

7/96

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

COMMANDE PAR RETOUR D'ETAT
AVEC OBSERVATEURS DE
LA MACHINE SYNCHRONE AUTOPILOTEE

Proposé par :

M. S. BOUCHERIT
L. NEZLI

Etudié par :

M. K. BENMENSOUR

Dirigé par :

M. S. BOUCHERIT
L. NEZLI

PROMOTION
JUIN 1996

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية

MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

Proposé par ;

Etudié par :

Dirigé par :

PROMOTION

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à:

Ma mère;

Mon père;

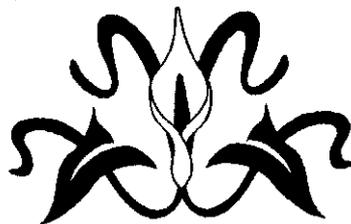
Mes frères et soeurs;

Ma famille;

Tous mes amis spécialement Said.

أهداءً...

إلى الذين كانوا سبباً في وجودي. بل كل شيء فيه... أبي وأمي.
إلى أختي وأخوتي وكافة أفراد عائلتي.
إلى أصدقائي الذين يحزنون عليّ أن أميّز من بينهم أحداً.
إلى أساتذتي الأفاضل.
ثم إلى كل من ساهم في تمام هذا العمل من قريب أو بعيد.
وأخيراً...
إلى كل من يؤمن أن: النجاح يبدأ من الضياع بأبسط الواجبات
اليومية. على أن الجهد المنهجي هو
الخطوة الأولى لذلك.
أهدي ثمرة جهدي هذا.



REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans cette mémoire a été effectué au département de génie électrique de l'école nationale polytechnique, dirigés par M^{rs} M.S. BOUCHRIT et L. NEZLI chargés de cours à l'ENP.

Je présente l'expression de ma profonde gratitude pour tous les conseils et les encouragements que m'ont présentés M M.S. BOUCHERIT et L. NEZLI. Pendant toute la durée de ce travail.

Je remercie vivement Monsieur D. BOUKHETALA, chargé de cours à l'ENP pour les conseils.

Nos remerciements vont aussi à S. BARKATI et F. BENAMOR, pour l'aide morale et matériel qui nous a permis de porter à bien ce mémoire, et pour l'attention qui nous a été prêter durant toute l'année.

Mes remerciements aussi à O. BOUCHHIDA, Z. TIDJANI, S. LABIOD, M. GAREH et B. HEMZI.

Je tiens à remercier également ma Soeur ainsi que son mari M. BENAIACH pour leurs encouragements ainsi que leur aide matérielle.

Nous tenons à remercier tous les enseignants qui ont contribué à notre formation. Ainsi,

nos remerciements vont également à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce modeste travail.

Que tous les étudiants de la spécialité électrotechnique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

يهدف هذا المشروع إلى دراسة تصميمية للتحكم بعودة
الحالة العددية باستعمال الحاسوب، المطبق على الماكينة
المتزامنة ذات القيادة الذاتية المغذاة بتوتر.

في البداية قدمنا النموذج الرياضي للجملة - الماكينة مع للموج
المراقب بـ استراتيجية MLI - ونتائج المحاكاة العددية للاشتغالات
في حالة دائرة تحكم مفتوحة.

في المرحلة الموالية قمنا بعرض تفصيل التحكم بعودة الحالة
واستظهار للنتائج المتحصل عليها.

كما قمنا بتقديم ملاحظ الحالة مع هذا التحكم على نوعين:
النوع الأول يتمثل في ملاحظ الحالة باعتبار الاضطرابات،
أما الثاني أبرزنا فيه بالخصوص ملاحظ الحالة المختزل
(Luenberger) وإظهار فعالية وصلاحيته هذين النوعين

SOMMAIRE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Introduction générale	1
CHAPITRE I: MODELISATION DE L'ASSOCIATION CONVERTISSEUR- MSA	
I.1 Description du système à régler	3
I.2 Modélisation de la machine synchro.	4
I.2.1 Modèle de PARK de la machine synchrone	5
I.2.2 Simulation et Interprétation en boucle ouverte	8
I.3 Modélisation de l'alimentation de la machine	11
I.3.1 Modélisation du redresseur	11
I.3.2 Modélisation du filtre	12
I.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension	13
I.3.4 Modulation de largeur d'impulsion (M.L.I)	14
I.4 Modélisation de l'association CONVERTISSEUR- machine	15
I.5 Simulation et Interprétation	17
I.6 Conclusion	18
CHAPITRE II: REGLAGE PAR RETOUR D'ETAT ECHANTILLONNE DE LA MSA	
II.1 Equation d'état échantillonné	21
II.2 Structure générale du réglage d'état	22
II.3 Equation du système	23
II.3.1 Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état	25
II.3.2 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de perturbation.....	25
II.4 Représentation d'état continu du système à régler	26
II.4.1 Représentation d'état échantillonné de la MSA	27
II.4.2 Dimensionnement du réglage d'état	28
II.5 Dispositif anti-windap	29
II.6 Simulation et Interprétation	30
II.6 Conclusion	31
CHAPITRE III: REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR	
III. 1 Observateur d'état global	
III.1.1 Structure de l'observateur	40

III.1.2	Système d'équations.....	41
III.1.3	Synthèse de l'observateur	
III.1.3.1	Détermination du gain de l'observateur à laide de la forme canonique d'observation	42
III.1.4	Réglage d'état avec observateur	
III.1.4.1	Structure de réglage d'état avec observateur	44
III.1.5	Simulation et interprétation.....	45
III.2	Observateur d'état et de perturbation	
III.2.1	Structure de l'observateur d'état et de perturbation	40
III.2.2	Synthèse d'équations.....	41
III.2.3	Synthèse d'observateur.....	41
III.2.4	Réglage d'état avec observateur	
III.2.4.1	Structure de réglage d'état avec observateur.....	45
III.2.5	Simulation et interprétation.....	46
CHAPITRE IV: REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR REDUIT		
IV.1	Structure de l'observateur de Luenberger	62
IV.2	Equation de l'observateur	62
IV.3	Conditions d'existence du reconstituer	63
IV.4	Détermination des matrices de l'observateur	64
IV.5	Réglage d'état avec observateur.	
IV.5.1	Structure générale	68
IV.5.2	Système d'équation	68
IV.5.3	Simulation et interprétation	70
IV.6	Conclusion	76
	Conclusion générale	77
	Annexe	
	Bibliographie	

NOTATIONS

C_n	: Couple nominale
d-q	: Axe direct (en quadrature)
F	: Matrice d'état
h_u	: Vecteur d'entrée du système échantillonné.
hw, hv	: Vecteur d'entrée de la grandeur de consigne et de la grandeur de perturbation.
$i_{a,b,c}$: Courants instantanés des phases de la machine.
i_{rq}	: Courant d'excitation.
i_{sd}, i_{sq}	: Courant statorique d'axe, direct et en quadrature.
I	: Matrice identité.
L_s, L_r	: Inductance cycliques statorique et rotorique par phase.
M_{sr}	: Inductance mutuelle stator-rotor.
R_s, R_r	: Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.
T	: Constante de temps électrique .
T_e	: Période d'échantillonnage.
σ	: Coefficient de dispersion.
P	: Nombre de paire de pôles.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
C_r	: Couple résistant.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante.
θ	: Position angulaire.
ω	: Vitesses angulaires de rotation du rotor
δ	: Angle de calage

- V : Tension.
- i : Courant.
- S : Variable de laplace.
- K : Matrice de contre-réaction du vecteur d'état du système.
- K_r : Coefficient de la contre réaction d'état lié au régulateur intégrateur.
- K_w, K_v : Coefficient de l'intervention directe de la grandeur de consigne et de perturbation.
- $V_{a,b,c}$: tensions instantanées de phases de la machine.
- V_{sd}, V_{sq} : tensions statoriques d'axe, direct et quadrature.
- V_f : Tension d'excitation.

Les autres termes sont définis dans la mémoire.

INTRODUCTION GENERALE



L'un des vieux rêves de l'ingénieur, est la possibilité de prédéterminer les phénomènes physiques qu'il étudie, sans recourir systématiquement à l'expérience physique au préalable.

Pour satisfaire cette demande, les chercheurs ont sans cesse essayé de mettre en « équations » des phénomènes physiques, de résoudre ces équations et de comparer les résultats de calcul aux données expérimentales. Lorsque la comparaison est satisfaisante et la physique assez bien comprise, ces équations reçoivent alors le label de « modèle mathématique ».

Ainsi, durant les trente dernières années, les instruments de travail de l'ingénieur ont subi d'énormes évolutions. A la place des catalogues contenant des formules toutes faites et des abaques toutes tracées, l'ingénieur ressent de plus en plus le besoin de « revenir aux sources », en se tournant de nouveau vers les principes fondamentaux de la physique, vers les équations qui en découlent mais aussi vers les méthodes de résolution de ces dernières.

L'électrotechnique est une branche de la physique qui depuis longtemps se trouve être le champ d'application des progrès de la résolution numérique.

A travers ce travail nous allons essayer d'appliquer cette méthodologie « modélisation puis résolution », à l'étude dans le domaine de la commande des machines électriques qui s'oriente de plus en plus vers l'application des techniques modernes de l'automatique à la machine synchrone.

Dans les applications nécessitant des variations de la vitesse ou de position, les machines à courant continu feront les premières à faire leur apparition sur le marché industriel. Ceci grâce à la simplicité de la commande de ces machines qui se conjugue à celle de la réalisation du variateur associé.

Avec le développements de l'électronique de puissance, les entrainements réglés à courants alternatifs commencèrent à apparaitre sur le marché. Les machines à courants alternatifs présentent l'avantage d'être plus robuste et de ne pas avoir de collecteur mécanique.

Le variateur de vitesse associé à la machine asynchrone est utilisé depuis plus d'une dizaine d'années. Cependant les applications industrielles se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissance (0.5 MW à 50 MW) en raison des possibilités de la commutation naturelle. Actuellement, l'utilisation de la machine synchrone s'étend aux faibles puissance inférieure de 10 KW pour des applications dans les domaines aussi nombreux qui variés (Traction électrique, Aéronautique, Robotique,...). Cet important développement est essentiellement dû aux caractéristiques même de la machine (absence de collecteur, couple massique important) et au fait que l'électronique de commande pour la conduite de ces processus reste relativement simple.

Dans le premier chapitre, nous faisons un rappel sommaire sur le principe de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension. Nous présentons ensuite une modélisation du système globale à régler, qui comporte une MSA alimentée par onduleur de tension MLI.

Le deuxième chapitre développé le réglage par retour d'état appliqué a la machine synchrone autopilotée, dans le modèle est linéarisé autour d'un point de fonctionnement nominale. En suite par utilisation de la méthode d'imposition des pôles du système échantillonné en boucle fermée, nous déterminons le coefficient du réglage.

L'observateur globale et de la perturbation avec réglage d'état sont représentés respectivement au chapitre III.

Enfin, dans le dernier chapitre nous traitons la théorie d'observateur d'ordre réduit (Luenberger), ensuite, on décrira la structure de réglage d'état avec observateur.

CHAPITRE - I-

MODELISATION DE L' ASSOCIATION CONVERTISSEUR-MSA

La machine synchrone autopilotée (MSA) alimentée en tension est un dispositif, qui permet de remplacer les machines à courant continu classique dans les entraînements à vitesse variable. Le variateur de vitesse est constitué d'un onduleur de tension alimentant une machine synchrone dont la fréquence d'alimentation est asservie à la vitesse de rotation [1].

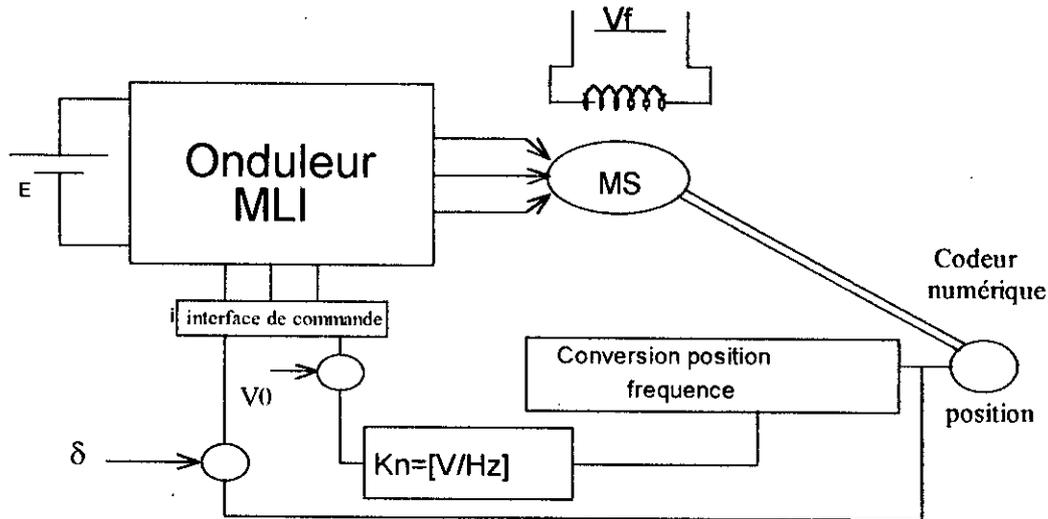
Dans ce chapitre, nous donnons une représentation mathématique de la machine synchrone dans le plan triphasé, puis biphasé selon le modèle de Park. La deuxième partie est consacré à la modélisation de l'association MSA-convertisseur statique.

I.1 Description du système à régler:

Le système à régler est une machine synchrone triphasée alimentée en tension à fréquence et amplitude variable, c'est une machine à pôles lisses et sans amortisseurs, dont le circuit d'excitation est alimenté par une source de tension constante. Pour la variation de vitesse, nous utilisons le principe d'autopilotage, qui consiste à alimenter la machine avec une tension dont la fréquence et la phase sont asservies à la position du rotor [1][2][4][3].

Le convertisseur statique fonctionnant en onduleur de tension alimentant la machine à fréquence variable 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 du rotor.

L'alimentation en tension de la machine synchrone nécessite forcément un contrôle des courants absorbés. Ce contrôle peut intervenir de manière indirecte en utilisant la loi V/f constante assuré par la deuxième boucle de la figure(I.1) [2][3].



Fig(I 1): Schéma du système global à régler.

Ainsi, l'angle δ entre la f.e.m fixée par l'excitation et la tension d'alimentation, dit angle de calage, permet d'agir sur la vitesse de rotation de la machine. Cette angle représente la grandeur de commande pour la machine synchrone [2].

I.2 Modélisation de la machine synchrone:

Afin de réduire la complexité du modèle de la machine, qui est non linéaire et couplé, il est nécessaire de considérer les hypothèses suivants [6][5][4][29]:

- La non saturation du circuit magnétique;
- Les pertes fer sont négligées;
- Une répartition sinusoïdale de la f.m.m dans l'entrefer de la machine;
- Les résistances et les réactances sont considérées indépendantes de la température.

Ainsi, les équations électriques de la machine sont données par [7]:

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

$$\text{avec : } [V] = \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \\ V_f \end{pmatrix} ; [I] = \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{pmatrix} ; [\Phi] = \begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_f \end{pmatrix} ; [R] = \begin{pmatrix} R_a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_c & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_f \end{pmatrix}$$

Les équations du flux sont:

$$\begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \\ \Phi_f \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M & M & M_f \cos \theta \\ M & L_s & M & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ M & M & L_s & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ M_f \cos \theta & M_f \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_f \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \\ I_f \end{pmatrix} \quad (I.2)$$

Les équations ainsi obtenues sont à coefficients variables dans le temps, donc la transformation de Park s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple[8].

1.2.1 Modèle de Park:

Pour obtenir un modèle mathématique plus simple de la machine, il serait plus intéressant d'écrire les équations de fonctionnement de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q). Ainsi, les grandeurs réelles (tension, flux et courant) sont liées aux grandeurs de Park par la relation suivante [6][7][9]:

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Tel que $\theta = \omega t - \delta$ (cas de fonctionnement moteur).

Le référentiel de Park est défini tel que le circuit d'excitation est sur l'axe en quadrature (q). L'ensemble des bobines du stator se transforme en deux bobines fictives S_d et S_q dans le référentiel rotorique, nous pouvons donc représenter la machine par le schéma suivant, figure (I.2):

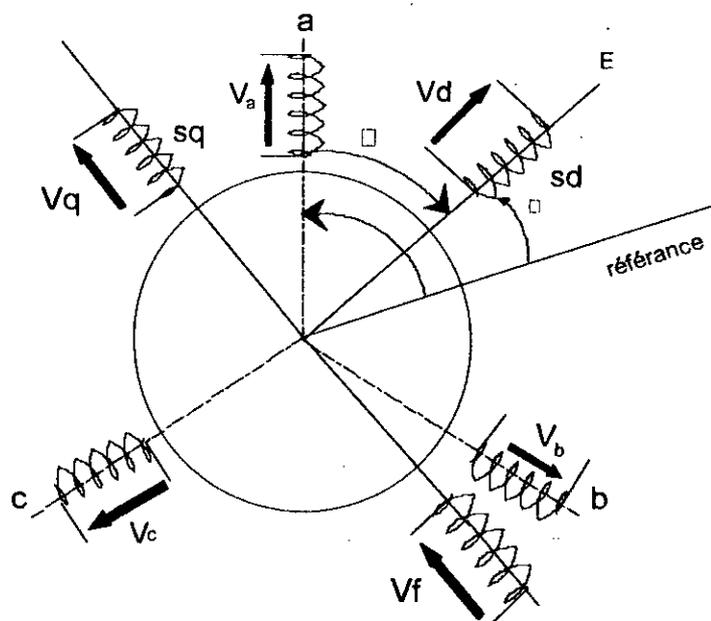


Fig (I.2): Représentation schématique d'une MS.

Ainsi, les équations électriques de la machine synchrone dans le repère de Park (d-q) s'écrivent:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \phi_{sd} - \omega \phi_{sq} \\ V_{sq} &= R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \phi_{sq} + \omega \phi_{sd} \\ V_{rq} &= R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} = -V_f \end{aligned} \quad (I.4)$$

La partie mécanique est régie par l'équation:

$$\begin{aligned} C_{em} - C_r &= \frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} + f \frac{\omega}{P} \\ \text{ou } C_{em} &= P(\phi_{sd} I_{sq} - \phi_{sq} I_{sd}) \end{aligned} \quad (I.5)$$

avec P: nombre de pair de poles.

Connaissant les équations des flux:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & M_{sr} \\ 0 & M_{sr} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

L'équation électrique sous forme matricielle, est présente par:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & \frac{M_{sr}}{L_s} \frac{\omega}{L_s} \\ \frac{\omega}{\sigma} & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_r \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

avec $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$

La machine est alimentée par des tensions sinusoïdales (onduleur parfait) de fréquence égale à celle de la f.e.m et d'amplitude réglable assurant la loi V/f constante. Après la transformation de Park nous obtenons:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \sqrt{3} V_{eff} \cos \delta \\ V_{sq} &= \sqrt{3} V_{eff} \sin \delta \end{aligned} \quad (I.8)$$

où la tension efficace V_{eff} est calculée de façon à assurer la loi V/f constant.

$$V_{eff} = V_0 + K_n \omega \quad (I.9)$$

V_0 : valeur initiale de la tension d'alimentation au démarrage;

K_n : rapport V/ω assurant la loi V/f constant.

Le remplacement de (I.8), dans l'équation (I.4) est le fait que nous n'envisageons pas de réglage par la tension d'excitation V_r , nous permet de rendre le modèle de la MSA monovariante dépendant de l'angle de calage. L'écriture matricielle donne :

- Equations électriques:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & \omega & M_{sr} \frac{\omega}{L_s} \\ \omega & -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} & -\frac{R_r}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}V_{eff}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}V_{eff}}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}V_{eff} M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ V_r \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

-Equation mécanique peut s'écrire:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} (-M_{sr} I_{sd} I_{rq} - f \frac{\omega}{P} - C_r) \quad (I.11)$$

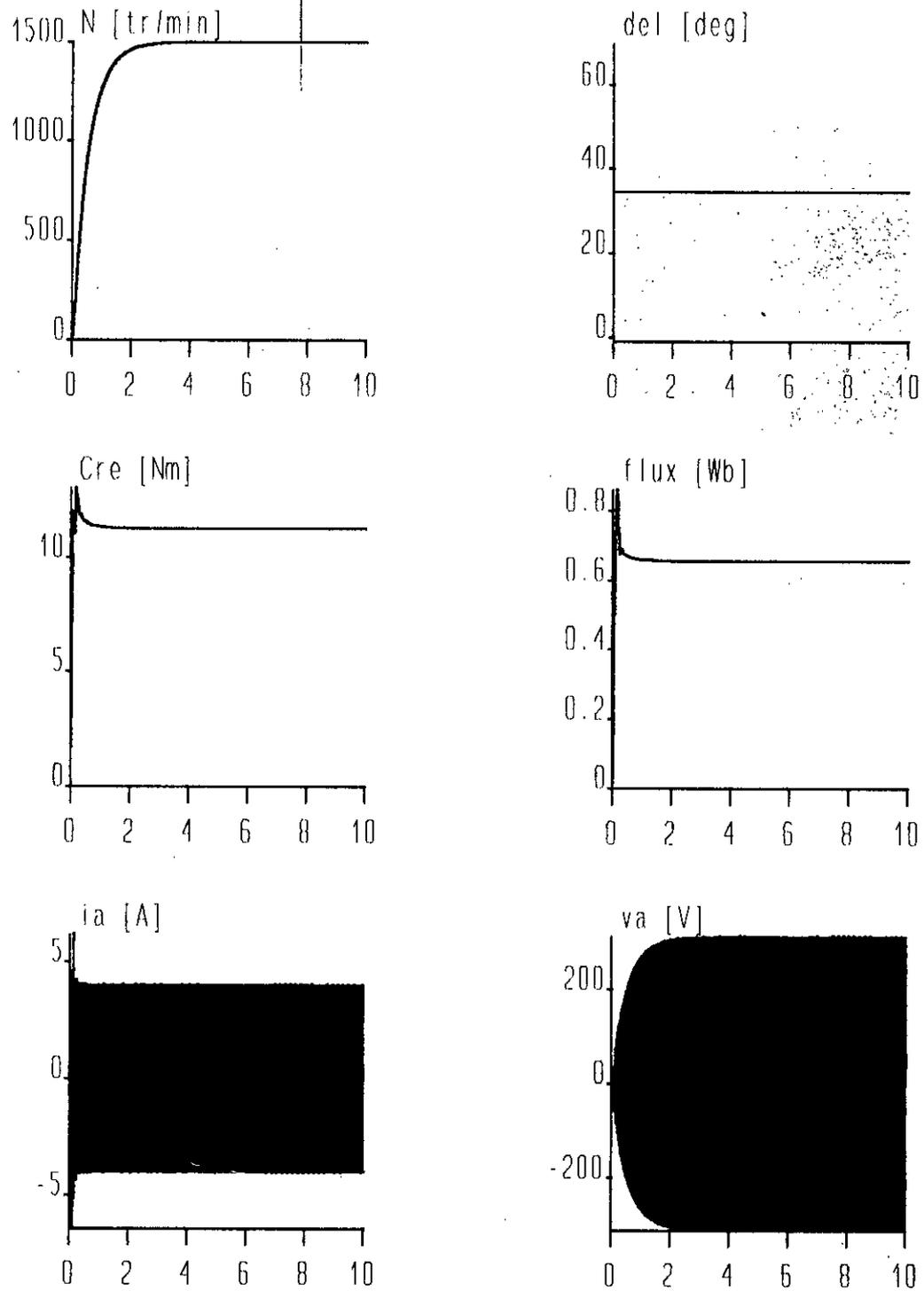
I.2.2 Simulation en boucle ouverte:

Afin d'évaluer les performances de la machine synchrone autopilotée alimentée par un onduleur parfait (tensions sinusoïdales), nous simulons le fonctionnement en boucle ouverte de la MSA avec $V_o = 20$ (v) et $Kn = 2/\pi$.

