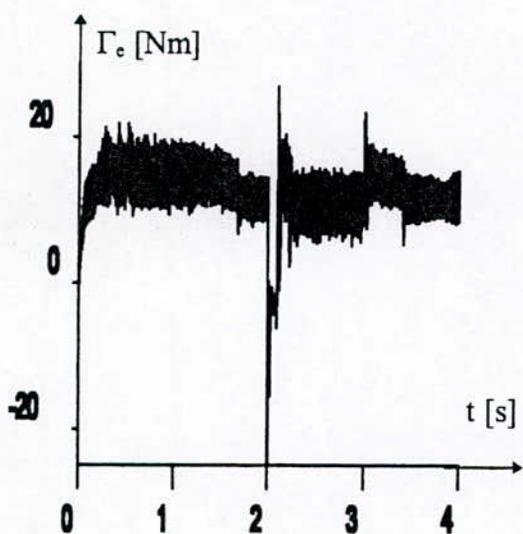
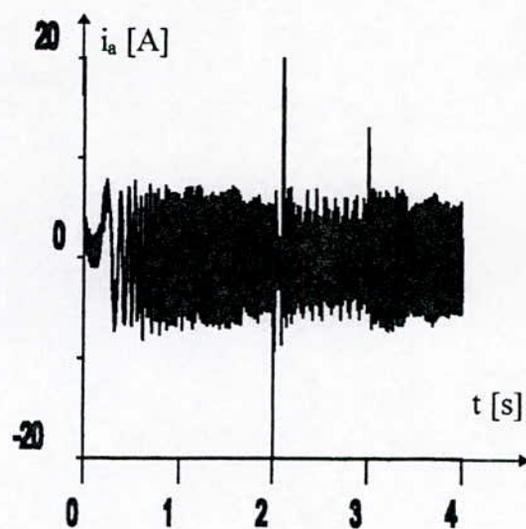
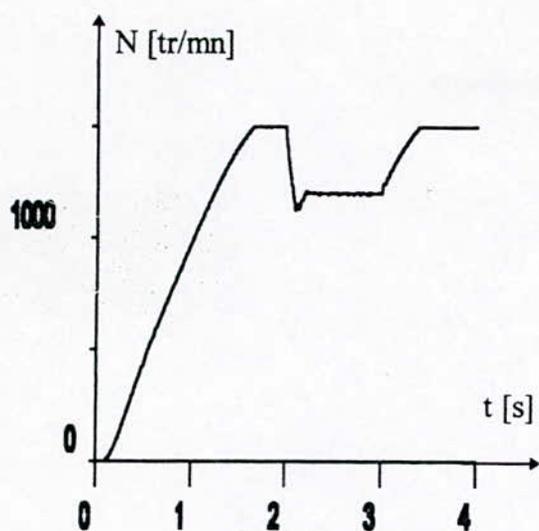
(Fig V.1) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors d'une variation de la vitesse de consigne ($\Gamma_r = cc. \omega$)



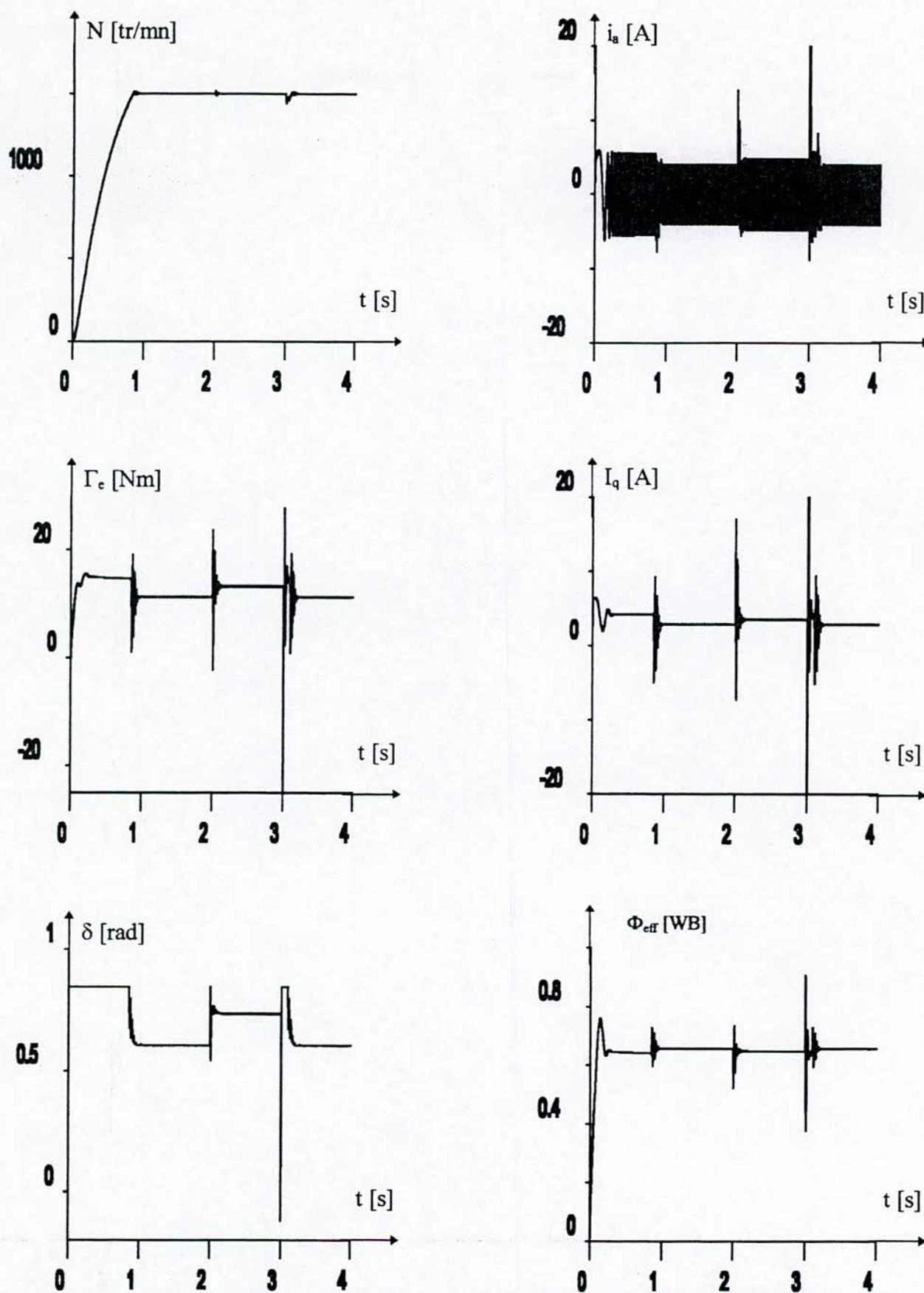
(Fig V.2) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur à commande MLI, lors d'une variation de la vitesse de consigne ($\Gamma_r = cc. \omega$).