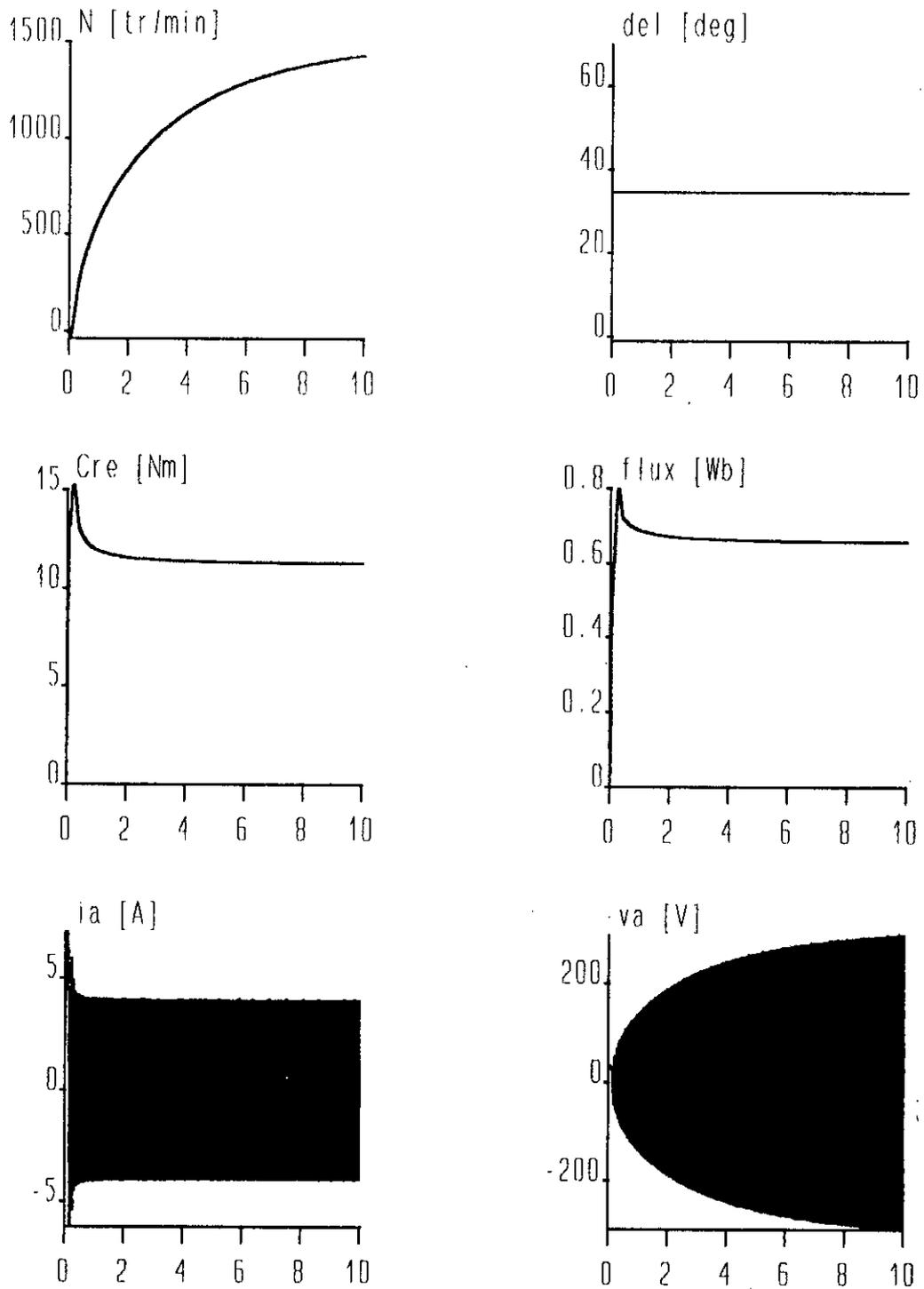
La simulation est faite lors d'un démarrage en charge nominale de la machine, les comportements de la vitesse N , du couple C_{em} , du courant I_a et de l'angle de calage δ sont représentés dans les figures (I.3) et (I.4).

D'après les résultats de la simulation, on a constaté que:

- Pour une charge nominale la vitesse de la machine synchrone tend vers sa valeur nominale (1500 tr/min) après un temps de réponse relativement lent. D'autre part on remarque que lors du régime transitoire le couple électromagnétique prend des valeurs relativement élevées qui tendent progressivement vers la valeur nominale.
- Dans le cas où un couple résistant ($C_n = 10$ Nm) imposé dès le démarrage tout en gardant δ fixe (δ nominale = 35°), la dynamique de démarrage est assez lente.



Fig(I.4):Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors d'un démarrage en boucle ouverte ($c_r=c_c*N$).



Fig(I.3): Evolution des grandeurs électriques et mécaniques lors d'un démarrage en boucle ouverte ($c_r=10$ Nm).

1.3 Modélisation de l'alimentation de la machine:

L'alimentation des machines électrique à courant alternatif par un onduleur de tension, à modulation de largeur d'impulsion MLI, constitue un grand intérêt pour la commande de ces machines. En effet la MLI permet non seulement de repousser les harmoniques vers des rangs plus élevés, mais aussi, le réglage de la tension en amplitude et en fréquence, ce qui est bien adapté à une commande de la machine synchrone [3][28][30].

Dans notre cas, l'onduleur est contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion dite traingulo-sinusoidale. Il est alimenté par une tension redressée et filtrée comme l'illustre la figure (I.5)[13].

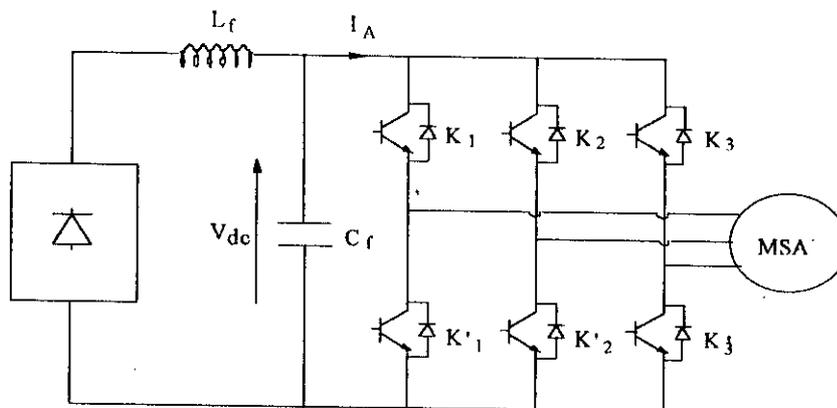


Fig.(I.5): Association redresseur - filtre - onduleur de tension - MSA.

1.3.1 Modélisation du redresseur:

Le redresseur est schématisé par la figure (I.6)[13].

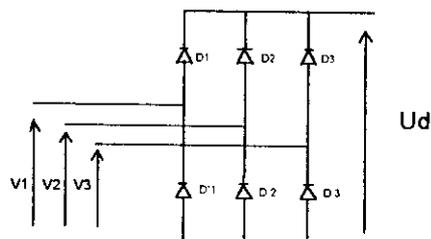


Fig.(I.6): Redresseur à diode.

$$\begin{aligned}
 D_i & \text{ conduit si } V_i = \max(V_j); \quad j=1,2,3; \quad i=1,2,3 \\
 D_i & \text{ conduit si } V_i = \min(V_j); \quad j=1,2,3; \quad i=1,2,3
 \end{aligned}
 \quad (I.12)$$

pendant chaque séquence de conduction, la tension u_d à la sortie du redresseur est :

$$U_d = V_i - V_k \quad (I.13)$$

où V_i (respectivement V_k) est la tension appliquée à l'anode (respectivement à la cathode) de la diode D_i (respectivement D_k) conductrice pendant cette séquence.

par conséquent :

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); \quad j=1,2,3 \quad (I.14)$$

1.3.2 Modélisation du filtre:

On insère entre le redresseur et l'onduleur de tension un filtre passe-bas (LC) pour éliminer les hautes fréquences.

Ce filtre est schématisé par la figure (I.7)

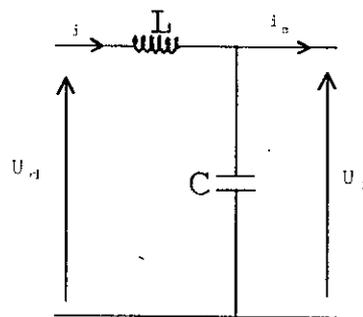


Fig.(I.7): Filtre LC.

Les équations du filtre sont :

$$\begin{aligned}
 U_d &= L \frac{di}{dt} + U_f \\
 \frac{dU_f}{dt} &= \frac{1}{C} (i - i_s)
 \end{aligned}
 \quad (I.15)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{1 + (\sqrt{LCS})^2} \quad (I.16)$$

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

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (I.17)$$

Pour éliminer l'harmonique d'ordre deux et les harmoniques supérieures, nous devons imposer le choix [12]:

$$f_c < 2f$$

Ce qui nous amène à:

$$LC > 2.77 \cdot 10^{-6}$$

Nous choisissons:

$$LC = 25 \cdot 10^{-6}$$

D'où:

$$L = 100 \text{mH}$$

$$C = 250 \mu\text{F}$$

I.3.3 Modélisation de l'onduleur de tension:

L'association d'un transistor T_i et de la diode D_i correspondante donne un composant bidirectionnel, d'autre part, la commande des transistors est complémentaire. Par conséquent, nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (I.8)

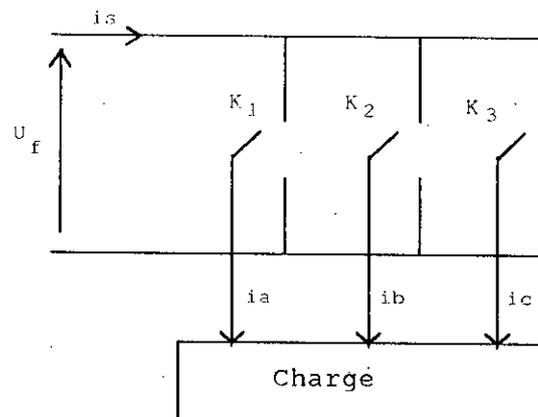


Fig.(I.8) Représentation des transistors par des interrupteurs.

$$F_i = \begin{cases} 0 & \text{si } T_i \text{ est fermé et } T_i' \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_i \text{ est ouvert et } T_i' \text{ est fermé} \end{cases} \quad (I.18)$$

Les instants de commutation sont obtenues par comparaison de trois signaux de référence correspondants aux tensions de sortie désirées de fréquence f à un signal triangulaire de fréquence f_p .

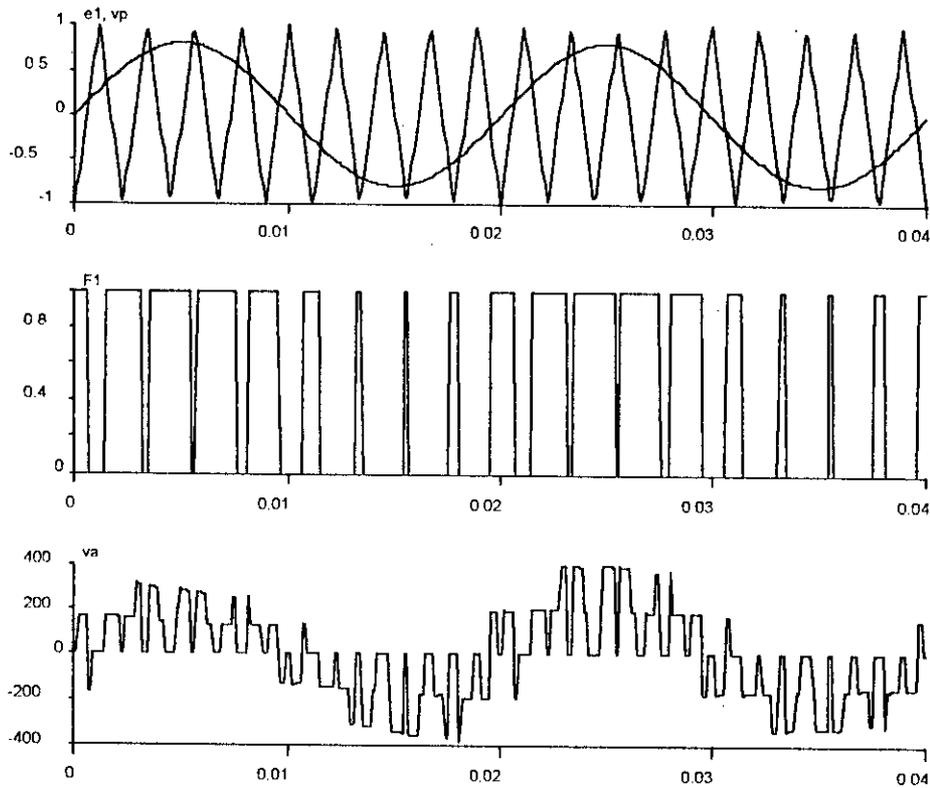


Fig.(I.9): principe de la technique triangulo-sinusoidale
($m=9$, $r=0.8$).

I.4 Modélisation de l'association convertisseur-machine:

Cette association est schématisée par la figure(I.10):

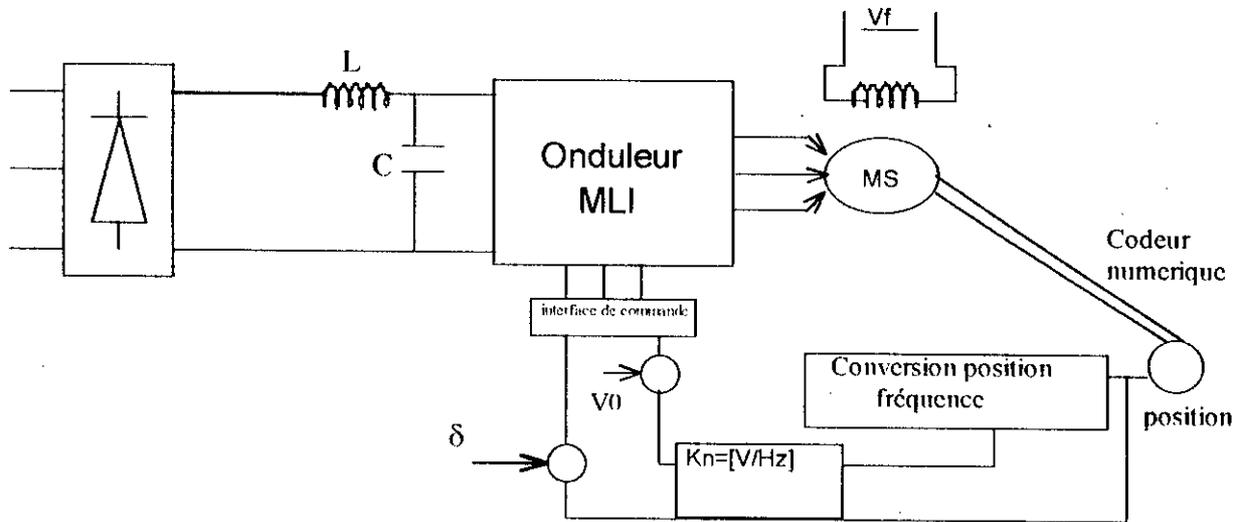


Fig.(1.10): Association convertisseur- MSA.

L'association convertisseur statique-machine MSA est modélisé par les équations suivantes:

-Tensions du réseau:

$$\begin{aligned}
 V_1 &= V_m \sin(\omega t) \\
 V_2 &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\
 V_3 &= V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)
 \end{aligned} \quad (I.22)$$

avec $\omega=100\pi$ (rad/s).

- Tension à la sortie du redresseur:

$$U_d = \max(V_j) - \min(V_j); \quad j=1, 2, 3 \quad (I.23)$$

-Tension à la sortie du filtre:

$$\begin{aligned}
 U_d &= L \frac{di}{dt} + U_r \\
 \frac{dU_r}{dt} &= \frac{1}{C} (i - i_s)
 \end{aligned} \quad (I.24)$$

-Tensions à la sortie de l'onduleur:

$$\begin{aligned}
 V_b &= \frac{U_f}{3} (2F_2 - F_1 - F_3) \\
 V_a &= \frac{U_f}{3} (2F_1 - F_2 - F_3) \\
 V_c &= \frac{U_f}{3} (2F_3 - F_2 - F_1)
 \end{aligned} \quad (I.25)$$

- Equations d'état de la MSA:

$$\dot{X} = f(x) + g(x)u \quad (I.26)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{I}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} I_{sd} + \omega I_{sq} + M_{sr} \frac{\omega}{L_s} I_{rq} \\ -\frac{\omega}{\sigma} I_{sd} - \frac{R_s}{\sigma L_s} I_{sq} + \frac{R_r M_{sr}}{\sigma L_r L_s} I_{rq} \\ \frac{M_{sr}}{\sigma L_r} I_{sq} + \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_r L_s} I_{sd} - \frac{R_r}{\sigma L_r} I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{3}V_{ef}}{L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}V_{ef}}{\sigma L_s} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_r L_s} \\ 0 & \frac{-\sqrt{3}M_{sr}V_{ef}}{\sigma L_s L_r} & \frac{-1}{\sigma L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta \\ \sin \delta \\ V_f \end{bmatrix}$$

1.5 Simulation et Interprétation:

Nous simulons le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-machine synchrone autopilotée, dans ces travaux de simulation, nous considérons le modèle non linéaire de la machine synchrone, Cette machine étant dotée de l'autopilotage et de la loi V/f constant.

Les figures (I.11) et (I.12) représentent les résultats de simulation lors d'un démarrage pour les deux types de charge (Cr=10 Nm, Cr=cc.N).

L'établissement de la vitesse du moteur synchrone est lent pour un couple de charge constant figure(I.11) par rapport au démarrage avec un couple variable en fonction de la vitesse figure(I.12).

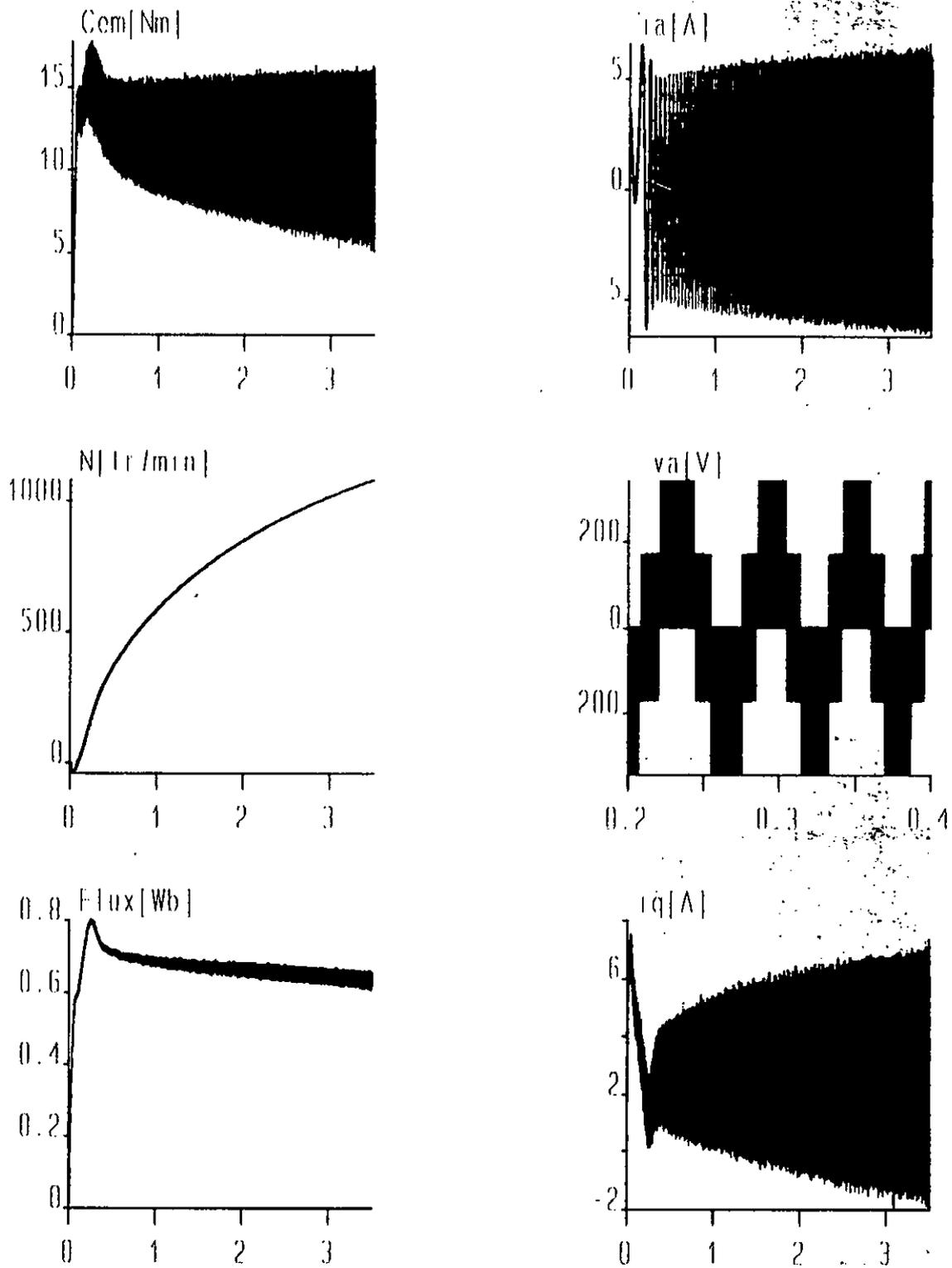
Le couple électromagnétique est ondulé autour d'une valeur moyenne qui compense les pertes par frottements et ventilation.

1.6 Conclusion:

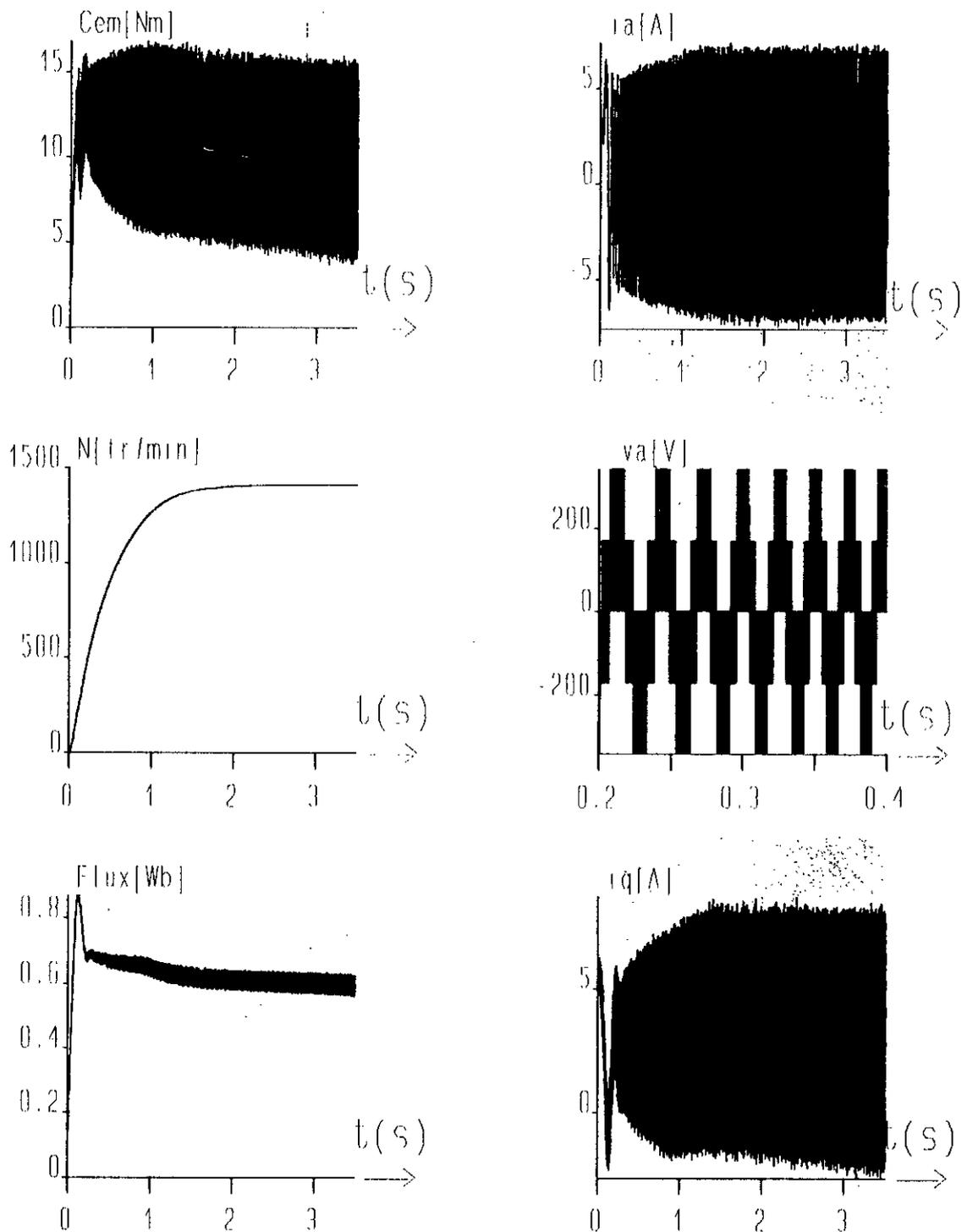
Dans ce chapitre nous avons mis en évidence le comportement de la machine synchrone vis à vis à deux différents couple de charges, et nous avons constaté que le temps de réponse de la machine soumise à un couple variable est nettement meilleur que celui d'un couple de charge constant.

L'alimentation par un convertisseur statiques montre l'existence d'harmoniques dans l'onde de courant qui est l'origine des pulsations du couple. Ces dernières ne gênent pas le fonctionnement de la MSA puisqu'elle destinée à travailler à haute fréquence.

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 et rend le système global comme un système monovisible, cette propriété est utilisée plus tard pour le dimensionnement de la commande par retour d'état.



Fig(1.11): Evolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSA alimentée par un onduleur MLI lors d'un démarrage en boucle ouverte ($c_r=10$ Nm).



Fig(I.12): Evolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MSA alimentée par un onduleur MLI lors d'un démarrage en boucle ouverte ($cr=cc*N$).

CHAPITRE - II-

REGLAGE PAR RETOUR D ETAT ECHANTILLONNE

La conception et l'analyse d'un système de commande dans le domaine fréquentiel ont été développées durant les années quarantes. Cette approche est généralement connue sous le nom de commande classique, et cela afin de les différencier de la commande moderne dans l'espace d'état qui a vu naître au début des années soixante. La commande par retour d'état est basée sur la connaissance de l'évolution des variables internes du processus ce qui offre à ce formalisme la possibilité de mieux décrire le comportement dynamique des systèmes[34]. De plus, elle présente l'avantage de conserver la même représentation indépendamment du type de système à régler[17][31].

Dans ce chapitre, nous présentons la structure globale du réglage, ainsi que les méthodes de détermination des différents coefficients. Cette structure est basée sur le modèle d'état linéaire du système à régler, par la suite, les coefficients déterminés sont utilisés dans la simulation basée sur le modèle non linéaire de la MSA. Enfin, nous présentons la simulation de l'ensemble onduleur MLI-MSA muni du réglage par retour d'état[4].

II.1 Equations d'état échantillonnées:

Lorsqu'un système est décrit par un ensemble d'équations différentielles linéaires à coefficients constants le modèle peut être mis sous la forme matricielle suivante[17][11]:

$$\begin{aligned} \frac{dX_s(t)}{dt} &= A_s X_s(t) + B_{su} U(t) + B_{sv} V(t) \\ Y_s(t) &= C_s' X_s(t) \end{aligned} \quad (II.1)$$

Les vecteurs X_s , Y_s , U et V ; de dimensions n_s , p , m et q ; représentent respectivement le vecteur d'état du système, le vecteur de sortie, le vecteur des entrées, et le vecteur des perturbations.

Lorsque le système est échantillonné, les équations d'état (II.1) deviennent [15][14]:

$$\begin{cases} X_s[k+1] = F_s X_s[k] + W_{su} U[k] + W_{sw} W[k] \\ Y_s[k] = C_s^T X_s[k] \end{cases} \quad (II.2)$$

avec :

$$\begin{aligned} F_s &= \phi(t = T_s) \\ H_{su} &= \int_0^{T_s} \phi(\tau) d\tau B_{su} \\ H_{sw} &= \int_0^{T_s} \phi(\tau) d\tau B_{sw} \end{aligned} \quad (II.3)$$

où T_s est la période d'échantillonnage.

La matrice $\Phi(t)$ est la matrice de transition d'état définie analytiquement par [15][14]:

$$\phi(t) = \mathcal{L}^{-1}[\phi(s)] = \mathcal{L}^{-1}\left[\left[sI - A_s \right]^{-1} \right] \quad (II.4)$$

II.2 Structure générale du réglage d'état:

Le réglage par retour d'état adopté est basé sur une structure optimale obtenue par la minimisation d'un critère quadratique. Ce critère est choisi de façon à aboutir à une structure de réglage qui assure une commande optimale lors de l'influence des grandeurs de consigne et de perturbation [17][32][16]. Il est défini par:

$$J = e^T(N) Q_e e(N) + X_R^T(N) Q_R X_R(N) + \sum_{k=0}^{N-1} (e^T(k) Q_e e(k) + X_R^T(k) Q_R X_R(k) + u^T(k) R u(k))$$

où $u(k)$ et $e(k)$ représentent respectivement les vecteurs de commande et l'écart de réglage, tandis que X_R représente l'état du régulateur introduit pour éliminer l'écart de réglage. Les matrices Q_e et Q_R sont symétriques et semi-définie positive, tandis que la matrice R doit être symétrique et définie positive [11][14].

La minimisation du critère adopté, en faisant appel au principe d'optimisation de Bellman, abouti à la loi de commande optimale suivante:

$$U(k) = -K^T X(k) + K_w W(k) - K_v V(k) \quad (II.5)$$

La décomposition de la contre réaction de vecteur d'état permet de séparer l'influence de vecteur d'état $X_s(k)$ du système à régler, de celle du vecteur d'état du régulateur $X_R(k)$, tandis que la nouvelle écriture conduit à une loi de commande de la forme:

$$U(k) = -K_s^T X_s(k) + K_R X_R(k) + K_w W(k) - K_v V(k) \quad (II.6)$$

Ainsi, nous élaborons la structure optimale du réglage par retour d'état échantillonné.

La structure de réglage monovariante est donnée par [9]:

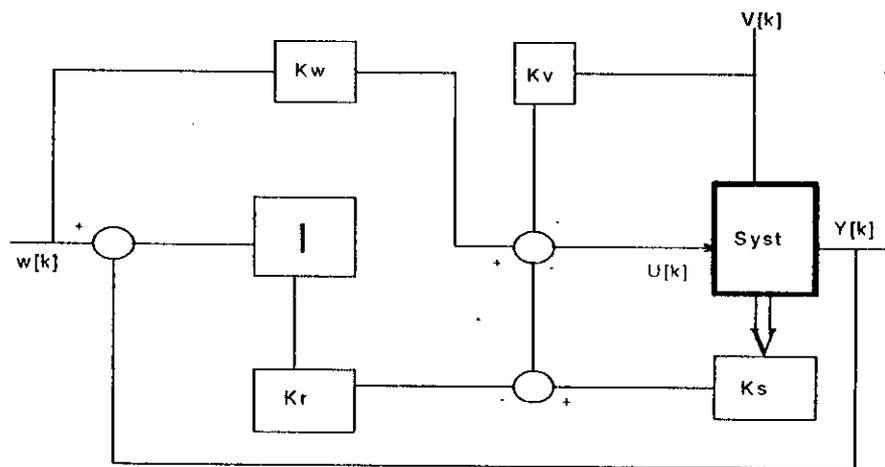


Fig.(II.1) : Structure optimale du réglage d'état monovariante.

Cette structure de réglage est composée de trois actions combinées [10][11]:

- Une contre-réaction des grandeurs d'état à travers le vecteur K^T , composé de K_s^T et de K_R ;
- Un effet d'anticipation par l'action directe de la consigne, à travers le coefficient K_w ,
- Un effet de compensation, par l'intervention directe du vecteur de perturbation, à travers le coefficient K_v [4][11].

En régime établi, l'annulation de l'écart de réglage est assurée par le régulateur intégrateur. Il est aussi à noter qu'en toute rigueur, cette structure n'est optimale que si la consigne et la perturbation restent constantes.

II.3 Equations du système:

Etant donné les équations d'état échantillonnées décrivant le système à régler:

$$\begin{aligned} X_s[k+1] &= F_s X_s[k] + h_{su} U[k] + h_{sv} V[k] \\ Y_s[k] &= C_s^T X_s[k] \end{aligned} \quad (II.7)$$

et sachant que le régulateur intégrateur est décrit par la relation suivante[5]:

$$X_r[k+1] = X_r[k] + W[k] - Y[k] \quad (II.8)$$

En considérant le vecteur d'état augmenté défini par[11]:

$$X[k] = \begin{pmatrix} X_r[k] \\ X_s[k] \end{pmatrix} \quad (II.9)$$

Le modèle d'état échantillonné de l'ensemble régulateur-système à régler devient:

$$\begin{aligned} X[k+1] &= F X[k] + H U[k] + H_w W[k] + H_v V[k] \\ Y[k] &= C^T X[k] \end{aligned} \quad (II.10)$$

Avec :

$$\begin{aligned} F &= \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^T & 1 \end{pmatrix} ; & H &= \begin{pmatrix} h_{su} \\ 0 \end{pmatrix} ; & H_w &= \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix} ; \\ H_v &= \begin{pmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{pmatrix} ; & C^T &= \begin{pmatrix} C_s^T & 0 \end{pmatrix} \end{aligned}$$

Connaissant la loi de commande, nous pouvons établir les équations d'état échantillonnées du système global en boucle fermé:

$$\begin{aligned} X[k+1] &= F_G X[k] + H_{Gw} W[k] + H_{Gv} V[k] \\ Y[k] &= C^T X[k] \end{aligned} \quad (II.11)$$

Avec :

$$\begin{aligned} F_G &= F - H K^T \\ H_{Gw} &= H_w + H K_w \\ H_{Gv} &= H_v - H K_v \end{aligned}$$

I.4 Détermination du vecteur de la contre-réaction d'état:

Le calcul des coefficients de réglage du vecteur de contre-réaction d'état K^T fait appel à la forme canonique de réglage. Cette dernière est obtenue par une transformation linéaire telle que [11][22]:

$$X_r[k] = T X[k]$$

où $X_r[k]$ est l'image de $X[k]$ par la transformation T [5][11].

La matrice de transformation est égale à l'inverse de la matrice S , non singulière, définie telle que:

$$\begin{aligned} S_{n-1} &= F S_n + a_{n-1} S_n \\ \vdots \\ S_1 &= F S_2 + a_1 S_n \end{aligned} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{où } S_n \text{ est défini par : } S_n = H$$

tandis que les coefficients a_i sont les coefficients du polynôme caractéristique du système global en boucle ouverte suivante: $Det(ZI - F) = Z^n + a_{n-1}Z^{n-1} + \dots + a_1Z + a_0$ (II.13)

Les coefficients de la contre réaction d'état sont alors donnés par: $K^T = K_r^T T$

où les coefficients K_{r_i} sont définis par: $K_{r_i} = \alpha_{i-1} - a_{i-1}$

Ainsi, la détermination de K^T nécessite une assignation des pôles qui permettent de fixer la dynamique du système global en boucle fermée en imposant le polynôme

caractéristique défini par: $Det(ZI - F_c) = Z^n + \alpha_{n-1}Z^{n-1} + \dots + \alpha_1Z + \alpha_0$ (II.14)

II.5 Détermination des coefficients d'intervention directe de la consigne et de perturbation:

La détermination des coefficients k_w de l'intervention directe de la grandeur de consigne, utilise la méthode de compensation d'un pôle réel du système en boucle fermée [17][11]:

$$K_w = \frac{K_r}{(1 - Z_i)} \quad (\text{II.15})$$

Z_i étant le pôle à compenser .

Par contre, pour le coefficient K_v de l'intervention directe du vecteur de perturbation, nous avons utilisé la méthode qui impose une grandeur d'état du régulateur nulle en régime établi [11][17]:

$$K_v = \frac{C_s^T (1 - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{su}}{C_s^T (1 - F_s + h_{su} K_s^T)^{-1} h_{su}} \quad (\text{II.16})$$

II.6 Représentation d'état continu du système à régler:

Les équations régissent le fonctionnement de la MSA obtenus dans la chapitre I, sont non linéaires, nous avons donc linéarisé ces équations, en faisant une variation autour du point de fonctionnement tel que [4]: $X = X_0 + \Delta X$

ou: X : la grandeur considérée .

X_0 : la valeur de cette grandeur au point de fonctionnement considéré .

ΔX : la petite variation autour du point de fonctionnement .

nous appliquons la relation précédente au système global, et en négligeant les produits d'accroissements, nous obtenons la représentation d'état de la MSA sous la forme linéaire suivante [27][4]:

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_s \\ X_s \end{bmatrix} = A [X_s] + B_u \Delta \delta + B_v \Delta C_r \quad (II.17)$$

$$\text{ou: } A = \begin{pmatrix} \frac{R_s}{L_s} & \omega_0 & \frac{M_{sr} \omega_0}{L_s} & i_{sq0} + M_{sr} \frac{i_{rq0}}{L_s} + \sqrt{3} \frac{V_1}{L_s} \cos \delta_0 \\ \frac{\omega_0}{\sigma} & \frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & -\frac{i_{sd0}}{\sigma} + \sqrt{3} \frac{K_n}{L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{M_{sr} \omega_0}{\sigma L_r} & \frac{R_s M_{sr}}{\sigma L_s L_r} & \frac{R_r}{\sigma L_r} & M_{sr} \frac{i_{sd0}}{\sigma L_r} - \sqrt{3} \frac{M_{sr} K_n}{\sigma L_r L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{p^2 M_{sr} i_{rq0}}{j} & 0 & -\frac{p^2 M_{sr} i_{sd0}}{j} & \frac{f}{j} \end{pmatrix}$$

$$B_u = \begin{pmatrix} -\frac{V_{s0}}{L_s} \sin \delta_0 \\ \frac{V_{s0}}{\sigma L_s} \cos \delta_0 \\ \frac{M_{sr} V_{s0}}{\sigma L_r L_s} \cos \delta_0 \end{pmatrix} \quad B_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{p}{j} \end{pmatrix} \quad X_s = \begin{pmatrix} \Delta i_{sd} \\ \Delta i_{sq} \\ \Delta i_{rq} \\ \Delta \omega \end{pmatrix}$$

II.7 Représentation d'état échantillonné de la MSA :

A partir du modèle linéaire continu du système à régler et avec un choix adéquat de la période d'échantillonnage, nous obtenons le modèle d'état échantillonné suivant [27][4]:

$$X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_{su} \Delta \delta + H_{sv} \Delta C_r \quad (II.18)$$

Cas 1: ($C_r = 10 \text{ Nm}$, $N_{ref} = 1500 \text{ tr/min}$, $X_0 = [4.0202 \ 2.8879 \ -1 \ 314.15]^T$)

$$F_s = \begin{pmatrix} -0.2636 & 0.9994 & 9.1447 & -0.0011 \\ 0.8876 & -7.9502 & -72.5304 & -0.0052 \\ -0.1305 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.0999 & -2.3234 & -21.8067 & 0.9982 \end{pmatrix} \quad h_{su} = \begin{pmatrix} 2.4554 \\ 38.2774 \\ -3.5451 \\ 25.7127 \end{pmatrix} \quad h_{sv} = \begin{pmatrix} 0.0004 \\ -0.0011 \\ 0.0001 \\ -0.4994 \end{pmatrix}$$

Cas 2: ($C_r = k_k \cdot N \text{ Nm}$, $N_{ref} = 1500 \text{ tr/min}$, $X_0 = [4.0168 \ 2.8850 \ -1 \ 314.15]^T$)

$$F_s = \begin{pmatrix} -0.2635 & 0.9994 & 9.1447 & -0.0011 \\ 0.8876 & -7.9502 & -72.5205 & 0.0053 \\ -0.1305 & 0.8865 & 8.0932 & -0.0005 \\ -1.0986 & -2.3205 & -21.7790 & 0.9982 \end{pmatrix} \quad h_{su} = \begin{pmatrix} 2.4626 \\ 38.2440 \\ -3.5416 \\ 25.6897 \end{pmatrix} \quad h_{sv} = \begin{pmatrix} 0.0004 \\ -0.0011 \\ 0.0001 \\ -0.4994 \end{pmatrix}$$

En tenant compte du régulateur intégrateur, définie par son équation d'état suivante:

$$X_n[k+1] = X_n[k] - (\omega[k] - \omega_{ref}[k]) \quad (II.19)$$

Et en considérant le vecteur augmenté, la représentation d'état du système globale devient:

$$X[k+1] = F X[k] + H \Delta\delta + H_m \omega_{ref}[k] + H_v \Delta C, \quad (II.20)$$

où:

$$X[k] = \begin{pmatrix} X_s[k] \\ X_r[k] \end{pmatrix}; \quad F = \begin{pmatrix} F_s & [0] \\ [0 \ 0 \ 0 \ -1] & [1] \end{pmatrix}$$

$$H = \begin{bmatrix} h_{su} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad H_m = \begin{bmatrix} [0] \\ 1 \end{bmatrix}; \quad H_v = \begin{bmatrix} h_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Remarque :

Le choix de la période d'échantillonnage dépend de la plus petite des constantes de temps dominantes, du système. Dans notre cas, nous avons considéré 10 ms[27][4].

II.8 Dimensionnement du réglage d'état:

L'application du réglage par retour d'état à MSA nécessite une assignation des pôles du système global en boucle fermée. En effet pour la détermination du vecteur de contre-réaction d'état K^T , nous ferons appel à la méthode basée sur l'imposition des pôles en boucle fermée. Le

$$K^1 = [-0,0281 \quad -0,1101 \quad -1,0643 \quad 0,0313 \quad 0,0107]$$

avec: $K_w = 0.0187$; $K_v = -0.176$

Les coefficients d'intervention directe de la consigne et de la perturbation sont déterminés respectivement, en compensant l'effet du pôle réel, et en annulant la grandeur d'état en régime établi.

Cas 2: ($C_r = cc$, N , $N = 1500$ tri/min)

L'équation caractéristique du système à régler étant défini par:

$$DET(Z I-F) = Z^5 - 1,8778 Z^4 + 0,9786 Z^3 - 0,3209 Z^2 + 0,2206 Z - 0,0005.$$

et celle de la boucle fermée désirée par:

$$DET(Z I-F_G) = Z^5 - 1,8778 Z^4 + 0,9786 Z^3 - 0,3209 Z^2 + 0,2206 Z - 0,0005.$$

alors le vecteur de contre-réaction d'état obtenu est:

$$K^1 = [-0,0344 \quad -0,0906 \quad -0,8306 \quad 0,0407 \quad 0,0186]$$

avec: $K_w = 0.0289$; $K_v = -0.0224$

II.9 Dispositif anti-windup:

La limitation de la grandeur de commande peut entraîner un phénomène d'emballement de l'action intégrale, c'est à dire l'intégrateur continuerait la sommation, tandis que la commande calculer n'est pas appliquée au système. Pour parer à ce phénomène nous avons adopté une méthode qui consiste à corriger l'action intégrale suivant le schéma de la figure(II.3). La correction de l'action intégrale est basée sur l'écart entre les valeurs de l'angle de commande en amont et en aval du limiteur, pondéré par le coefficient $1/K_w$ tel que[4][18]:

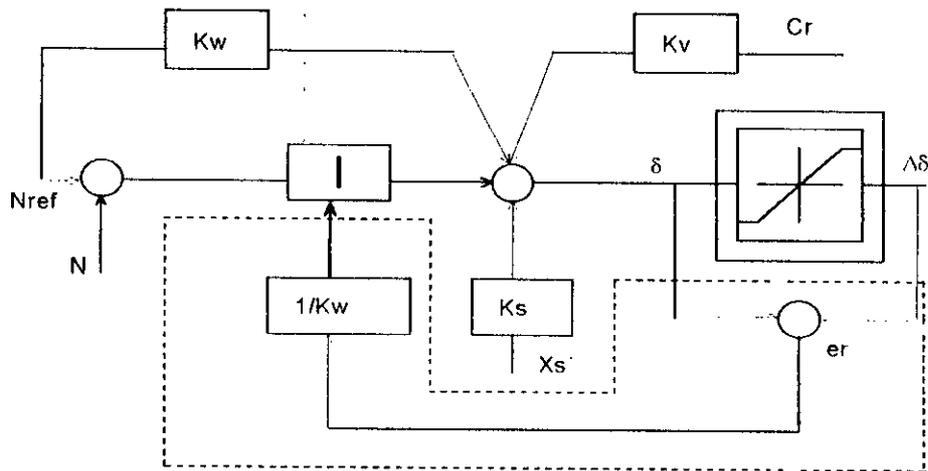


Fig (II.3) :Principe du système d'anti -windup .

II.10 Simulation et Interprétation:

Après la synthèse du réglage d'état à partir de modèle d'état échantillonné linéaire autour d'un point de fonctionnement nominal, nous simulons le fonctionnement de l'ensemble onduleur-MSA-commande. Dans ces travaux de simulation nous considérons le modèle non linéaire de la machine synchrone autopilotée.

Les résultats de la simulation montrent, lors du démarrage de la MSA et lors d'une variation de la consigne, l'évolution de la vitesse N , du couple électromagnétique C_{em} , du courant statorique I_a , l'angle de commande δ , le flux statorique, les courants I_{sd} et I_{sq} pour deux types de charge :

- Charge proportionnelle à la vitesse ($cr=cc.N$), dans le cas d'un onduleur parfait (fig(II.8) et fig(II.10)) et dans le cas d'un onduleur MLI (fig(II.9)et fig(II.11)).
- Charge constante ($cr=10 \text{ Nm}$). dans le cas d'un onduleur parfait (fig(II.4) et fig(II.6)) et dans le cas d'un onduleur MLI (fig(II.5)et fig(II.7)).

Par la suite, la machine étant en régime permanent, nous introduisons deux variations de la perturbations et nous relevons les mêmes grandeurs pour une référence de 1500 tr/min.

Pour une variation de la référence de vitesse (1500 tr/min à 1350 tr/min) autour du point de fonctionnement nominal, à deux types de charge.

La limitation de l'angle de charge impose un démarrage avec δ_{\max} , donc un établissement rapide de la vitesse, tout en assurant une valeur raisonnable du courant de phase.