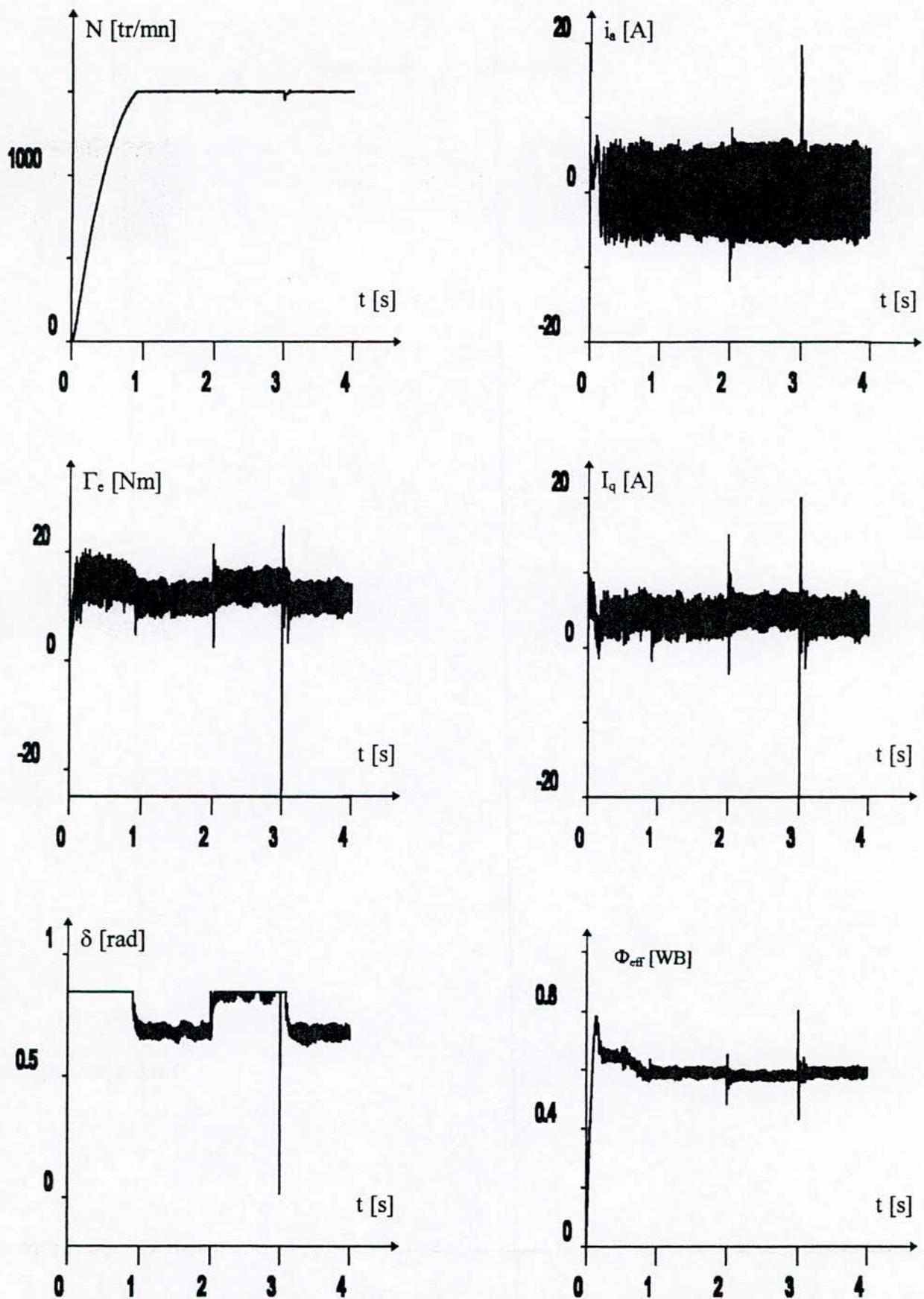
(Fig V.3) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors d'une variation de la vitesse de consigne ($\Gamma_r=10Nm$).



(Fig V.4) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur à commande MLI, lors d'une variation de la vitesse de consigne ($\Gamma_r = 10$ Nm).



(Fig V.5) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur parfait, lors d'une variation du couple résistant.



(Fig V.6) Réponse de la MSA, alimentée par un onduleur à commande MLI, lors d'une variation de la charge.

V.5 ETUDE DE LA ROBUSTESSE DU REGLAGE D'ETAT

Dans les réglages industriels, les paramètres du système à régler ne sont pas connus exactement. On admet toujours des erreurs de 10 à 20% environs. Les phénomènes les plus souvent sont l'échauffement des conducteurs et la saturation des circuits magnétiques. Ces phénomènes influent considérablement sur la linéarité du système.

V.5.1 Robustesse vis-à-vis les variations des paramètres de la machine

Afin d'évaluer la robustesse du réglage d'état par rapport au différentes variations des paramètres électriques et mécaniques, nous traitons le comportement dynamique lors d'un démarrage relatif à un retour d'état nominale, pour une variation des paramètres : R_s , R_r , L_r , L_s , J et M_{sr} .

- On constate, pour une augmentation de 50% de la résistance statorique, le temps de réponse augment par rapport à celui sans variation paramétrique (Fig V.7.a).
- L'augmentation de 25% de la résistance rotorique R_r rend la MSA plus lente par rapport au cas sans augmentation (Fig V.7.b).
- L'effet de l'échauffement de la MSA provoque une augmentation des résistances statorique et rotorique. Afin de connaître l'influence de l'échauffement sur le comportement dynamique de la machine, nous avons effectué une simulation pour une augmentation de 50% de la résistance R_s et de 25% de R_r simultanément. D'après les figures (Fig V.8.a) on constate bien que l'échauffement rend la machine plus lente.
- L'effet de la saturation de la MSA diminue les inductances propres statoriques et rotoriques et la mutuelle. Pour établir son effet, nous avons fait une diminution de 5% des valeurs nominales. On remarque que cette variation influe légèrement sur le temps de réponse du système. Le couple devient légèrement ondulé (Fig V.8.b).
- La variation du moment d'inertie peut être interprété comme une charge qui s'ajoute au couple résistant. Elle ne fait que ralentir le système. Ceci est remarquable d'après la simulation faite pour une augmentation de 10% de la valeur nominale (Fig V. 9.a).
- Le comportement dynamique lors d'un fonctionnement soumis aux variations simultanées de R_s , R_r , L_r , L_s , J et M_{sr} est montré par la figure (Fig V.9.b). On remarque que le phénomène de ralentissement se multiplie.

V.5.2 Robustesse vis-à-vis les variations du point de fonctionnement

a: La variation de la vitesse de consigne

Il s'agit d'examiner le comportement dynamique de la MSA lors du démarrage à des vitesses de consigne inférieures à la vitesse nominale.

Les vitesses de consigne à appliquer doivent être dans des plages de vitesse différentes. Nous appliquons donc les consignes suivantes :

- $n = 300$ tr/mn vitesse faible par rapport à la vitesse nominale (Fig V.10.a)
- $n = 700$ tr/mn vitesse moyenne par rapport à la vitesse nominale (Fig V.10.b)

D'après les simulations (Fig V.10.a), (Fig V.10.b), nous constatons que les performances du réglage sont dégradées pour les deux valeurs de consigne. La vitesse de rotation suit la consigne mais elle présente des ondulations autour de cette dernière.

b: La variation de la charge

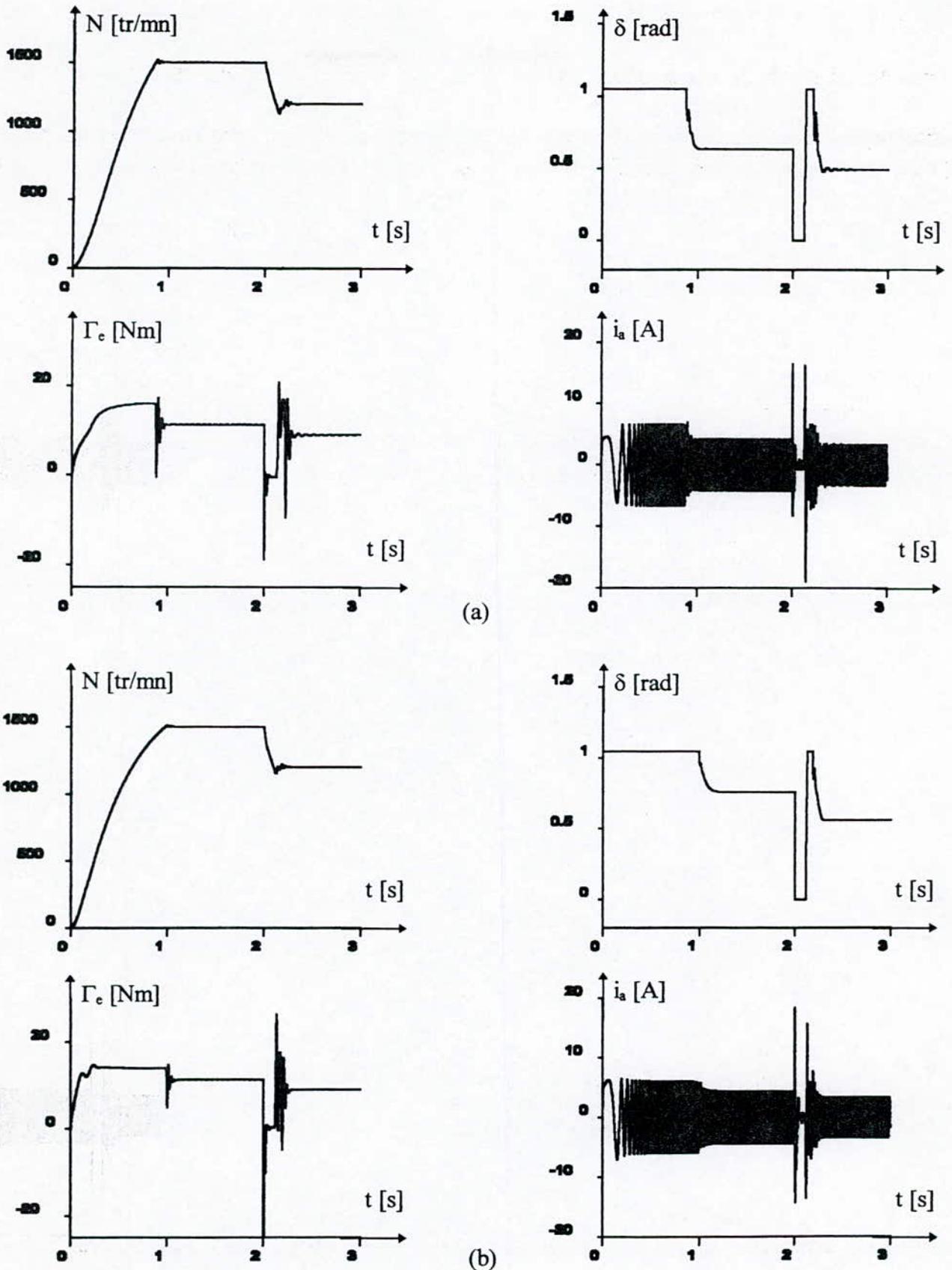
Le dimensionnement du réglage est fait pour le fonctionnement en charge. La figure (Fig V.11.b) montre l'allure des grandeurs électriques et mécanique lors d'un démarrage à vide. Nous remarquons que la grandeur de commande présente des fluctuations importantes, ce qui affecte le couple et par conséquent la forme d'onde de la vitesse.