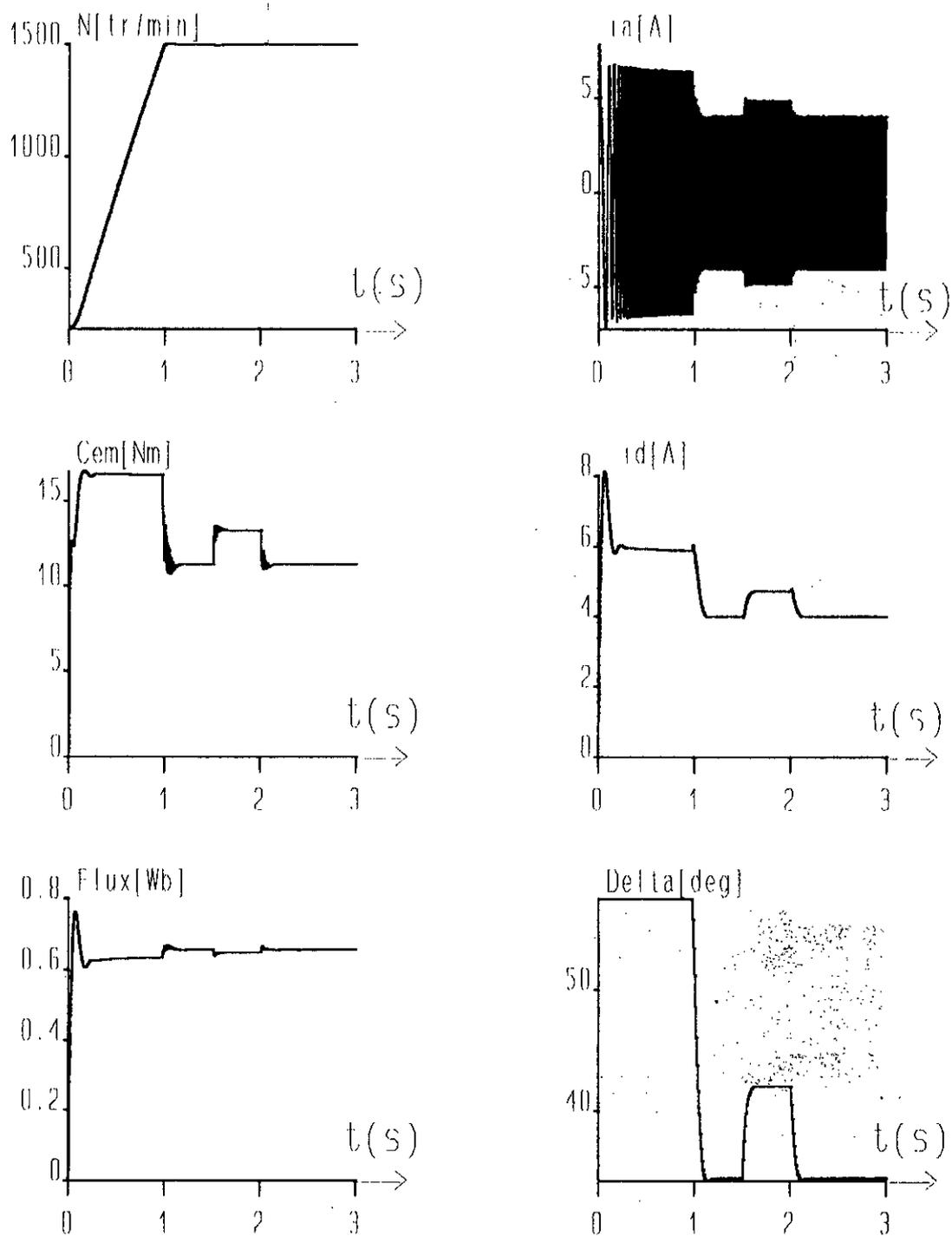
Nous notons que la consigne est atteinte rapidement sans dépassement et que l'effet de la perturbation est minimisé par l'action compensatrice. Ces performances sont très satisfaisant pour les utilisation industrielles de vitesse variable.

II.11 Conclusion:

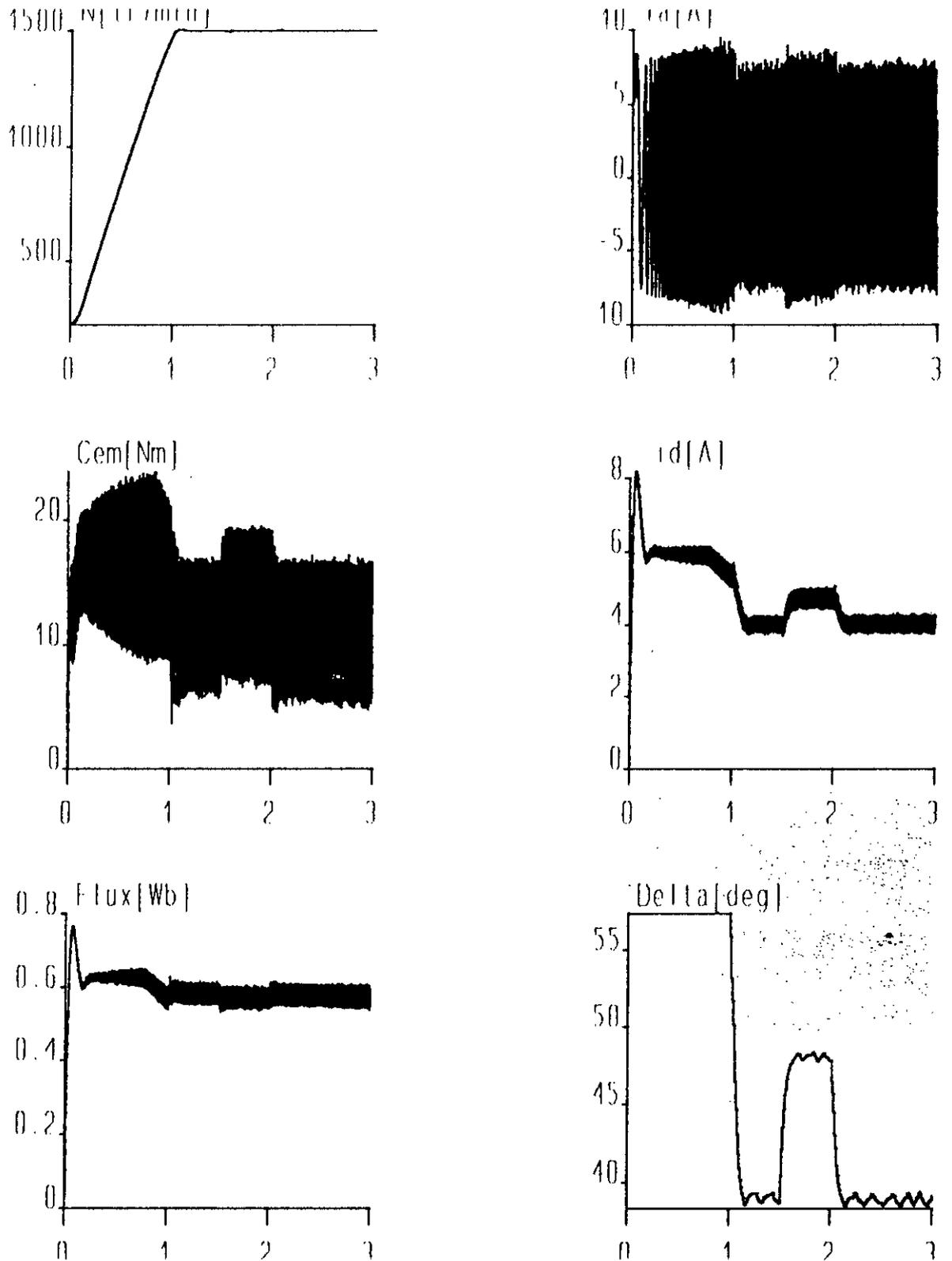
Dans ce chapitre, le réglage d'état est synthétisé pour une MSA associée à un onduleur de tension MLI alimentée en tension, dont le modèle de Park est utilisé sous la forme d'une équation d'état linéaire. Les caractéristiques dynamiques obtenus montrent que la dynamique de poursuite de la consigne est satisfaisante. En effet, avec différentes impositions des pôles, on peut prescrire plusieurs comportements dynamiques du système, un choix adéquat suivant la nature physique de ce dernier est nécessaire. Ainsi le rejet de la perturbation est efficace, grâce à l'effet de la compensation par le coefficient K_v .

L'incorporation de ce type de commande dans une structure de régulation afin d'assurer une fonction d'asservissement apparaît difficilement maîtrisable à cause de la limitation imposée par la linéarisation.

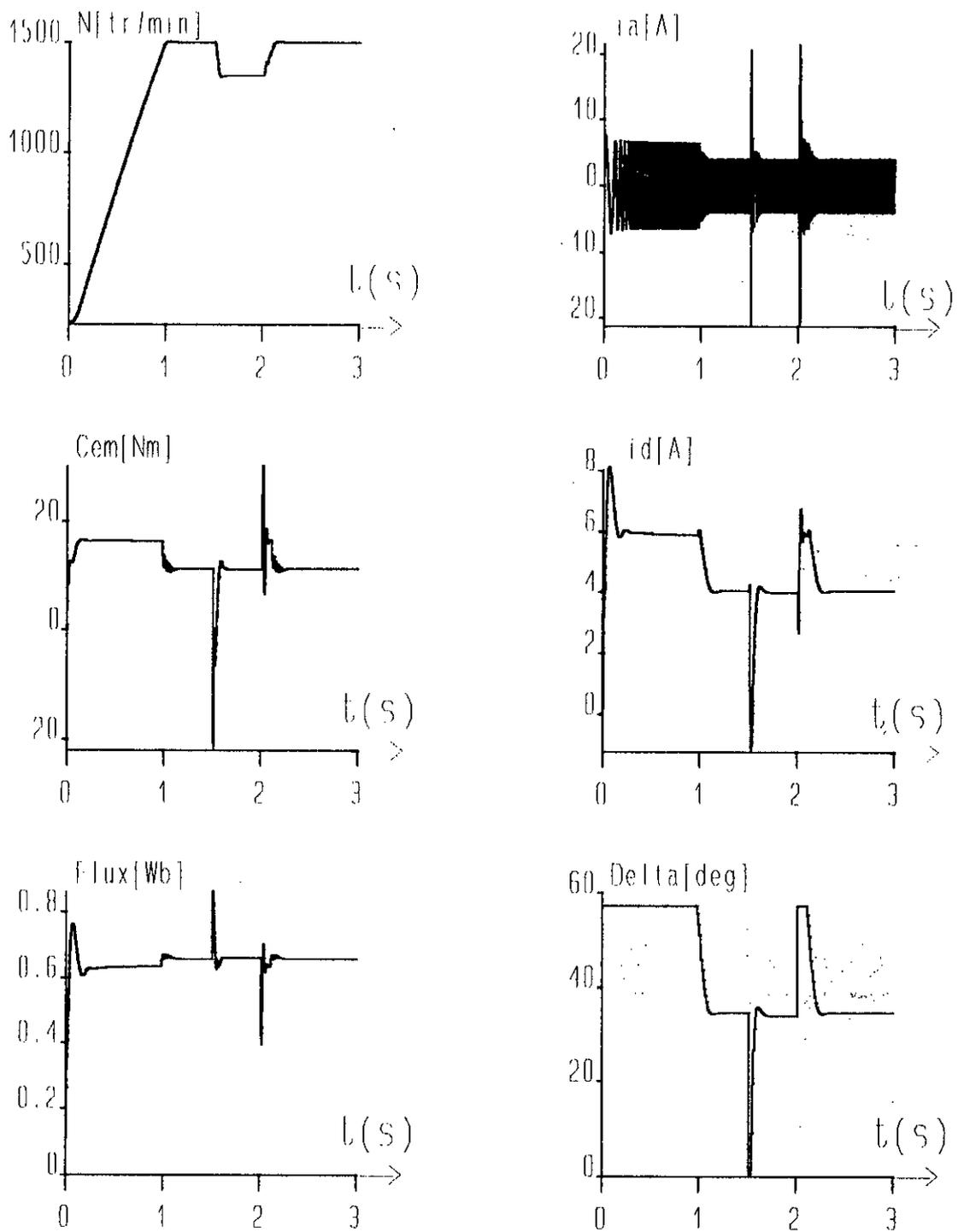
Le réglage exige que toute les grandeurs d'état du système sont mesurables afin de pouvoir les mettre en contre-réaction pour imposer au système le comportement dynamique désiré. Dans la pratique elle est souvent très difficile de mesurer tous les éléments du vecteur d'état. Pour remédier au problème des informations incomplètes des états, on utilise l'observateur qui fournit une solution excellente pour ce problème.



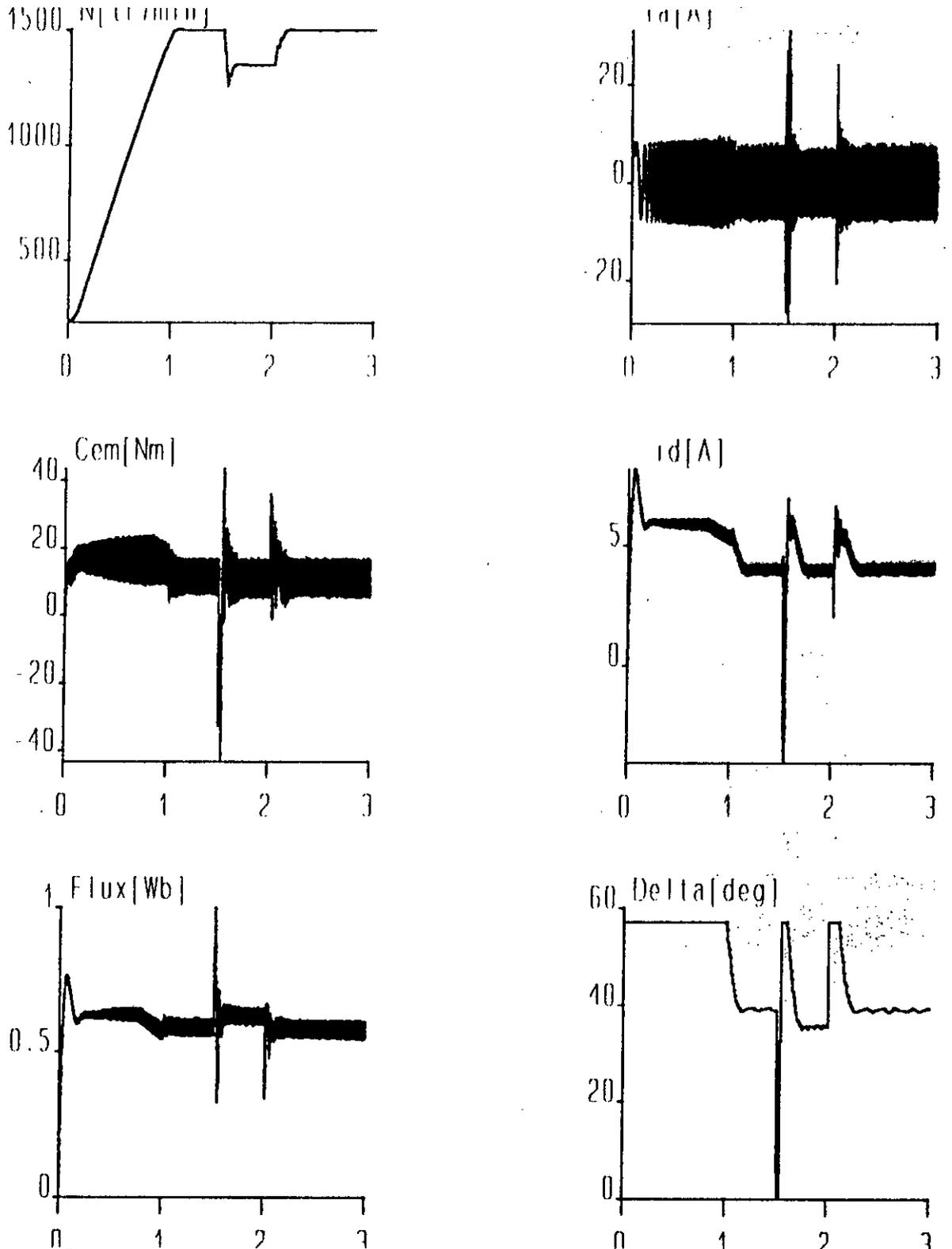
Fig(II.4): Réponse indicielle de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la charge ($C_r=10$ Nm).



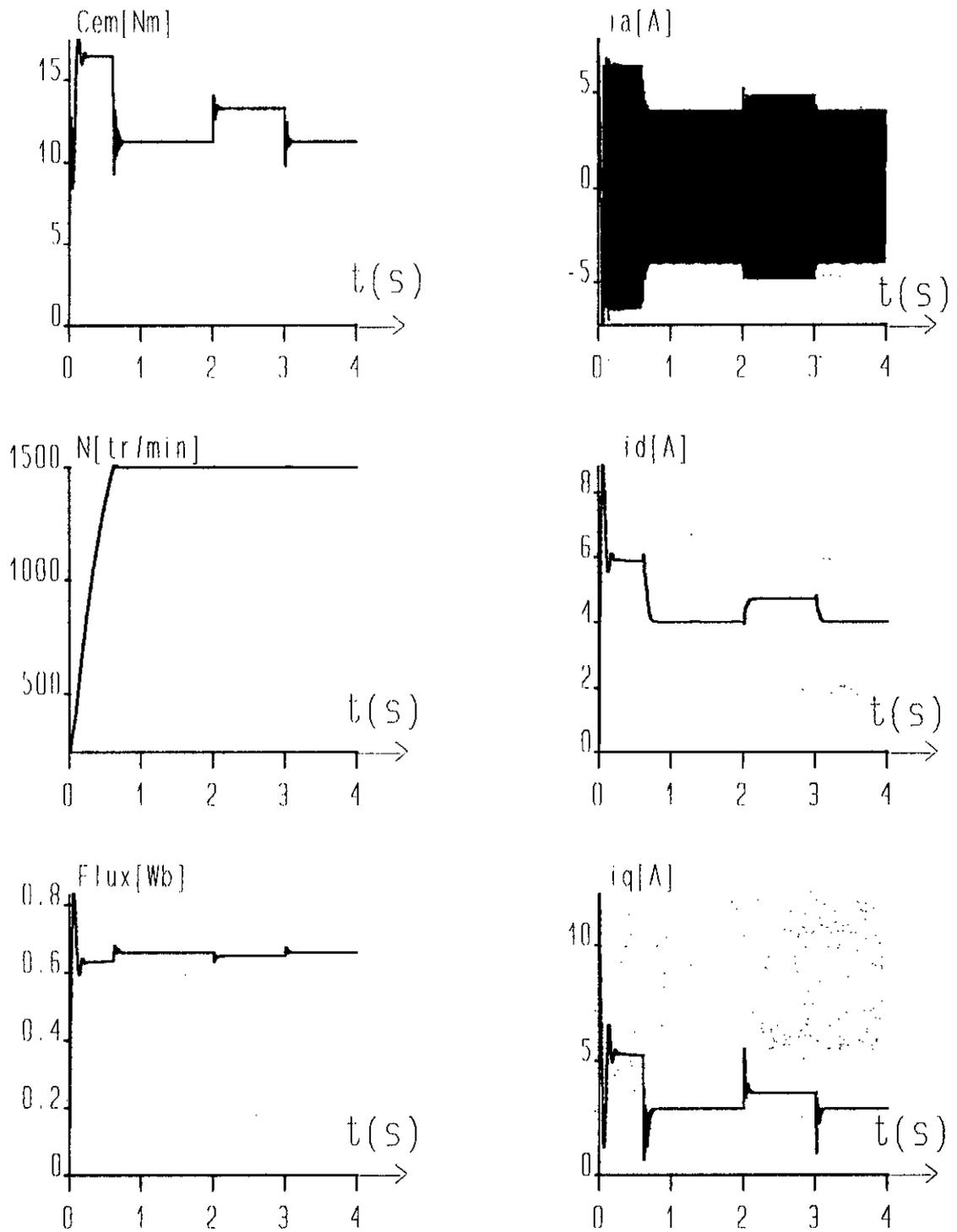
Fig(II.5): Réponse indicielle de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation du couple de charge ($C_r=10$ Nm).



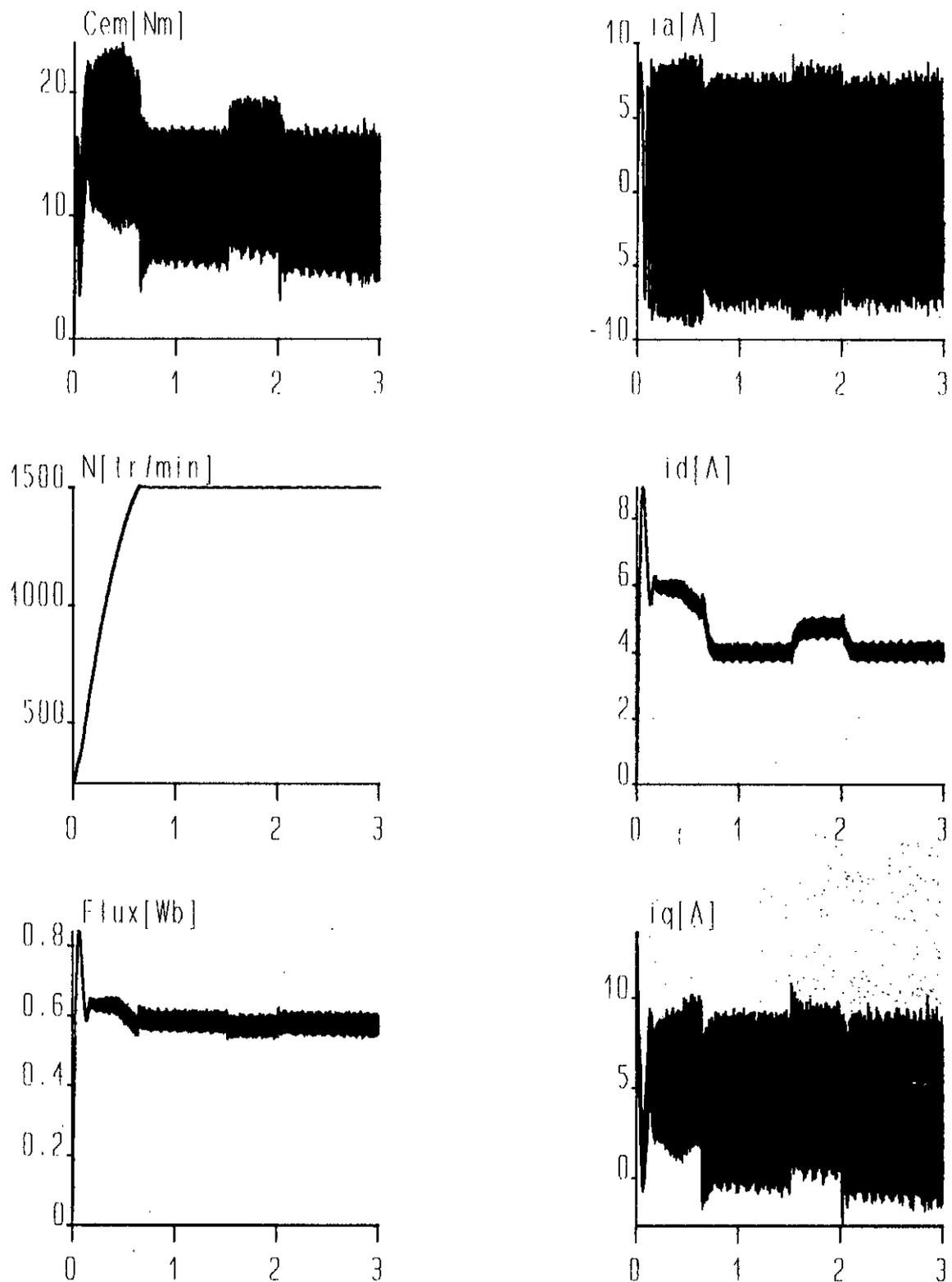
Fig(II.6):Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence ($c_r=10$ Nm).