CONCLUSION

D'après les résultats obtenus, nous constatons que les variations des paramètres de la machine n'affectent pas d'une façon appréciable les performances du réglage d'état. En effet l'impact le plus important est la dynamique lente du système. On peut dire que le réglage par retour d'état appliqué à la MSA est robuste vis-à-vis les variations paramétriques.

Lors de la grande variation de la consigne, Les performances du réglage d'état présentent autant plus de fluctuations que la vitesse de consigne s'éloigne de la vitesse nominale

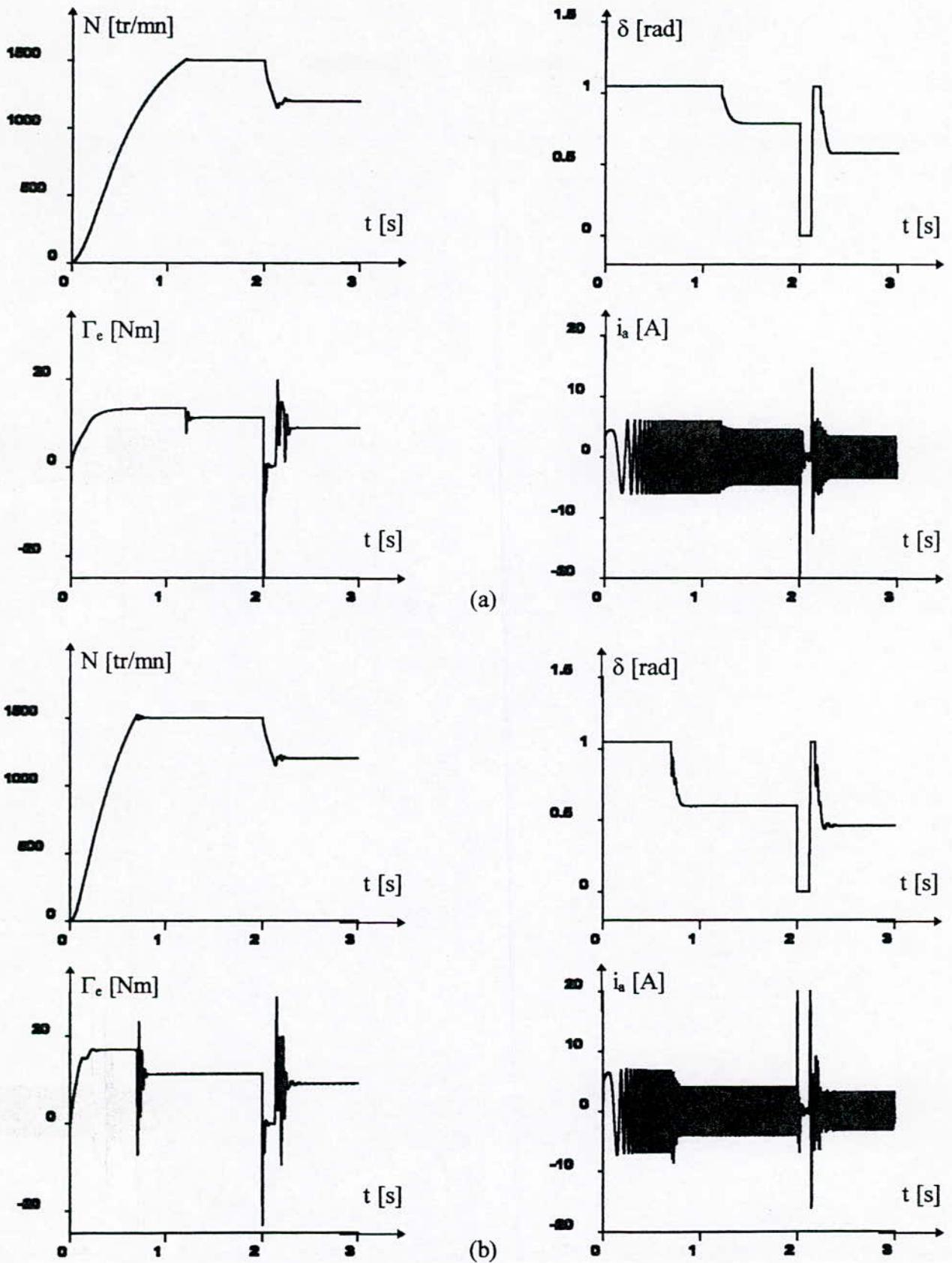
Le réglage d'état appliqué à la MSA alimentée en tension perd ces performances vis-à-vis les grandes variations de la charge.



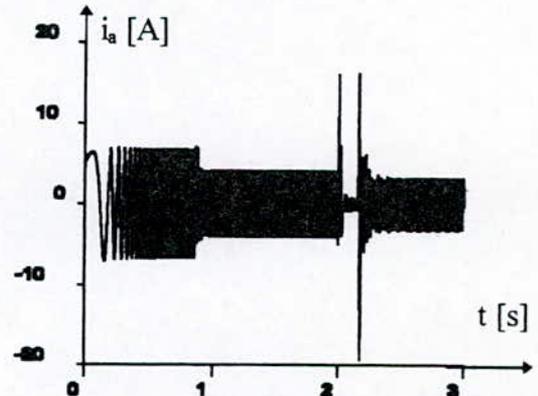
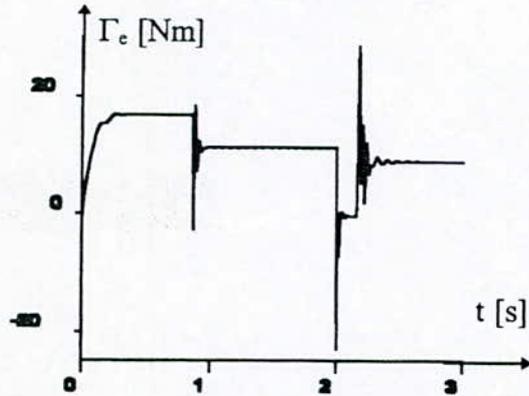
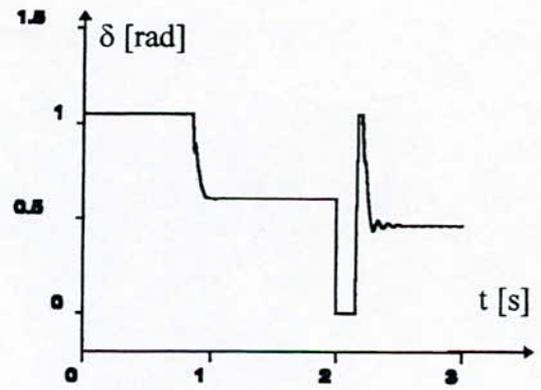
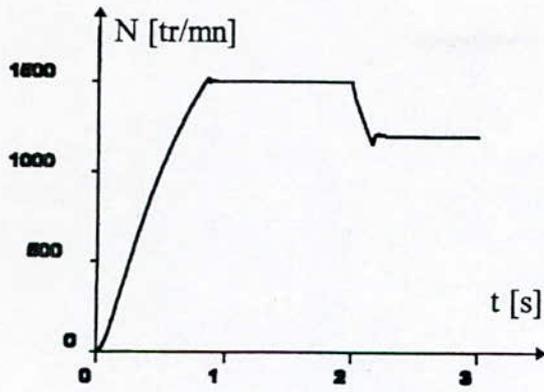
(Fig V.7) Tests de Robustesse du réglage d'état:

(a) Vis-à-vis l'augmentation de 50% de la résistance statorique ;

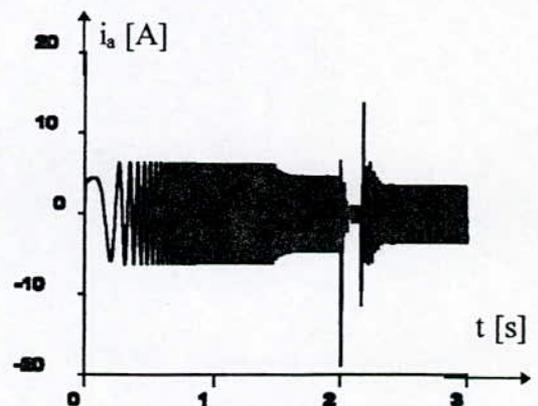
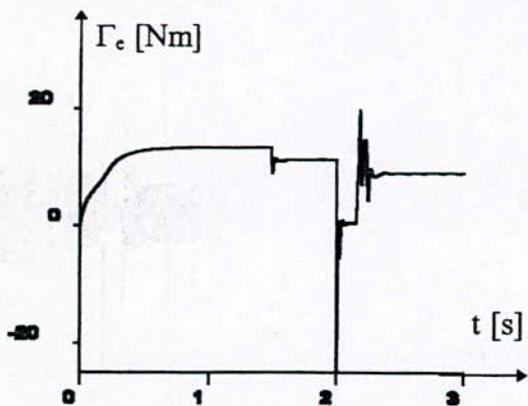
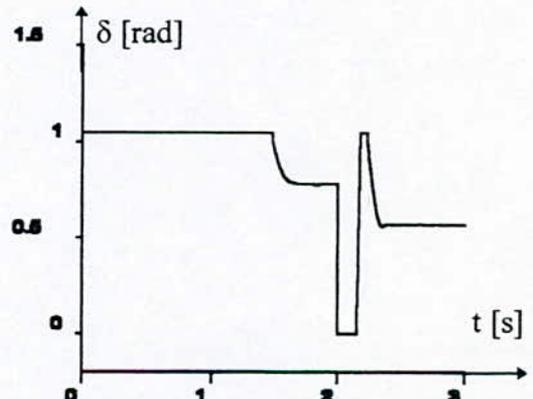
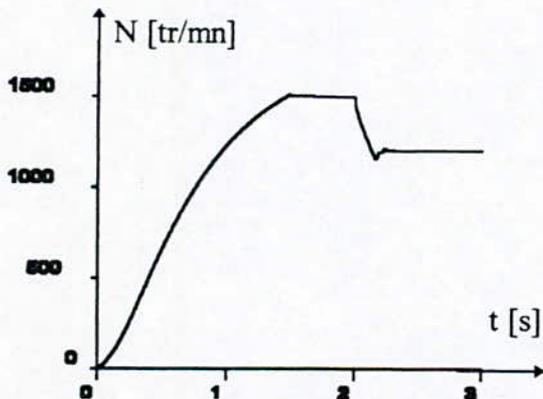
(b) Vis-à-vis l'augmentation de 25% de la résistance rotorique.



(Fig V.8) Tests de robustesse du réglage d'état :
 (a) Vis-à-vis l'augmentation de 50% de R_s et de 25% de R_r ;
 (b) Vis-à-vis la diminution de 5% de L_s , L_r et M_{sr} .