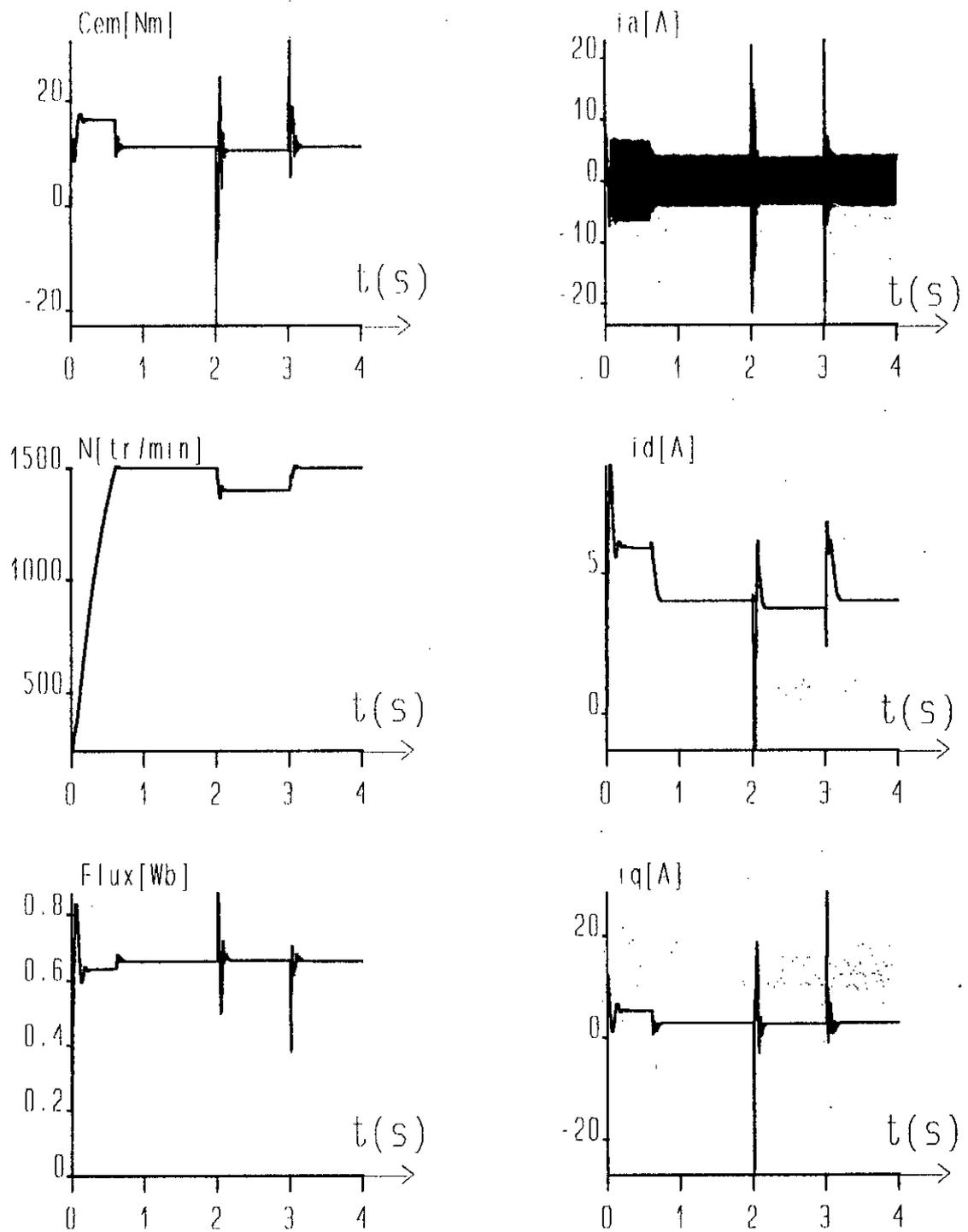
Fig(II.7): Réponse indicielle de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence ($C_r=10$ Nm).



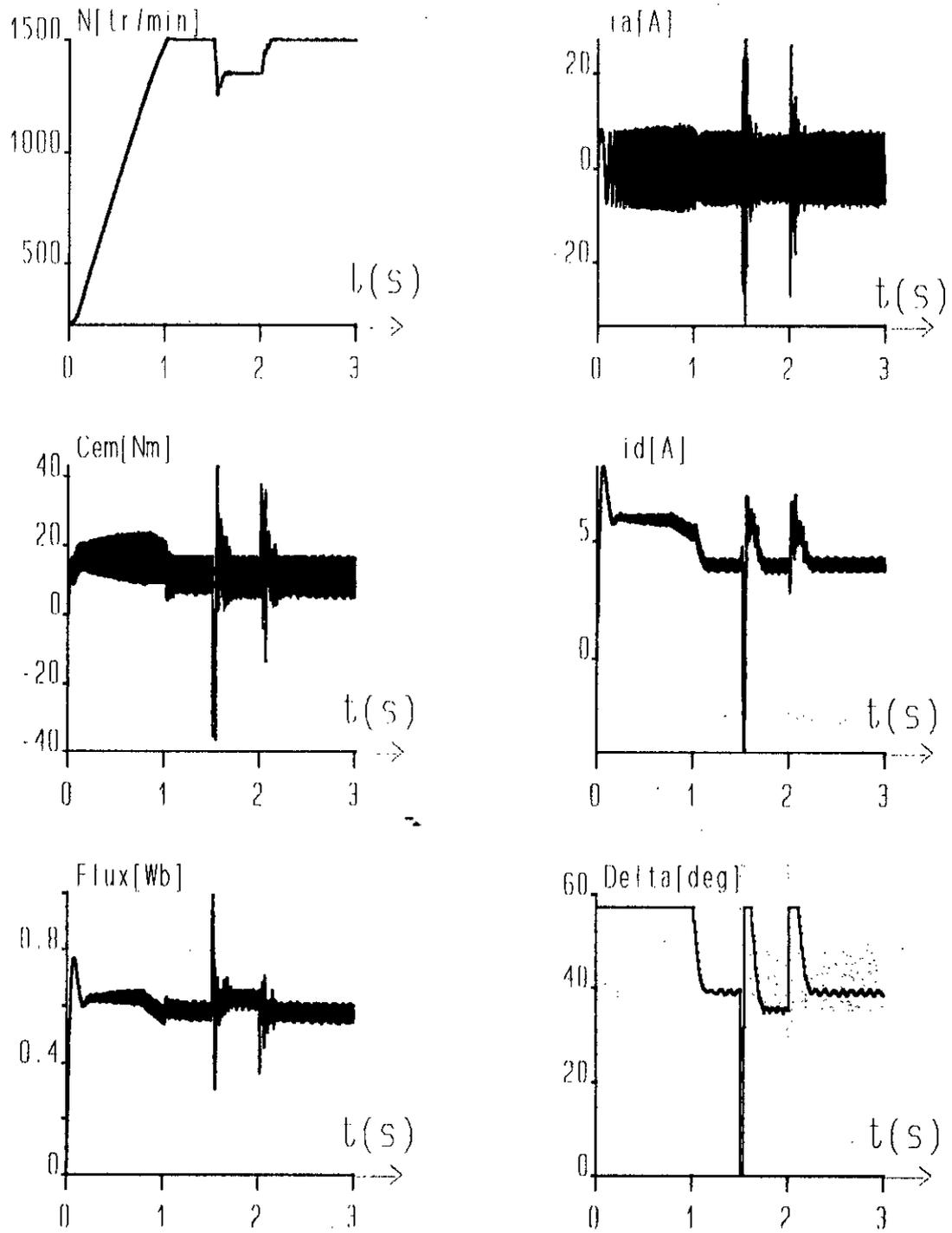
Fig(II.8): Réponses indicielles du système en boucle fermée par rapport à une variation du couple de charge ($c_r = c_c * N$).



Fig(II.9): Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation du couple de charge ($c_r = c_c * N$).



Fig(II.10): Réponses indicielles du système en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence ($c_r = c_c * N$).



Fig(II.11): Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée par rapport à une variation de la vitesse de référence ($C_r = c_c \cdot N$).

CHAPITRE-III-

REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR

Comme le variable d'état ne est en générale pas disponibles, il est nécessaire de les reconstruire à l'aide d'un observateur pour pouvoir mettre en oeuvre le réglage d'état. Ceci nécessite évidemment que le système soit observable. Cette observation peut être effectuée en calculant une estimation du vecteur d'état qui se comporterait comme un processus auxiliaire soumis aux signaux d'entrées et aux sorties du processus principale [26].

OBSERVATEUR D'ETAT GLOBAL

III.1.1 Structure de l'observateur:

La structure d'un observateur d'état global est représentée selon la figure(III.1), telle que:

$X_b[k]$: le vecteur d'état observé;

$e_b[k]$: l'écart de l'observation mis en contre-réaction par l'intermédiaire du vecteur de contre-réaction k_b . Ceci permet à l'observateur de s'adapter à l'état du système à régler.

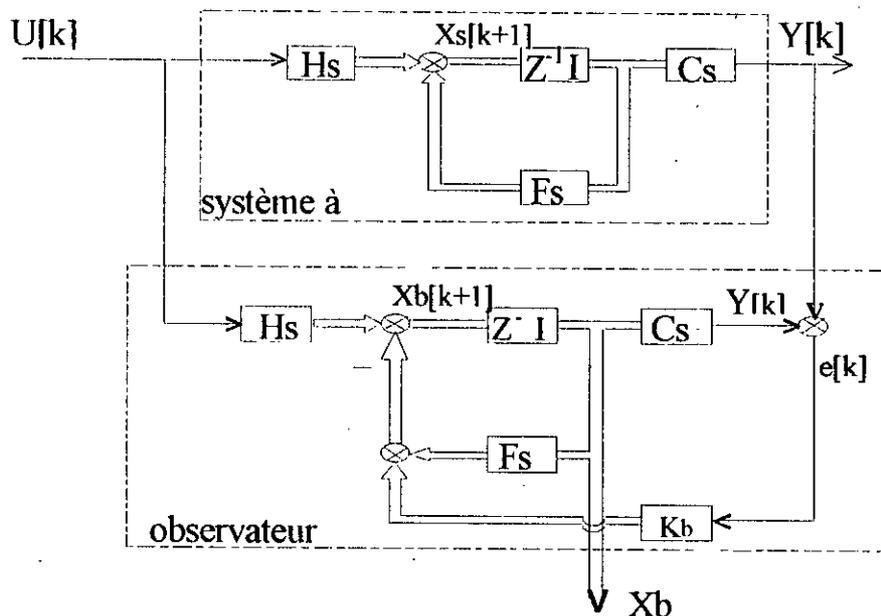


Fig.(III.1): Structure d'un observateur d'état global.

III.1.2 Système d'équations:-

Soit le système dynamique représenté par l'équation (II.2):

$$\begin{aligned} X_s[K+1] &= F_s X_s[K] + H_s U[K] + H_{sv} V[K] \\ Y[K] &= C_s X_s[K] \end{aligned} \tag{III.1}$$

Une meilleure procédure, pour obtenir un estimé $X_b[k]$ de $X[k]$, est de considérer que, l'estimé représente la sortie d'un système dynamique excité par la sortie mesurée $Y_s[k]$ et l'entrée $U[k]$ [21].

$$\| X_b[k+1] = F_b X_b[k] + H_b U[k] + K_b Y_s[k] \tag{III.2}$$

On doit choisir F_b, H_b, K_b , de telle manière que l'erreur: $\tilde{X}[k] = X_s[k] - X_b[k]$, soit le plus faible possible.

Le vecteur observé est donné par :

$$\tilde{X}_b[k+1] = F_b X_b[k] + (F_s - F_b - K_b C_s) X_s[k] + (H_s - H_b) U[k] \tag{III.3}$$

Pour que l'erreur tend asymptotiquement vers zéro, indépendamment de $X_s[k]$ et $U[k]$, on doit avoir:

$$\left| \begin{aligned} F_b &= F_s - K_b C_s \\ H_b &= H_s \end{aligned} \right.$$

Le système d'équation de l'observateur est donné par:

$$\left| \begin{aligned} X_b[k+1] &= F_s X_b[k] + H_s U[k] + K_b e[k] \\ Y_b[k] &= C_s X_b[k] \\ \tilde{X}_b[k+1] &= F_b \tilde{X}_b[k] \end{aligned} \right. \tag{III.4}$$

Le terme correctif, proportionnellement à l'écart de la sortie de l'observateur et celle du système, est introduit pour les raisons suivantes:

- L'existence des bruits;
- Les mesures sont non-parfaitement précises;
- La manque de précision sur les matrices du système, ainsi que ces conditions initiales [22].

Remarque:

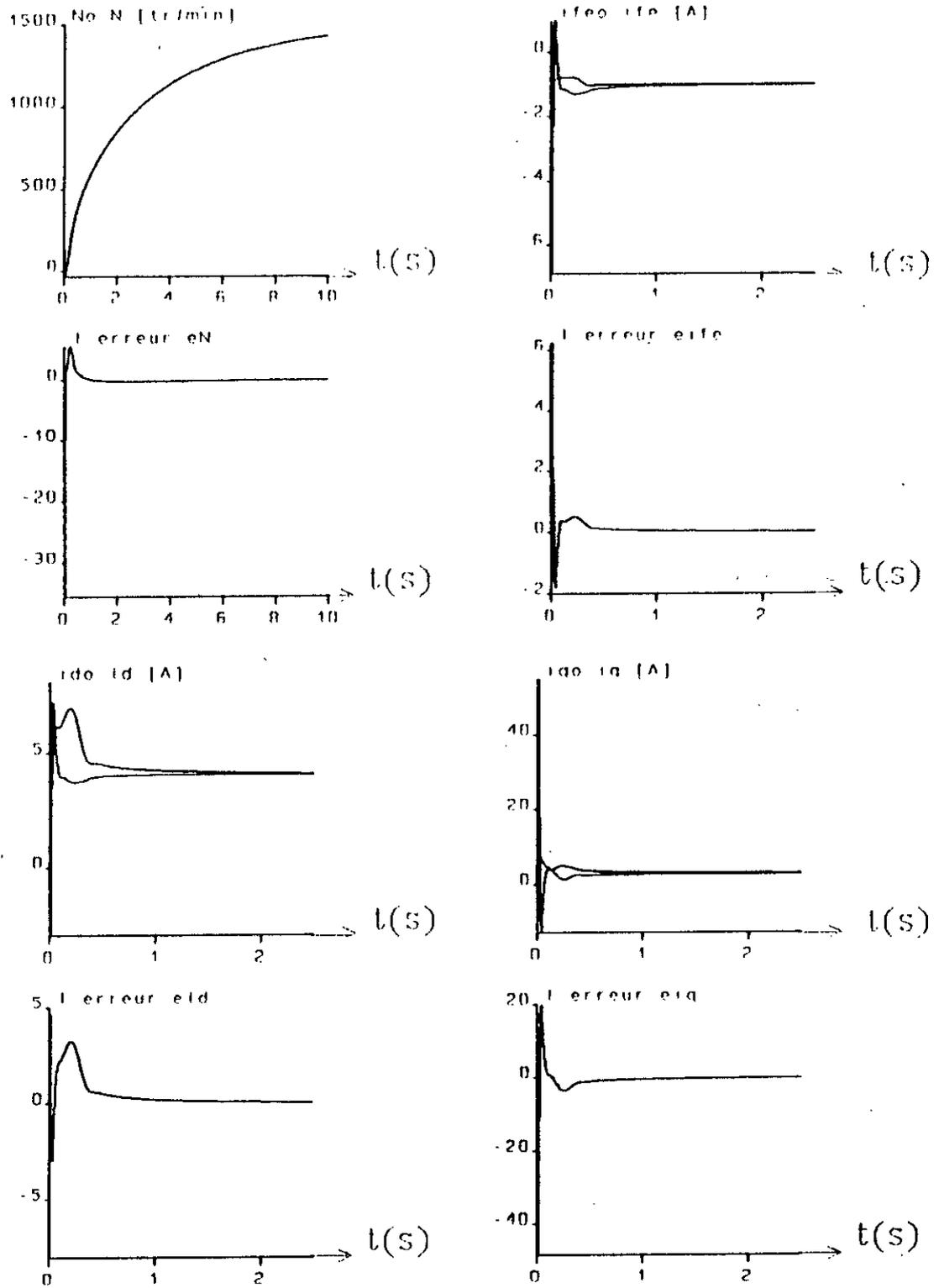
L'erreur d'observation ne dépend pas de la grandeur de commande. Le comportement dynamique propres de l'observateur ne dépend que de la matrice K_b .

III.1.3 Synthèse de l'observateur:

III.1.3.1 Détermination du gain de l'observateur à l'aide de la forme canonique d'observation:

La matrice de contre-réaction $k_b(n,p)$ (p : nombre des grandeurs de sortie), possède $n.p$ éléments, dont seulement n éléments sont déterminés par le choix des valeurs propres de la matrice F_b . La méthode de la détermination de K_b , pour un système monovariante, est identique à celle présentée pour le réglage d'état monovariante [11][25].

Le choix de toutes les valeurs propres de l'observateur à l'origine garantit un temps d'établissement fini et une erreur d'observation qui s'annule le plus rapidement possible [11][25].



Fig(III.2): Evolution des grandeurs réels et observées de la MSA avec un observateur global.

III.4 Reglage d'état avec observateur:-

La structure générale du réglage d'état avec observateur d'état global[26] est représentée par la figure(III.3) suivante:

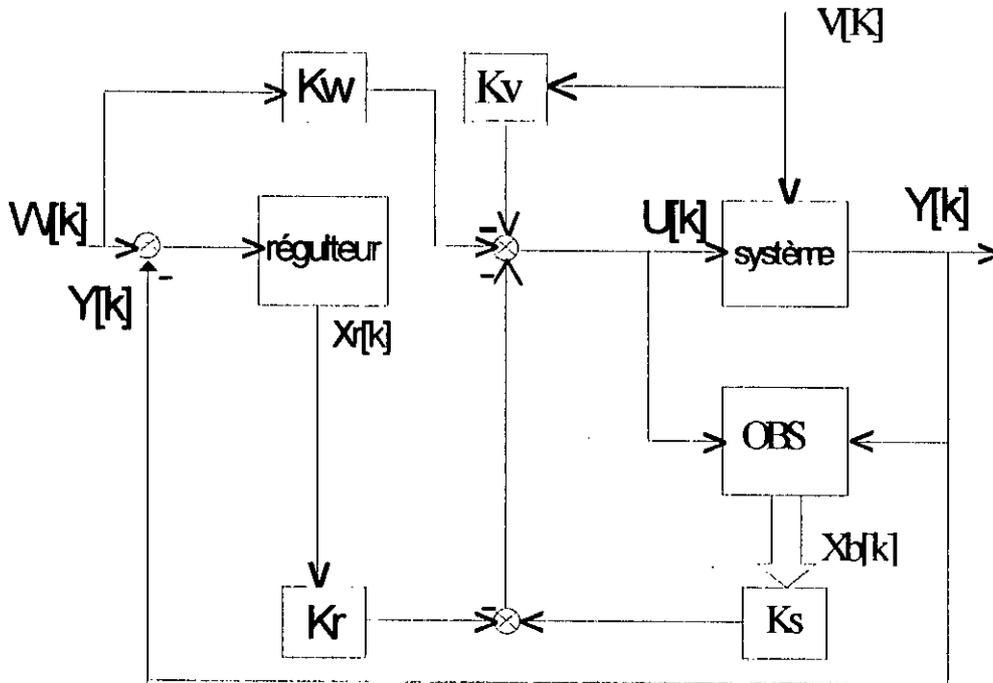


Fig (III.3) : Structure générale du réglage d'état avec observateur.

Pour la synthèse de notre observateur nous avons choisi quatres pôles à l'origine. Nous obtenons les coefficients suivants:

Pour un point de fonctionnement defini par : ($C_r = 10 \text{ Nm}$, $N = 1500 \text{ tr/min}$)

$$K_b^T = [-5.69 \cdot 10^{-3} , -2.50 \cdot 10^{-1} , 1.82 \cdot 10^{-2} , -2.23 \cdot 10^{-3}] .$$

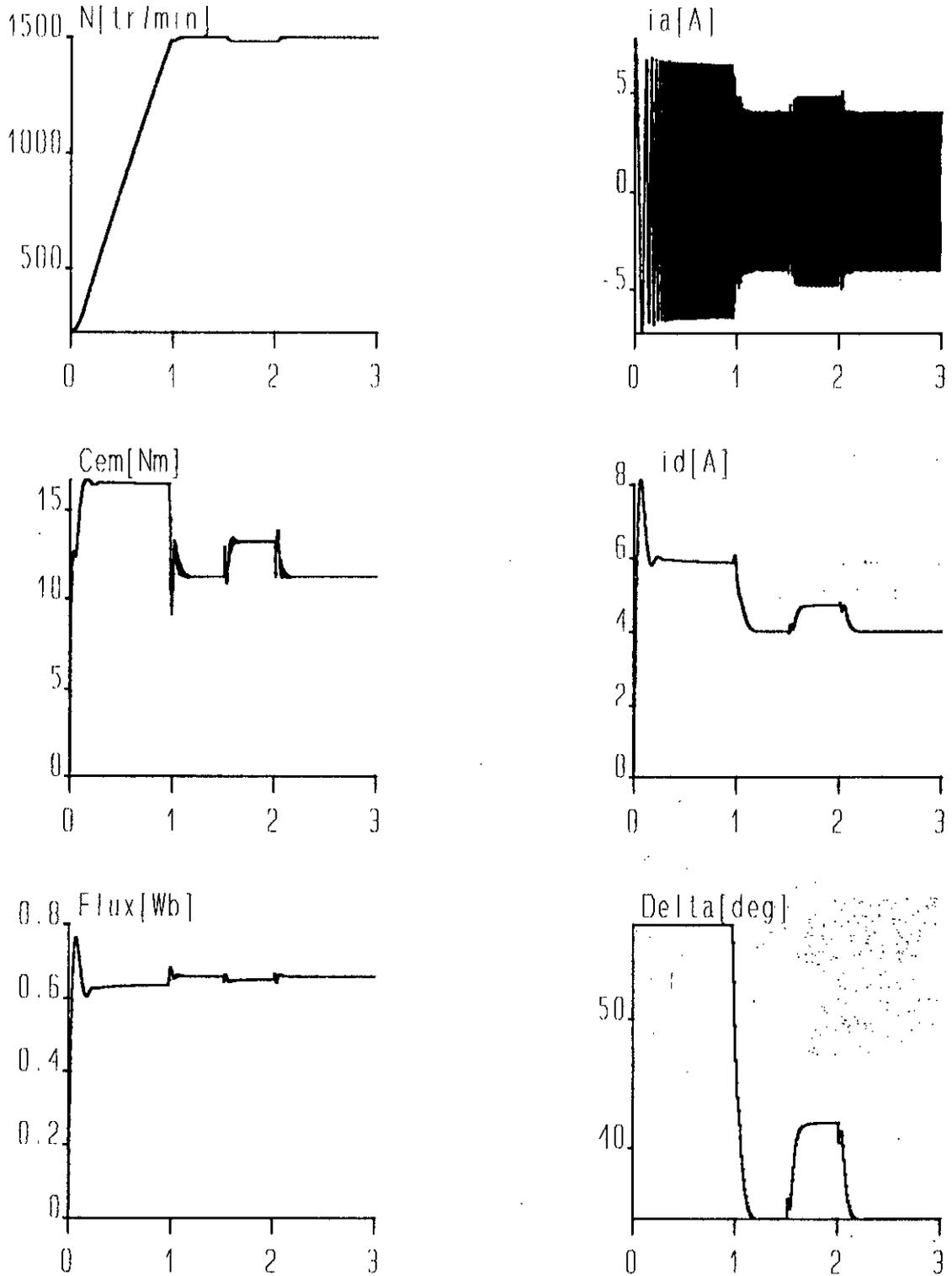
III.1.5 Simulation/Interpretation:-

La figure (III.2) montre que pendant le régime transitoire, l'observateur est loin de nous fournir des estimations plus ou moins proches des grandeurs réelles, ce qui est confirmé par les courbes représentant l'erreur d'observation.