(a)

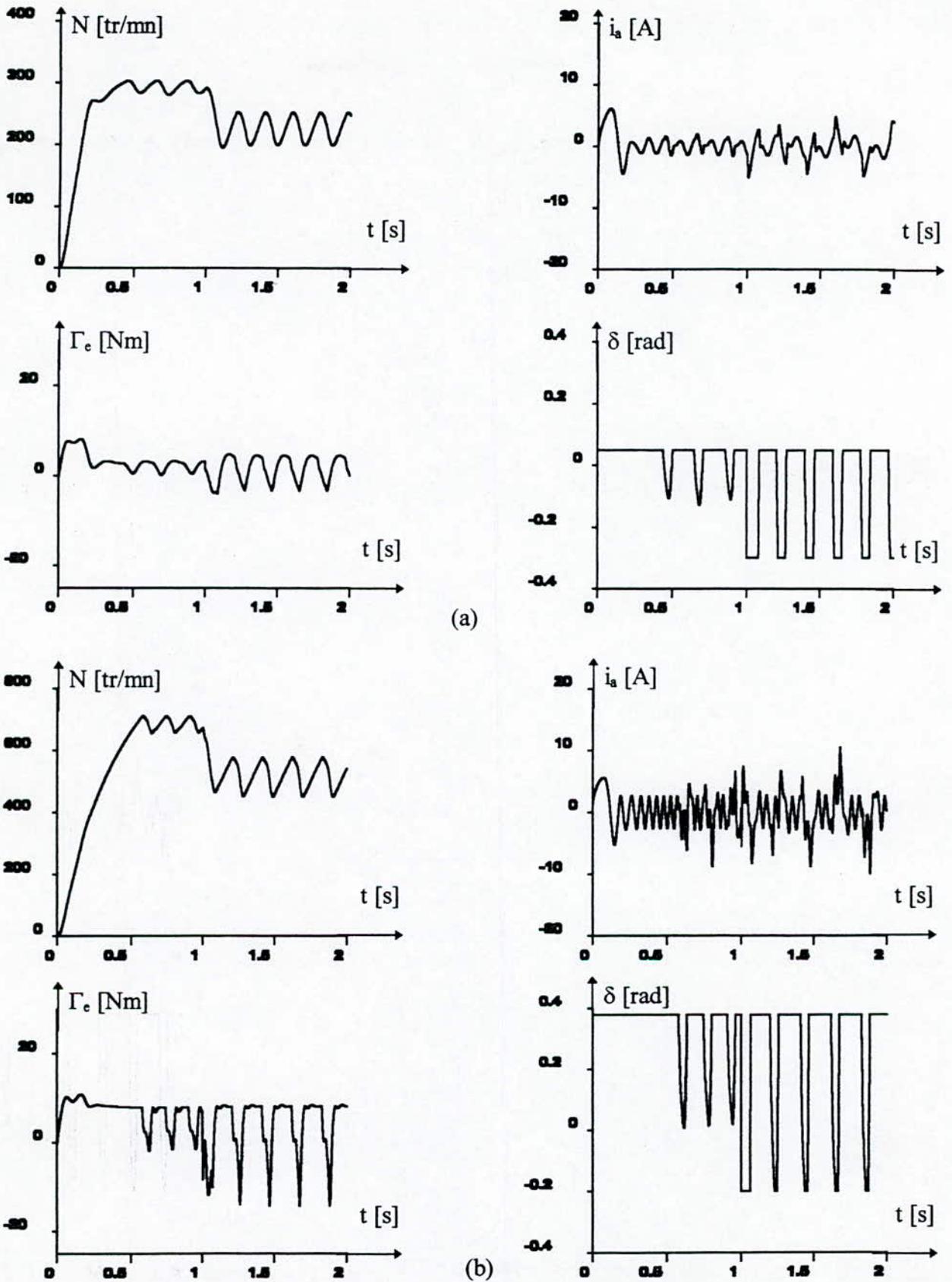


(b)

(Fig V.9) Tests de robustesse du réglage d'état :

(a) Vis-à-vis l'augmentation de 10% de J ;

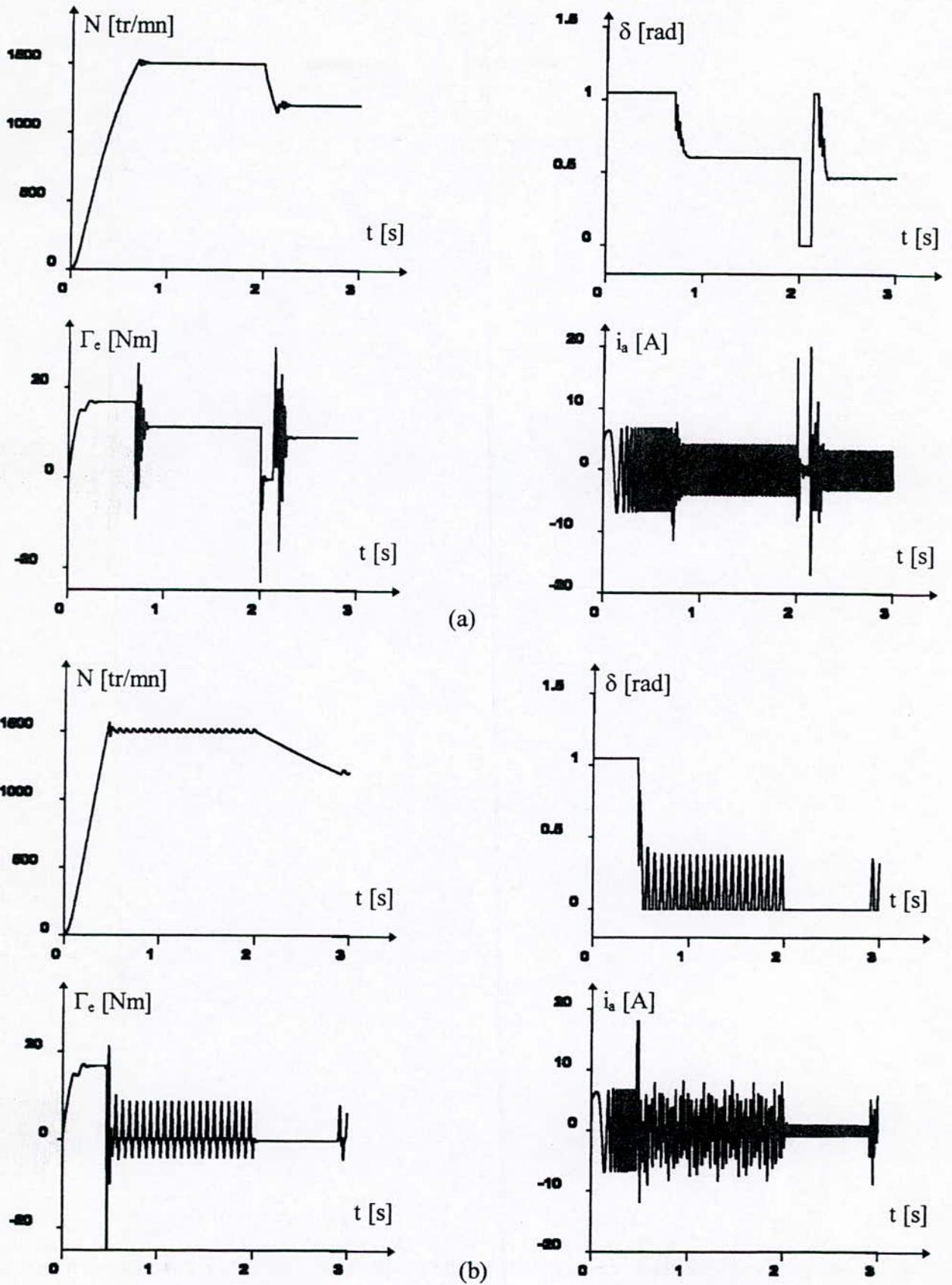
(b) Vis-à-vis l'augmentation de 50% de R_s , de 25% de R_r et 10% de j et de la diminution de L_s , L_r et M_{sr} de 5%.



(Fig V.10) Tests de robustesse du réglage d'état vis-à-vis des grandes variations de la vitesse de consigne :

(a) démarrage à 300 tr/mn ;

(b) démarrage à 700 tr/mn.



(Fig V.11) Tests de robustesse du réglage d'état vis-à-vis les grandes variations de la charge :
 (a) démarrage en charge ($\Gamma_r = cc. \omega$) ;
 (b) démarrage à vide.

COMPARAISON

Après avoir appliqué le réglage par mode de glissement et le réglage par retour d'état sur la machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Il est judicieux de compléter notre étude par une comparaison entre les deux types de commande.

Les réponses des deux modes de réglage sont satisfaisantes, lors de la variation de la grandeur de consigne. Nous notons que le réglage par retour d'état présente des dépassements plus grands devant celui du réglage par mode de glissement (Fig II.1) (Fig V.1).

L'augmentation de la valeur limite supérieure et la diminution de valeur limite inférieure de la grandeur de commande rendent la dynamique du système plus rapide pour les deux types de réglage, mais augmentent aussi le dépassement de la réponse en vitesse.

La machine perd ces performances lors du démarrage à vide pour le réglage par retour d'état (Fig V.11.b). Ce qui n'est pas le cas pour le réglage par mode de glissement. Ce dernier donne des performances incontestables par rapport à la grande variation de la charge (Fig III.1) (Fig III 5).

Les performances du réglage par retour d'état se dégradent lors d'une grande variation de la référence (moyenne ou faible vitesse) (Fig V10.b) (Fig V10.a). Par contre, le réglage par mode de glissement maintient ces performances pour les vitesses moyennes (Fig III.10.b). Tandis que pour les faibles vitesses, le réglage est moins performant (Fig III.9.a).

Les variations paramétriques n'affectent pas les performances du réglage. Elles ne font que ralentir le système pour les deux modes de réglage.

L'alimentation par un onduleur MLI n'affecte pas les performances des deux types de réglage mais elle engendre des ondulations aux niveaux des grandeurs électriques et électromagnétiques.

CONCLUSION GENERALE

Notre travail présente une commande de vitesse de la MSA alimentée en tension en utilisant deux techniques de réglage, à savoir le réglage par mode de glissement et le réglage par retour d'état.

Le réglage par mode de glissement possède une qualité de réglage meilleure que celle du réglage par retour d'état lors d'une variation de la consigne. Ceci se manifeste par un faible dépassement de la vitesse ainsi que l'absence des pics dans les réponses du couple et du courant.

Le réglage par mode de glissement possède l'avantage d'être plus robuste vis-à-vis la grande variation de la charge. Ce qui n'est pas le cas pour le réglage par retour d'état.

Le réglage par mode de glissement offre des qualités meilleures pour une large gamme de vitesse de consigne. Ce qui n'est pas possible avec un réglage par retour d'état.

Les variations des paramètres de la machine n'affectent pas les performances des deux types de réglage. Ces variations ne font que ralentir le système.

L'alimentation par un onduleur MLI n'affecte pas les performances des deux types de réglage. En effet, l'impact le plus important est, l'apparition des ondulations des grandeurs électriques et mécaniques.

La limite supérieure de la grandeur de commande doit être supérieure à l'angle de calage correspondant à la plus grande vitesse de consigne. En outre, la limite inférieure de la grandeur de commande doit être inférieure à l'angle de calage correspondante à la plus petite vitesse de consigne.