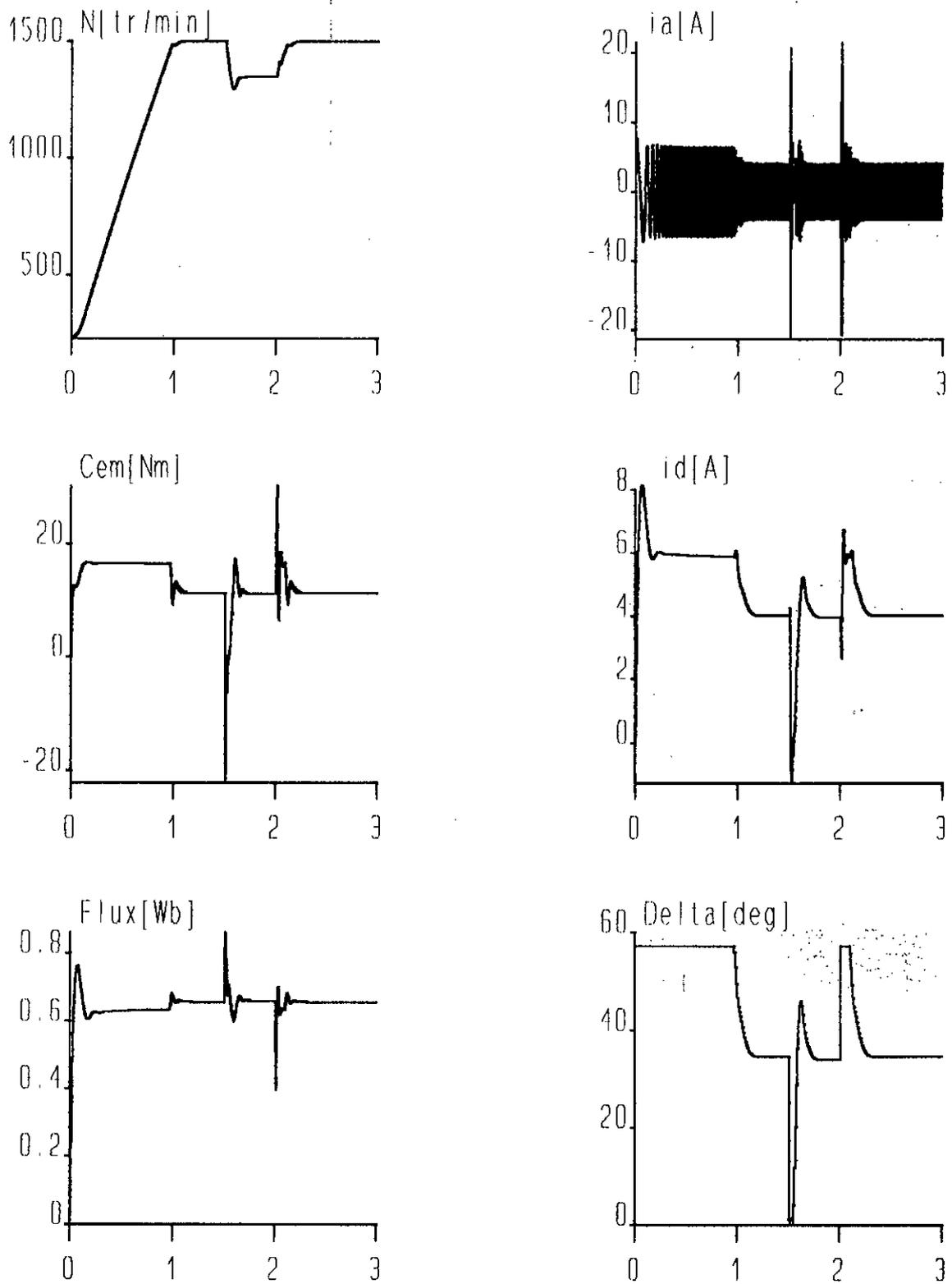
En régime permanent, en comparant les grandeurs observées à celles du système à régler, l'état de l'observateur est très voisin de l'état réel. Il peut être donc incorporer dans une chaîne de régulation.

Les figures (III.4), (III.5), (III.6) et (III.7), représenté les réponses indicielles de la machine synchrone autopilotée alimentée par (un onduleur parfait et MLI), en boucle fermée avec un observateur global par rapport à une variation de la vitesse de référence et du couple de charge. On constate que le rejet de la perturbation est affecté cela est dû au fait que la perturbation ne figurée pas dans la commande ($k_v=0$). En outre, on a remarqué que le principe de séparation n'est pas toujours vérifié pour n'importe quelles impositions des pôles, cela est raisonnable dans la mesure ou notre modélisation néglige la nonlinéaire du système.

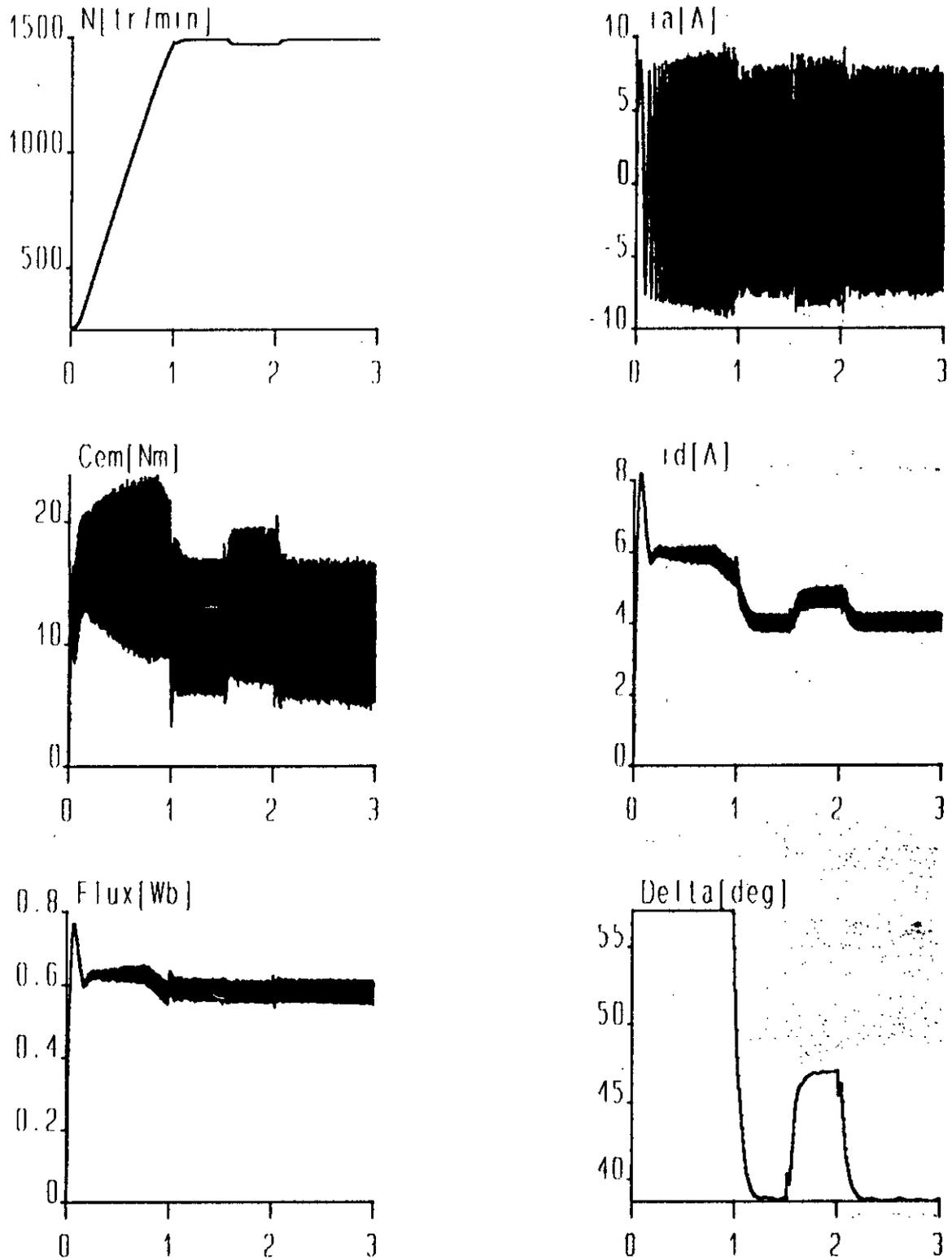
Par ailleurs il est nécessaire de compléter l'observateur d'état afin d'observer correctement le vecteur d'état et les grandeurs de perturbations.



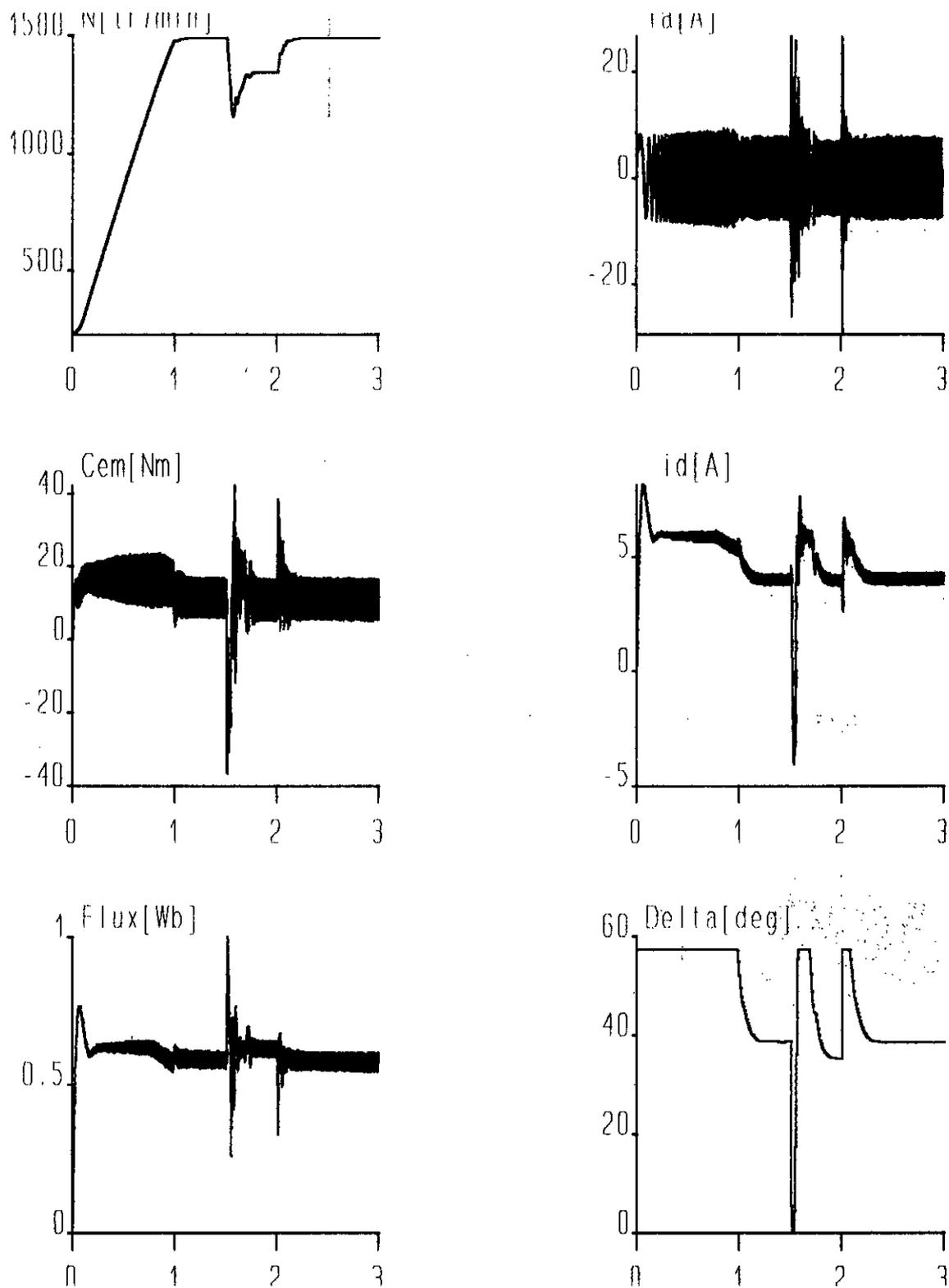
Fig(III.4): Réponse indicielles de la MSA en boucle fermée avec un observateur global par rapport à une variation de couple de charge.



Fig(III.5): Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée avec un observateur global par rapport à une variation de la vitesse de référence.



Fig(III.6): Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée avec un observateur global par rapport à une variation du couple de charge.



Fig(III.7): Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée avec un observateur global par rapport à une variation de la vitesse de référence.

OBSERVATEUR D'ETAT ET DE PERTURBATION

↳ Lorsque il y a des grandeurs de perturbations, les observateurs d'état établis précédemment ne permettent plus d'observer correctement le vecteur d'état du système à régler. Par contre il est possible de reconstituer les grandeurs de perturbations en régime établi, à partir de l'écart d'observation, donc pour pouvoir observer correctement les grandeurs d'état et de perturbation, on doit compléter la structure de l'observateur [26].

III.2.1 Structure de l'observateur d'état et de perturbation:-

On a vu que l'observation des grandeurs d'états avec l'observateur d'état n'est plus correcte. Il est alors nécessaire de compléter l'observateur d'état afin d'observer correctement le vecteur d'état et de tenir compte des grandeurs de perturbation.

La structure de l'observateur d'état et de perturbation, en présence du système à régler, est représentée par la figure (III.8) [24][11][10].

La structure de l'observateur est composée de:

- Une observation des grandeurs d'états du système à régler figure (III. 8 -1).
- Un integrateur discret figure (III.8-2) qui permet l'observation de la perturbation. Cet intégrateur est soumis à travers du coefficient I_b , à l'écart d'observation $e_b(k)$. Grâce à l'intégrateur, l'écart d'observation s'annule en régime établi.
- Une branche contenant une matrice m_b figure (III.8-3), qui permet de corriger l'observation de la perturbation.

Le vecteur de contre-réaction K_b , et les coefficients I_b et m_b doivent être déterminés à partir des performances dynamiques que l'on désire imposer à l'observateur. La branche contenant m_b , est utilisée dans le cas de l'observateur d'état et de perturbation modifié.

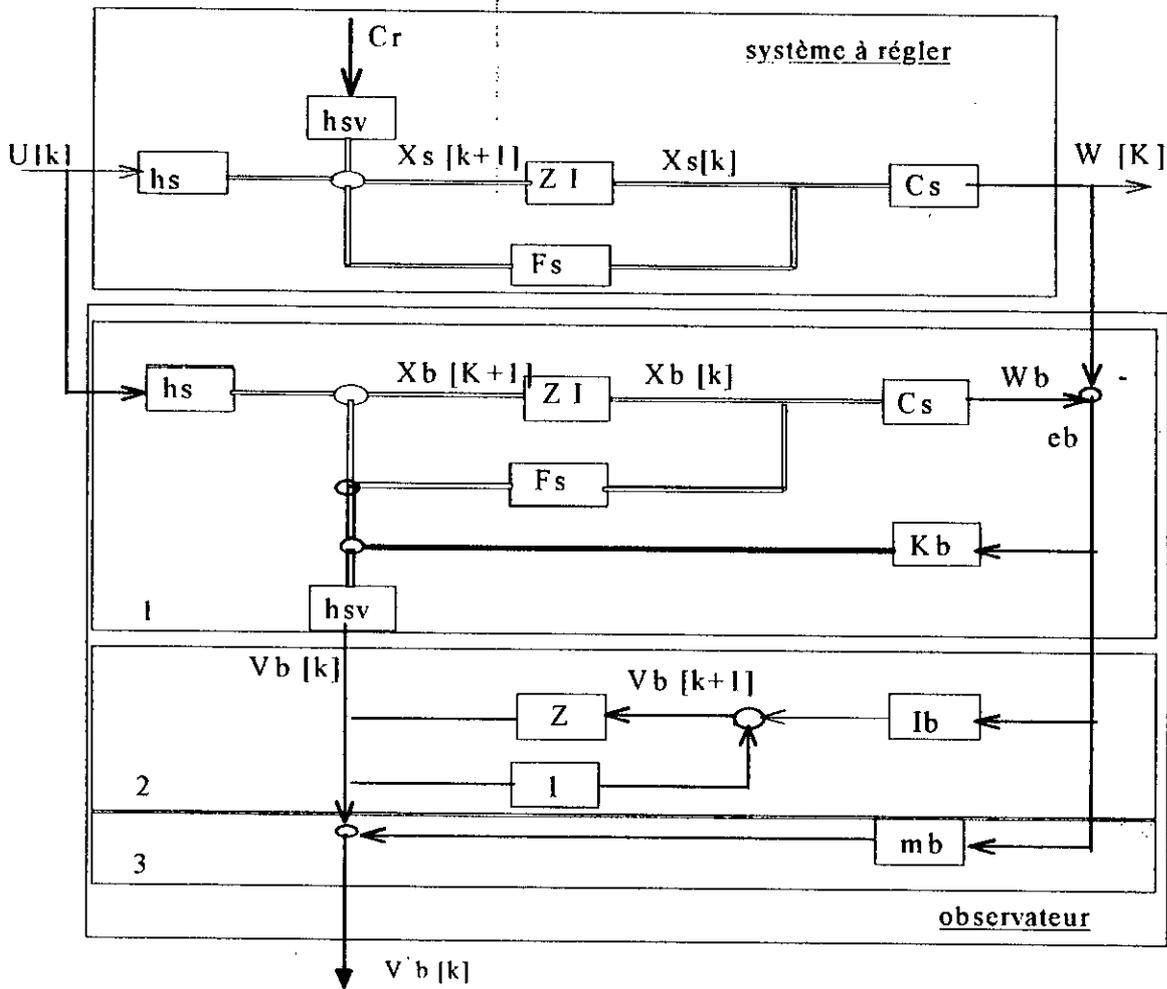


figure (III.8): structure de l'observateur d'état et de perturbation.

III.2.2 Système d'équations:

Le vecteur d'état $X_b[k]$, qui permet d'observer les états du système à régler, s'écrit par l'équation aux différences suivante[24][11]:

$$X_b[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U[k] + K_b e_b[k] + H_{sv} V_b[k]. \quad (III.5)$$

tandis que le vecteur de perturbation $V_b[k]$, est donné par l'équation aux différences qui suit[24][10]:

$$V_b [k+1] = V_b [k] + I_b e_b [k]. \quad (III.6)$$

ou l'écart d'observation est:

$$e_b [k] = Y_s [k] - Y_b [k] = Y_s[k] - C_s^t X_b [k]. \quad (III.7)$$

L'introduction de l'équation (III.7) dans (III.5) et (III.6) nous donne l'algorithme d'observation des grandeurs d'état et de perturbation [11]:

$$\begin{cases} X_b [k+1] = F_b X_b [k] + H_s U[k] + H_{sv} V_b [k] + K_b Y_s [k] \\ V_b [k+1] = -I_b C_s^t X_b [k] + I_b Y_s [k] \end{cases} \quad (III.8)$$

avec: $F_b = F_s - K_b C_s^t$

L'observateur ainsi défini estime correctement le vecteur de perturbation en régime établi. Par contre, il possède un mauvais comportement dynamique à cause du retard, d'une période d'échantillonnage, introduit par l'intégrateur discret. Pour pallier à cet inconvénient, l'observateur d'état et de perturbation modifié est utilisé (figure III.8). Ainsi, en ajoutant la branche contenant le coefficient m_b (figure III.8-3), l'observation de la grandeur de perturbation se fait dès la première période d'échantillonnage. La perturbation observée est alors corrigée de celle que [10][11]:

$$V_b [k] = V_b [k] + m_b e_b [k] \quad (III.9)$$

III.2.3 Synthèse de l'observateur:

Les équations d'états échantillonnées du système à régler étant données par l'équation(II.2), lorsque l'erreur d'observation est définie par:

$$e_s [k] = X_s [k] - X_b [k] \quad (III.10)$$

et en combinant les équations (III.5) , (III.6) et (III.10), on tire:

$$\begin{aligned} \tilde{X}_b [k + 1] &= (F_s - K_b C_s') \tilde{X}_b [k] - H_{sv} V_b [k] + H_{sv} V [k] \\ V_b [k + 1] &= -I_b C_s' X_b [k] + V_b [k] \end{aligned} \quad (III.11)$$

Pour étudier l'observateur d'état, il est judicieux d'établir les équations aux différences en introduisant le vecteur d'état augmenté suivant:

$$X_{bg} [k] = \begin{pmatrix} X_b [k] \\ V_b [k] \end{pmatrix}$$

Ce qui conduit à une seule équation aux différences définie par:

$$X_{bg} [k+1] = F_{bg} X_{bg} [k] + H_{bg} V [k] \quad (III.12)$$

Avec:

$$F_{bg} = \begin{pmatrix} F_s - K_b C_s' & -H_{sv} \\ I_b C_s' & 1 \end{pmatrix} ; \quad H_{bg} = \begin{pmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$$

La matrice F_{bg} représente le comportement dynamique de l'observateur d'état et de perturbation. Elle peut être décomposée de manière à aboutir à une forme équivalente à celle du système en boucle fermée tel que [11][10]:

$$F_{BI} = F_{bo} - K_{bo} C_{bo} \quad (III.13)$$

avec:

$$F_{bo} = \begin{pmatrix} F_s & -H_{sv} \\ 0 & 1 \end{pmatrix} ; \quad K_{bo} = \begin{pmatrix} K_b \\ -I_b \end{pmatrix} ; \quad C_{bo} = [C_s \quad 0]$$

Pour la détermination des coefficients de la contre-réaction K_b et J_b , nous reconduisons la même méthode que celle utilisée pour la détermination du vecteur de contre réaction d'état. Pour ce qui est du choix des pôles de l'observateur, on a choisi quatre pôles identiques ($Z_i = 0.185 \quad i= 1,4$), afin de garantir un temps de réponse très court et l'annulation rapide de l'erreur d'observation [11].

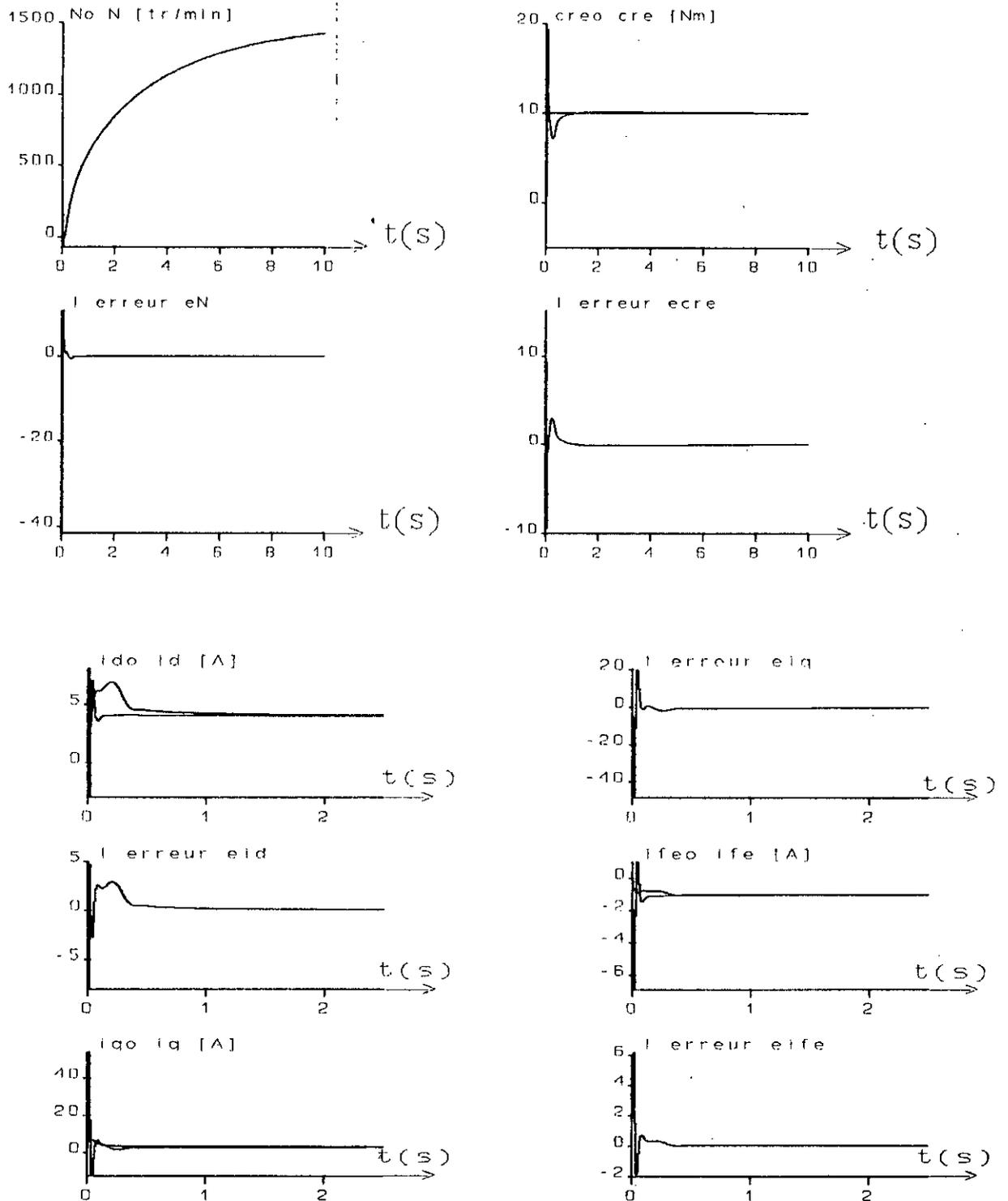
Pour la synthèse de notre observateur, nous obtenons les coefficients suivant:

$$K_b^t = [-1.72.10^{-3} \quad -1.68.10^{-1} \quad 1.21.10^{-2} \quad 3.77.10^{-1} \quad -2.50.10^{-1}]$$

Le coefficient de correction m_b peut être déterminé en imposant que le vecteur $V(k)$ prenne la valeur de $V(0)$, au premier instant d'échantillonnage.

$$m_b = 1 / [Y_b(1) - Y_s(1)].$$

↑ Ainsi, le calcul a donné: $m_b = 0.25$



Fig(III. 9): Evolution des grandeurs réels et observées de la MSA avec un observateur de perturbation.

III.2.4 Reglage d'état avec observateur:

III.2.4.1 Structure de réglage d'état avec observateur:

La structure générale du réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation est représentée schématiquement par la figure (III.10) [26][11]:

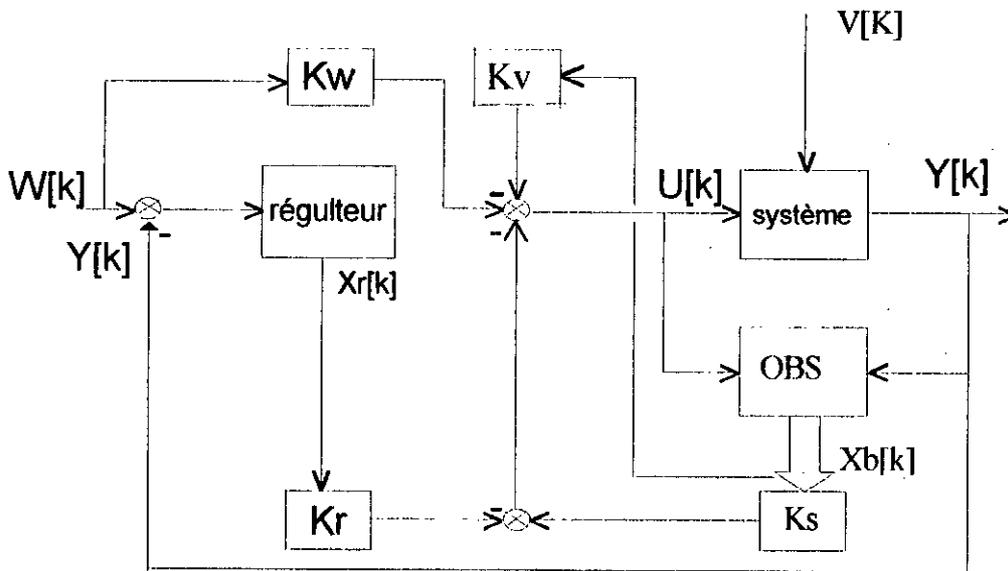


figure (III.10): structure générale du réglage d'état avec observateur d'état et de perturbation.

Ainsi, à partir de la mesure du vecteur de commande $U[k]$ et du vecteur de sortie $Y[k]$, l'observateur permet le calcul du vecteur d'état et du vecteur des perturbations tel que :

- Le vecteur d'état $X_b[k]$ représente les états estimés qui sont utilisés par le retour d'état à travers le coefficient de réglage k_s^1 .
- L'intervention directe de la perturbation utilise le vecteur $V_b[k]$, qui représente les perturbations estimées.

Il faut noter qu'on a changé l'emplacement des pôles de régulateur d'état afin d'éviter la chute de la vitesse lors d'une application de la perturbation.

Nous avons choisi une paire de pôle complexe conjuguée assurant un amortissement relatif optimal, et un pôle réel triple :

$$Z_{12} = e^{-\rho T_c} (\cos(-\rho T_c) \pm j \sin(-\rho T_c))$$

$$Z_r = e^{-\rho T_c}$$

avec $\rho = 0.52$

nous obtenons les coefficients suivant:

$$K^t = [-1.129 \cdot 10^{-2} \quad -1.588 \cdot 10^{-1} \quad -1.363 \quad 1.038 \cdot 10^{-2} \quad 1.702 \cdot 10^{-3}]$$

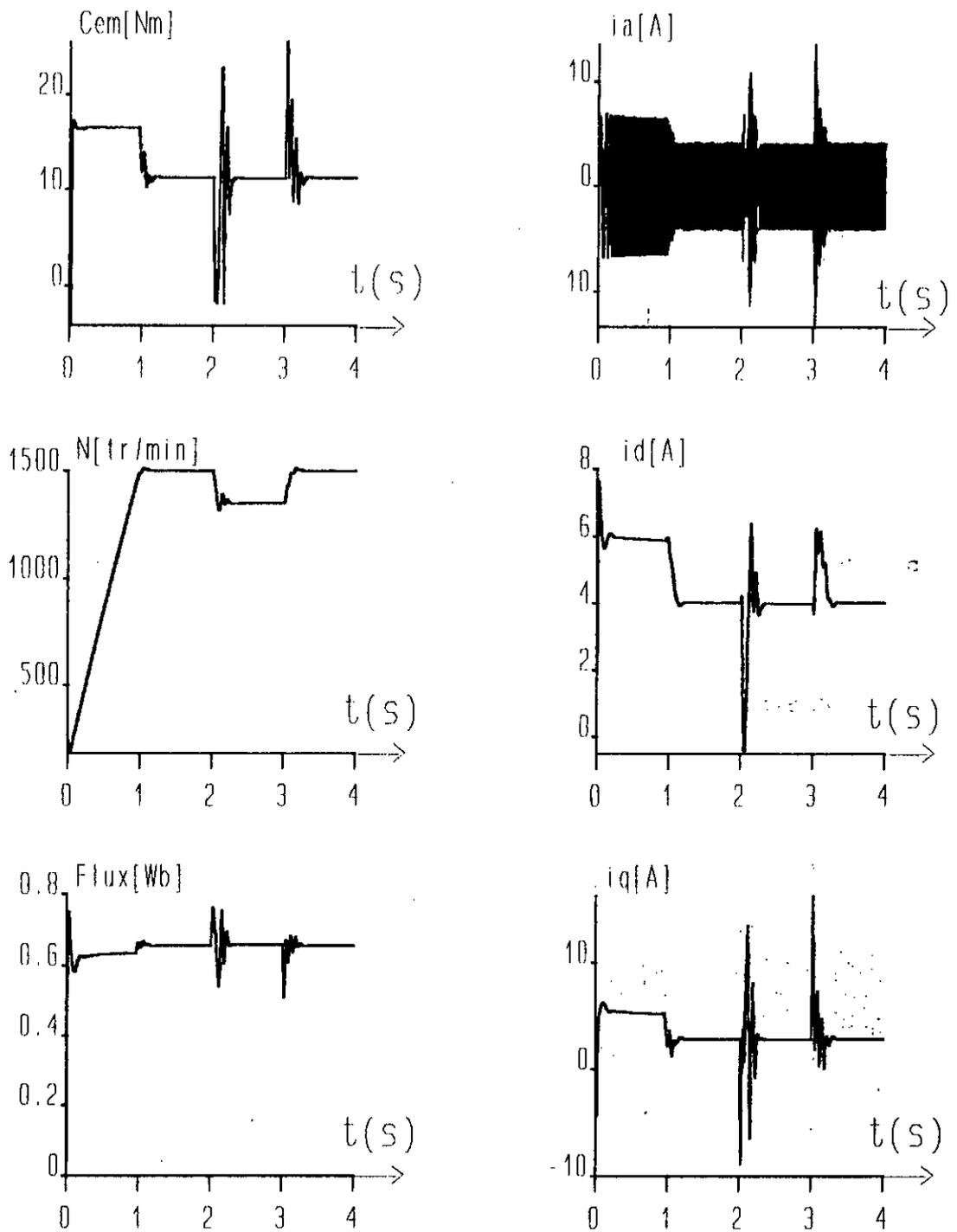
$$K_w = 4.327 \cdot 10^{-3} ; \quad K_v = -1.0174 \cdot 10^{-2}$$

III.2.5 Simulation et Interpretation:

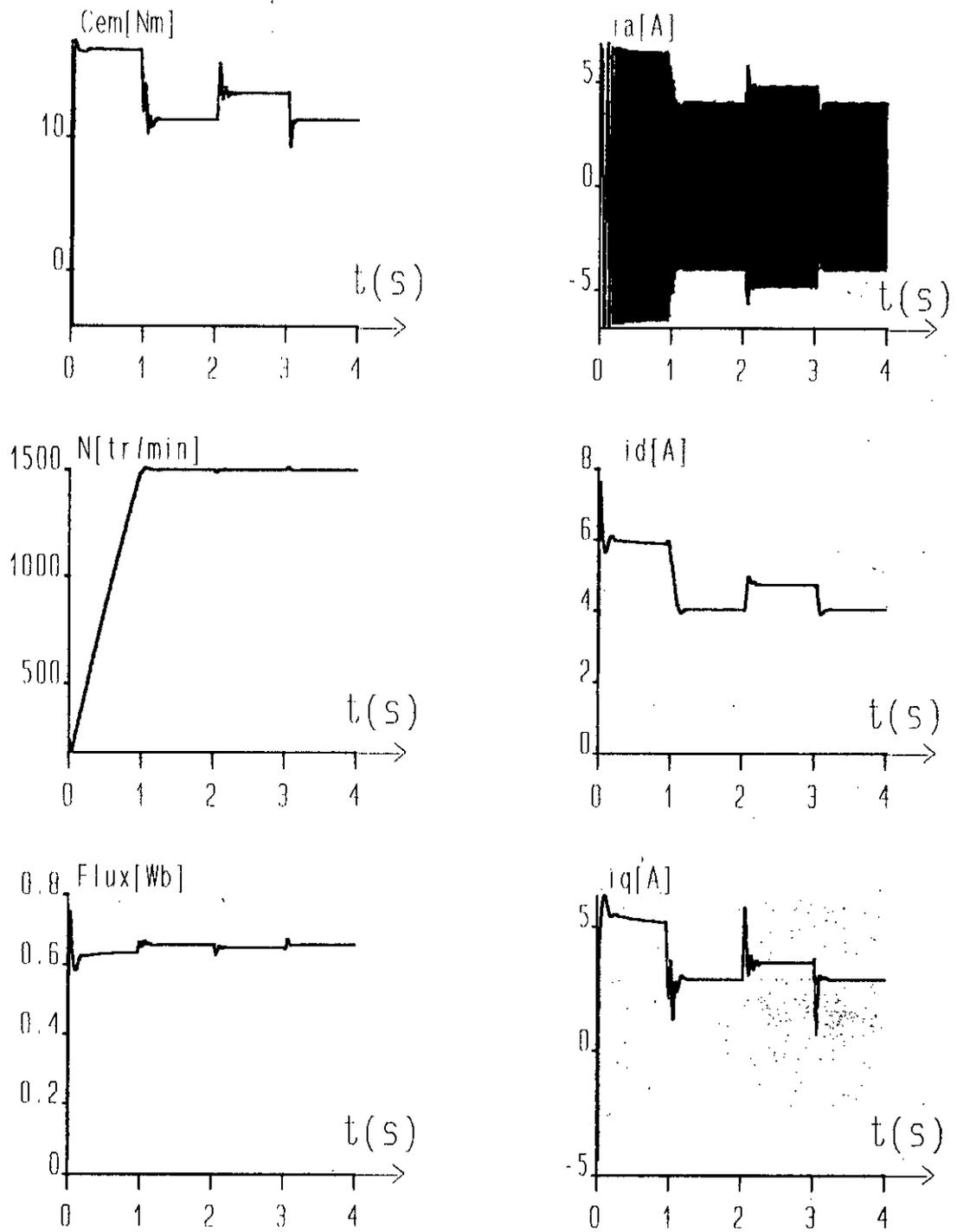
Nous avons simulé le comportement de notre observateur , pour verifier son aptitude à observer la vitesse, les courants et le couple résistant lors du réglage d'état . Sur la figure(III.9) nous avons représenté l'évolution des grandeurs réelles et observées de la machine synchrone autopilotée en boucle ouverte avec un observateur de perturbation.

L'évolution de la vitesse observée est identique à celle de la vitesse réelle, de même pour le couple observé qui se rapproche de la réponse du couple réel après un régime transitoir très court. Les courbes des deux courants sont aussi confondues en régime établi après que l'erreur d'observation soit nul.

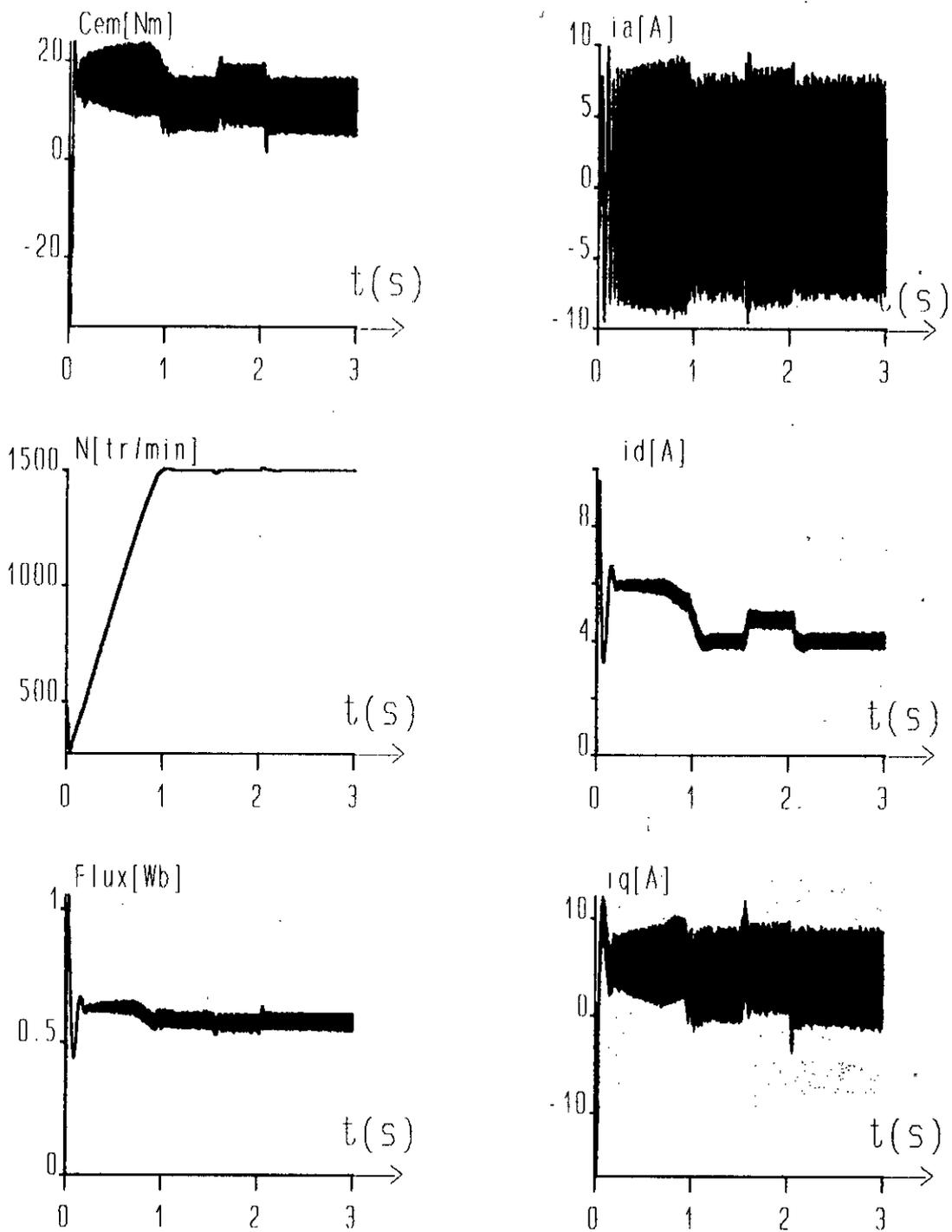
Vu que tous les états sont estimés, il est donc nécessaire d'imposer un nombre de pôles égale au nombre d'états estimés, afin d'annuler l'écart d'observation. Pour remédier à ce problème, l'observateur de **Luenberger**, présente l'avantage qu'avec un vecteur d'état réduit, ne comportant que les états non mesurables, on arrive donc à effectuer la même tâche



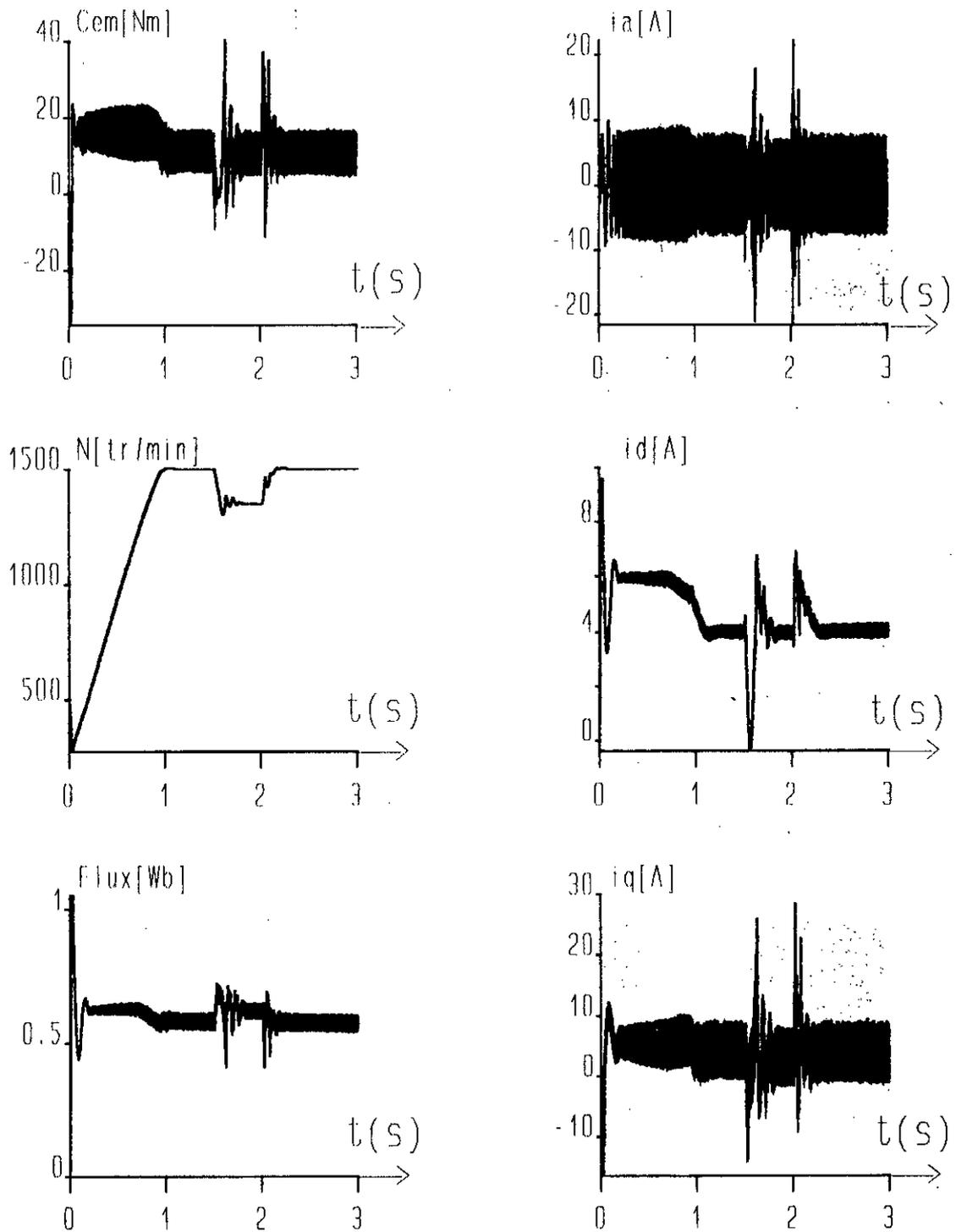
Fig(III.11): Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée avec un observateur par rapport à une variation de la vitesse de référence.



Fig(III.12): Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée observateur de perturbation par rapport à une variation du couple de charge.



Fig(III.13): Réponses indicieles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée avec observateur de perturbation par rapport à une variation du couple de charge.



Fig(III.14): Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée avec un observateur de perturbation par rapport à une variation de la vitesse de référence.