En perspective, de nombreuses directions intéressantes pouvant compléter notre travail sur la MSA. Parmi lesquelles, on peut citer :

- Le réglage par mode de glissement avec observateurs ;
- L'extension du réglage par mode de glissement monovariante au réglage par mode de glissement multivariante ;
- Dimensionnement robuste du réglage par mode de glissement
- Le réglage de position par mode de glissement.

ANNEXE

CARACTERISTIQUES DE LA MACHINE UTILISEE

- $P_a = 1.5 \text{ kW}$
- $N = 1500 \text{ tr/mn}$
- $V_e = 220 \text{ V}$
- $p = 2$
- $R_s = 4.8 \text{ } \Omega$
- $R_r = 160 \text{ } \Omega$
- $L_s = 0.16 \text{ H}$
- $L_r = 13 \text{ H}$
- $M_{gr} = 1.4 \text{ H}$
- $I_r = 1 \text{ A}$
- $f = 8.10^{-3} \text{ Nm.s/rad}$
- $J = 4.10^{-3} \text{ Nm.s}^2/\text{rad}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] F. KHENE, "Etude par simulation de réglage d'état échantillonné en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", Thèse de Magister, ENP, 1993.
- [2] M.S. BOUCHERIT, L. NEZLI, A. BOUMEDIENE, N.K. M'SIDI et W. KOCZARA, "Etude des performances du réglage d'état appliqué à une MSA alimentée en tension" Journal of technology, special issue, proceedings of CEA'94, Mars 1995.
- [3] B. DE. FORNEL, Machine à courant alternatif alimentée à fréquence variable par convertisseur statique; Etude des ondes de courant et de tension; Comportement en régime permanent et transitoire", Thèse de Doctorat Es Science Physique, INPL, Toulouse, 1976.
- [4] A.I. SAID, "Etude des caractéristiques d'un dispositif à vitesse variable réalisé à partir d'une machine synchrone alimentée en tension par un convertisseur statique et autopilotée", Thèse de doctorat-ingénieur, université de P. Sabatier, Toulouse, 1975.
- [5] B.K. BOSE, "Power electronics and AC drive", Prentice-Hall, 1986.
- [6] A.K. LOTFI, "Définition et mise en œuvre d'une structure de commande numérique de la machine synchrone autopilotée", Thèse de Doctorat-Ingenieur, INP, Toulouse, 1981.
- [7] A. BOUMEDIENE, "Etude par simulation numérique du réglage d'état échantillonné de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.
- [8] O. BOUCHHIDA et B. GUEMARI, "Synthèse de la commande par retour d'état échantillonné appliqué à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension", PFE, ENP, Alger, 1995
- [9] H. BÜLER, "Conception des systèmes automatiques", Presses Polytechnique de Romandes, Lausanne, 1987.
- [10] H. BÜHLER, "Réglage échantillonné ; Traitement dans l'espace d'état" Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1984.
- [11] H. BÜHLER, "Réglage par mode de glissement", Presses Polytechnique de Romandes, Lausanne, 1986.
- [12] H. BÜHLER " Electronique de réglage et commande", Presses Polytechnique de Romandes, Lausanne, 1985.

- [13] K. BENMANSOUR, "Commande par retour d'état avec observateurs de la machine synchrone autopilotée", PFE, ENP, Alger, 1996.
- [14] G. SEGUIER, " L'électronique de puissance ; les fonctions de base et leurs principales applications ", BORDAS, Paris, 1985.
- [15] G. SEGUIER, F. NOTLET et J.LESSEN, "Introduction à l'électrotechnique approfondie", Tec et Doc Lavoisier, 1981.
- [16] J. CHATELIN, "Machines électriques", Presses Polytechniques Romandes, Tome1, Lausanne, 1993.
- [17] P. BARRET, "Régime Transitoire des machines tournantes" Pris, Eyrolles, 1982.
- [18] M.S.BOUCHERIT,L. NEZLI , A.BOUMEDIENE et N.K. M"SIDI, "Réglage par retour d'état avec adaptation des paramètres d'une MSA alimentée en tension", Revue générale d'électricité .
- [19] L.NEZLI, "Etude en simulation d'une machine synchrone autopilotée", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1994.
- [20] F.BENAMOR et S.MERADI "Réglage par mode de glissement de la machine asynchrone", PFE, ENP, Alger,1996.
- [21] F.BOUDJEMAA, " Commande par mode de glissement ; application au convertisseur statique" Thèse de Doctorat, LAAS (CNRS), Toulouse 1991, France.
- [22] M.S. BOUCHERIT, "Application de l'automatique moderne dans la commande des machines électriques", Thèse de Doctorat, ENP, Alger, 1995.
- [23] W. LEONHARD, "Control of electronic drives", Signer Verlage, 1990.
- [24] P.C. KRAUSE, "Analyses of electronic machinery", M.C Graw-Hill International editions, 1987.
- [25] SEGIER et LABRIQUE, Les convertisseurs de l'électronique de puissance; Conversion continu-alternatif", Tome 4, Tec et Doc Lavoisier, 1989.
- [26] M.ISADI, "Modélisation et identification d'une générateur synchrone couplé au réseau" Thèse de Doctorat-Ingenieur, INP, Lorraine, 1979.
- [27] M.Y. DONG.LI Etude comparative des lois de commande des machines asynchrones alimentée par un onduleur de tension MLI, Réalisation d'une commande numérique de positionnement", Thèse de Doctorat, INPL, Lausanne, 1987.

- [28] N. BOUDJERDA, "Etude et analyse des techniques MLI dérivées de la triangulo-sinusoïdale; Etude de leurs effet sur le comportement du asynchrone alimentée par un onduleur de tension", Thèse de Magister, ENP, Alger, 1993.
- [28] R.PERRET, "La machine synchrone autopilotée", Journée d'électronique de puissance E.P.C, Université Blaise Pascal, Clermont Ferrand, 1987.
- [29] S.Y. HUI et H.R. BOLTON, "Microcomputer controlled synchronous motor drives; Electric machines and power systems, N°12, 1987.