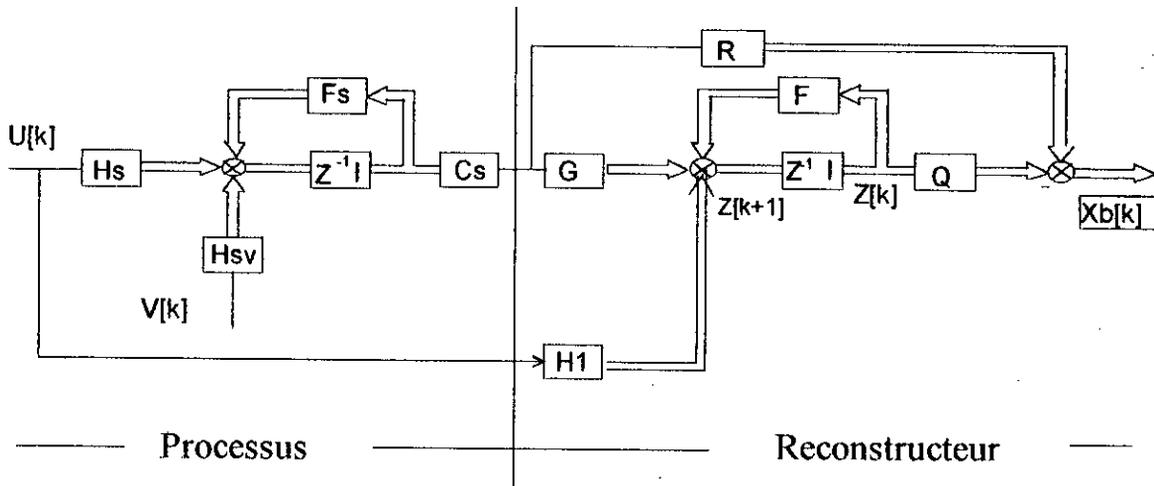
CHAPITRE-IV-

REGLAGE DETAT AVEC OBSERVATEUR D ORDRE REDUIT

Ce type d'observateur nous permet d'observer que les variables d'états non mesurables du vecteur d'état total, ce qui réduit le temps de calcul de l'algorithme d'observation [11], pour que ce dernier peut être implémenter sur un calculateur numérique.

Le dimensionnement de l'observateur à l'aide de la théorie de **Luenberger**, a un grand apport dans ce domaine grâce à sa simplicité [33].

IV.1 Structure de l'observateur de Luenberger :-



Fig(IV.1): Structure de l'observateur de LUENBERGER.

IV.2 Equations de l'observateur:-

Soit un système à régler linéaire d'ordre **n** à **m** entrées et **s** sorties[25][22].

$$\begin{cases} X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} V[k] \\ Y[k] = C_s X_s[k] \end{cases} \quad (IV.1)$$

La 2^{ème} équation nous donne **s** composantes du vecteur d'état $X_s[k]$ en fonction de **s** composantes du vecteur de sortie $Y[k]$. Si C_s est une matrice carré d'ordre **s** et régulière, alors le reconstruteur d'état permet de déterminer les **(n-s)** composantes inconnues du vecteur $X_s[k]$.

Le reconstructeur est décrit par les équations [22][25][26]

$$\begin{cases} Z[k+1] = FZ[k] + GY[k] + HU[k] \\ X_s[k] = QZ[k] + RY[k] \end{cases} \quad (IV.2)$$

avec :

- $Z[k]$: vecteur d'état du reconstructeur.
- $X_s[k]$: son vecteur de sortie.
- $Q(n,n-s)$: matrice d'observation.
- $F(n-s,n-s)$: matrice d'évolution de l'observateur.
- $G(n-s,s), H(n-s,m)$: matrices d'application des entrées.
- $R(n,s)$: matrice de transmission directe.

IV.3 Conditions d'existence du reconstructeur:-

En régime d'existence, on a l'équation linéaire suivante[22]:

$$\begin{aligned} Z &= L X_s \quad \forall X, U \text{ avec } \dim L = (n-s, n) \quad (IV.3) \\ \forall K: Z[k] &= L X_s + \varepsilon[k] \text{ avec: } \varepsilon[k] \rightarrow 0 \end{aligned}$$

La substitution de (IV.2) dans (III.1.3) et (III.1.4) et (III.1.1) et (III.1.2), aboutit à:

$$(L F_s - FL - GC_s) X_s[k] + (L H_s - H) U[k] + L H_{sv} V[k] + \varepsilon[k+1] - F \varepsilon[k] = 0.$$

Dans cette relation on réduit les conditions d'existences, cette relation doit être vraie quelque soit X et U, donc:

$$\begin{cases} L F_s - FL = GC_s \\ L H_s = H \\ \varepsilon[k+1] = F \varepsilon[k] \end{cases} \quad (IV.4)$$

Remarque:

L'équation (IV.4 .1) est vérifiée si F_s et F n'ont pas des valeurs propres communes.

L'équation (III.4.2) permet de définir la dynamique du reconstructeur sur laquelle est basée la méthode de Luenberger. Cette dynamique est déterminée par les valeurs propres de la matrice F . En régime établi ($\varepsilon=0$), nous aurons $Xb=X_s$, d'où :

$$QL + RC_s = I \quad (IV.5)$$

IV.4 Détermination des matrices de l'observateur:-

Considérons le reconstructeur défini par (III.6), dans l'espace d'état \tilde{X} , la matrice F sous forme compagne sera alors [25][26]:

$$\tilde{F} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \dots & -f_0 \\ 1 & 0 & \dots & -f_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 1 - f_{n-2} \end{pmatrix}$$

Si le système est observable, la dynamique de F doit être plus rapide que celle de F_s , ie. en donnant aux $(n-1)$ valeurs propres de F un module plus petit que celles des valeurs propres de F_s .

$$f_{n-2} s^{n-2} + f_{n-3} s^{n-3} + \dots + f_0 = 0$$

Les coefficients de F sont ceux du polynôme caractéristique.

Ce dernier peut être écrit en fonction des valeurs propres de F , choisies arbitrairement ou fixées par celles de F_s :

$$\prod_{i=1}^{n-1} (s - \lambda_i)$$

Luenberger a proposé une solution simple, permettant de réaliser [22][26][25]:

$$\tilde{L} \tilde{F}_s - \tilde{F} \tilde{L} = \tilde{G} \tilde{C}_s \quad (IV.6)$$

Elle utilise la matrice $L(n-1, n)$ et la matrice colonne $G(n-1, 1)$:

$$\tilde{L} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & l_0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & l_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 1 & l_{n-2} \end{pmatrix}; \quad \tilde{G} = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \dots \\ g_{n-1} \end{pmatrix}$$

avec:

$$\left| \begin{array}{l} g_k = f_{k-1}(a_{n-1} - f_{n-2}) + f_{k-2} - a_{k-1} \quad k = \overline{2, n-2} \\ g_1 = f_0(a_{n-1} - f_{n-2}) - a_0 \\ l_i = -f_i \quad \text{avec } i = \overline{0, n-2} \end{array} \right. \quad (\text{IV.7})$$

Et soit les matrices $Q(n, n-1), R(n, 1)$ suivantes:

$$[\tilde{Q} \quad \tilde{R}] = \begin{bmatrix} \tilde{L} \\ \tilde{C} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & f_0 \\ 0 & 0 & \dots & f_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & f_{n-2} \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{pmatrix}$$

Dans la mesure où on a un écart d'observation nul, pour un observateur d'ordre réduit, la perturbation excitant le système est considérée complètement connue.

Il faut noter que l'observateur d'état complet est un système d'ordre conformément à celui à régler. Lors de la définition du vecteur d'état de l'observateur, on ne tient pas compte de l'information fournie par le système à régler, en particulier de son état de sortie.

Pour cela, on fait appel à un observateur d'ordre réduit, qui exploite l'information arrivant du système pour reconstruire les états non mesurables.

En outre, on remarque qu'il y a une réduction dans l'importance de calcul nécessaire pour élaborer l'algorithme d'observation, et également le temps d'établissement par rapport à un observateur complet.

Pour la synthèse de notre observateur nous avons choisi trois pôles à l'origine qui correspondent aux trois grandeurs à observer.

- F(3,3) est la matrice d'évolution de l'observateur.

- La matrice L(3,4):

$$\tilde{F} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} ; \quad \tilde{L} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

- Q(4,3) est la matrice d'observation

- R(4,1) est la matrice de transmission directe

$$\tilde{Q} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} ; \quad \tilde{R} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

- G(n-s,s) et H(n-s,m): matrices d'application des entrées:

$$\tilde{H} = \begin{pmatrix} 0.8234 \\ -4.4533 \\ -11.2325 \end{pmatrix} ; \quad \tilde{G} = \begin{pmatrix} 0.0005 \\ 0.2201 \\ -0.1008 \end{pmatrix}$$

- T(4.4) est la matrice de transformation

$$T = \begin{pmatrix} 0.7008 & 0.4097 & -0.4210 & -0.0399 \\ 36.6054 & -4.9493 & 2.9626 & 0.7535 \\ -3.9356 & 0.5067 & -0.3403 & -0.0727 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

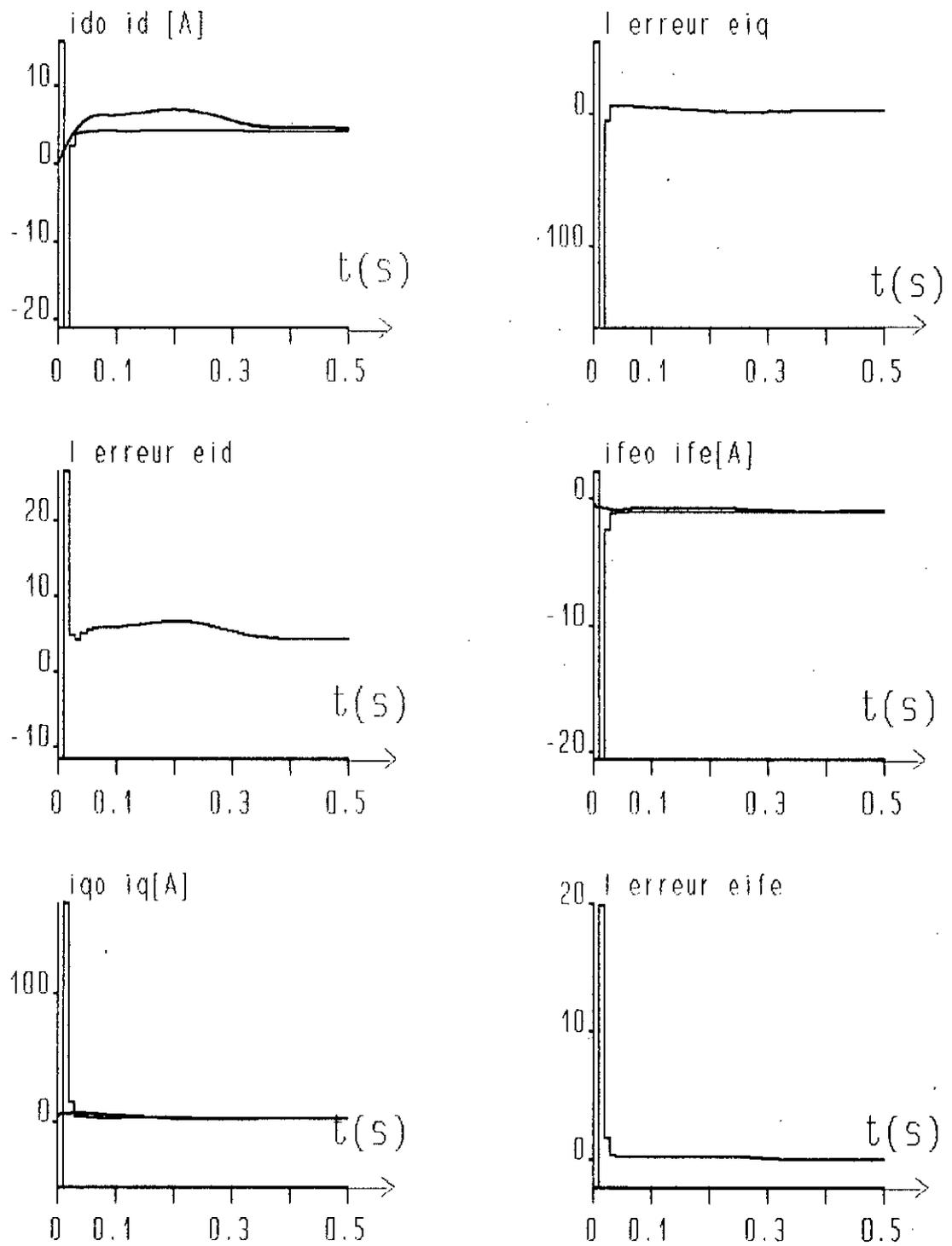


Fig (IV. 2): Evolution des grandeurs réels et observées de la MSA avec un observateur de Luenberger.

IV.5 Réglage d'état avec observateur de Lunberger:

IV.5.1 Structure générale:-

Il est possible de combiner le réglage d'état avec observateur lorsque le vecteur d'état est obtenue indirectement à l'aide d'un observateur [11][25].

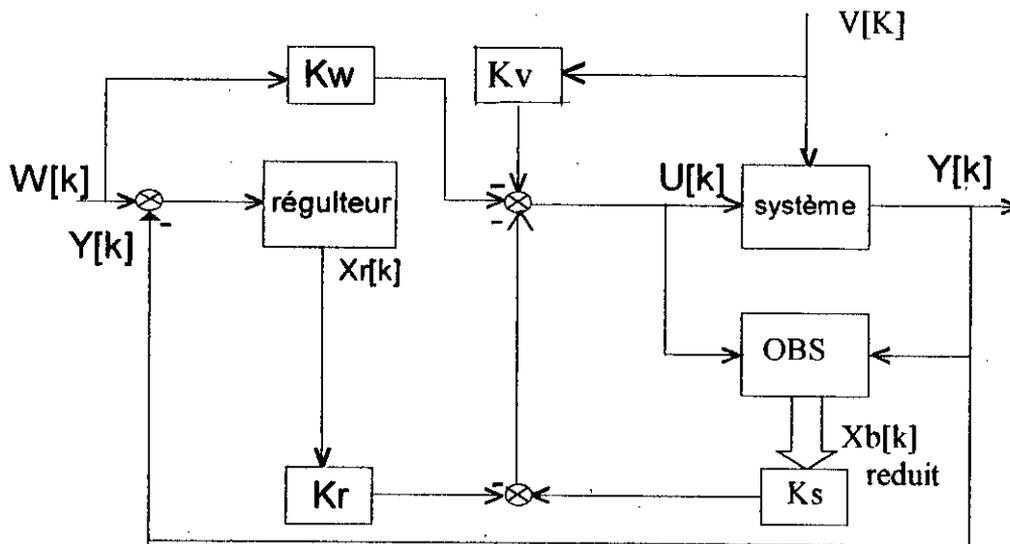


Fig (IV.3): Structure générale du réglage d'état avec observateur .

IV.5.2 Système d'équations:

Le système à régler est:

$$\begin{cases} X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} V[k] \\ Y_s[k] = C_s X_s[k] \end{cases} \quad (IV.8)$$

Le régulateur intégrateur est donné par

$$X_r[k+1] = X_r[k] + W[k] - Y[k] \quad (IV.9)$$

Le vecteur de commande est:

$$U[k] = -K_s X_s[k] + K_r X_r[k] + K_w W[k] - K_v V[k] \quad (IV.10)$$

L'équation d'état de l'observateur est:

$$\begin{cases} Z[k+1] = F Z[k] + G Y[k] + H U[k] \\ X_o[k] = Q Z[k] + R Y_s[k] \end{cases} \quad (IV.11)$$

L'erreur de l'observateur d'état est donnée par[22]:

$$\begin{aligned} \varepsilon[k] &= Z[k] - L X_o[k] \\ \tilde{X}[k] &= X_s[k] - X_o[k] \\ \tilde{X}_o[k+1] &= Q \varepsilon[k] \end{aligned} \quad (IV.12)$$

Le vecteur de commande devient alors:

$$U[k] = -K_s X_s[k] + K_r X_r[k] + K_s Q \varepsilon[k] + K_w W[k] - K_v V[k]$$

Le système à régler devient alors:

$$X_s[k+1] = (F_s - H_s K_s) X_s[k] + H_s K_r X_r[k] + H_s K_s Q \varepsilon[k] + H_s K_w W[k] - (H_{sv} - H_s K_v) V[k]$$

Le régulateur devient :

$$X_r[k+1] = -C_s X_s[k] + X_r[k] + W[k] \quad (IV.13)$$

On introduit le vecteur $X_c[k]$ pour le système global:

$$X_c[k] = [X_s[k] \quad X_r[k] \quad \varepsilon[k]]^T \quad (IV.14)$$

L'équation aux différences totales, sera:

$$\begin{aligned} X_c[k+1] &= F_c X_c[k] + H_{cw} W[k] + H_{cv} V[k] \\ Y[k] &= C_c X_c[k] \end{aligned} \quad (IV.15)$$

Avec:

Avec:

$$F_c = \begin{pmatrix} F_s - H_s k_s & H_s K_r & H_s K_s Q \\ -C_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & F_b \end{pmatrix} ; \quad H_{sw} = \begin{pmatrix} H_s K_w \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix} ; \quad H_{sv} = \begin{pmatrix} H_{sv} - H_s K_v \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} ; \quad C_c = (C_s \quad 0 \quad 0)$$

La matrice F_c peut être exprimée par:

$$F_G = \begin{pmatrix} F_G & H_{sb} \\ 0 & F_b \end{pmatrix} ; \quad \text{où } F_G = F - HK$$

$$F = \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -C_s & I \end{pmatrix} ; \quad H = (H_s \quad 0) ; \quad H_{sb} = \begin{pmatrix} H_s K_s Q \\ 0 \end{pmatrix}$$

où:

$$\det(Z I - F_c) = \det(Z I - F_G) \cdot \det(Z I - F_b)$$

Remarque :

On remarque que les n premières valeurs propres sont celles du système à régler, tandis que les $n-1$ secondes valeurs sont celles de l'observateur. On peut donc, dimensionner séparément le réglage d'état et l'observateur, ce qui facilite fortement la synthèse du système global, car il est subdivisé en deux sous-systèmes d'ordre inférieur [23].

Si le comportement de l'observateur est stable et sa dynamique est plus rapide que celle du système, alors son influence est négligeable sur l'observation de la dynamique du système à régler.

IV.5.3 Simulation/Interprétation:

Pour vérifier la validité du réglage d'état avec observateur, nous avons été amené à introduire des variations sur le couple de charge (on considère qu'il est mesurable), ainsi que sur la consigne de vitesse au moment où le régime établi est atteint.

On remarque, que la poursuite de la vitesse est conservée, mais on remarque également une affectation des autres états du système lors d'une grande variation.

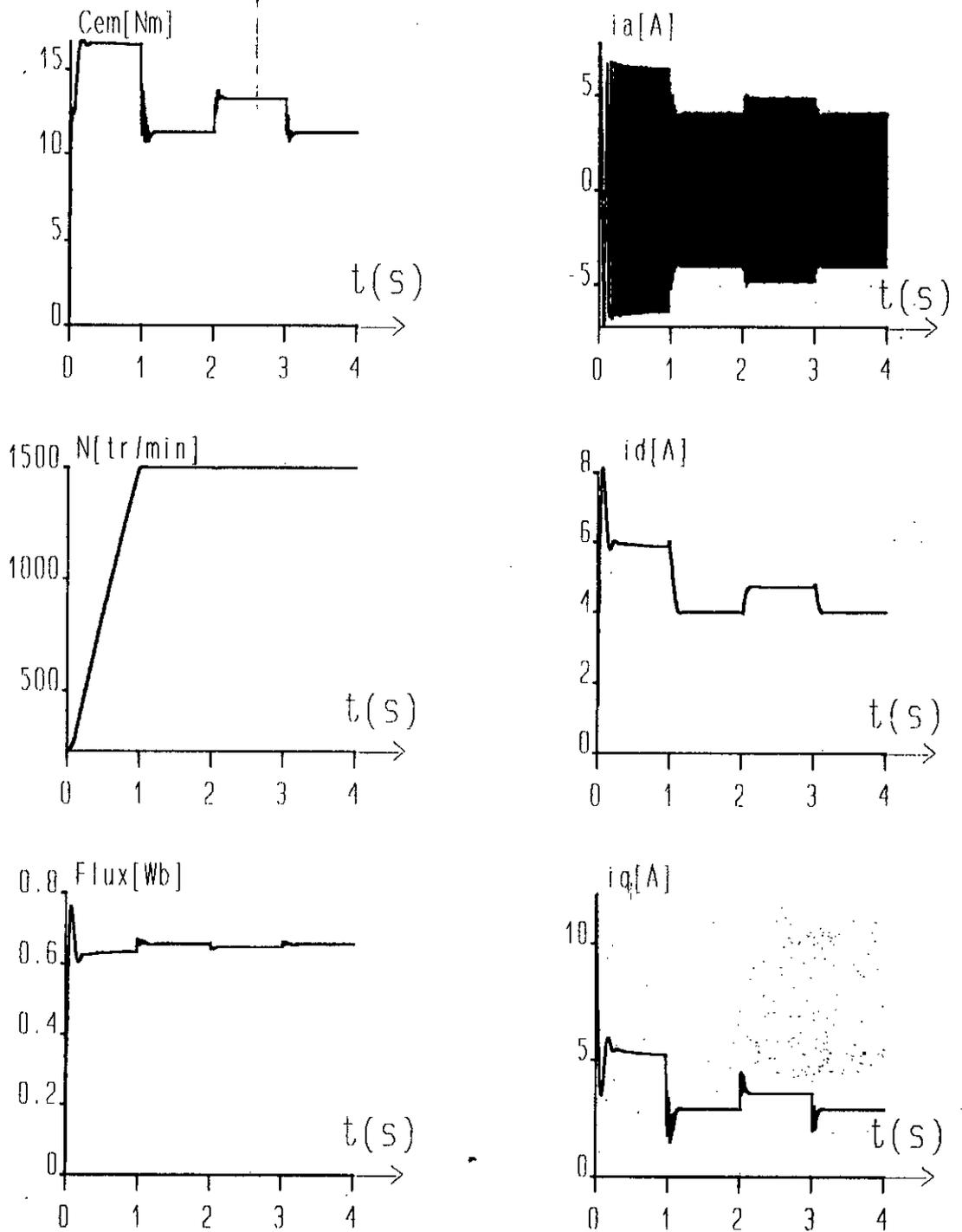
On peut dire que l'erreur d'estimation est plus importante quand il s'agit des grandes variations que pour le cas des petites variations, puisque le système est linéarisé autour d'un point de fonctionnement. Lorsque ce dernier varie, le modèle linéarisé ne sera plus représentatif au système réel, d'où l'observateur perd son efficacité concernant l'observation des états du système lors d'une grande variation de la grandeur de consigne.

IV.6 CONCLUSION:-

Lors de la mise en fonction d'un réglage d'état avec observateur, il est très utile de mettre en fonction d'abord l'observateur. Après adaptation de l'observateur aux conditions initiales du système à régler, on met en fonction le réglage d'état, ce qui se manifeste dans le principe de séparation, ce principe annonce que le réglage d'état et l'observateur peuvent être étudiés séparément.

On a remarqué bien, qu'un observateur d'ordre réduit dans une chaîne de régulation, soit assez sensible aux erreurs de modélisation [11]. En effet, lorsqu'on s'éloigne du point de fonctionnement, l'observateur ne devient plus satisfaisant.

↳ fin



Fig(IV . 4): Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée avec observateur de Luenberger par rapport à une variation du couple de charge.

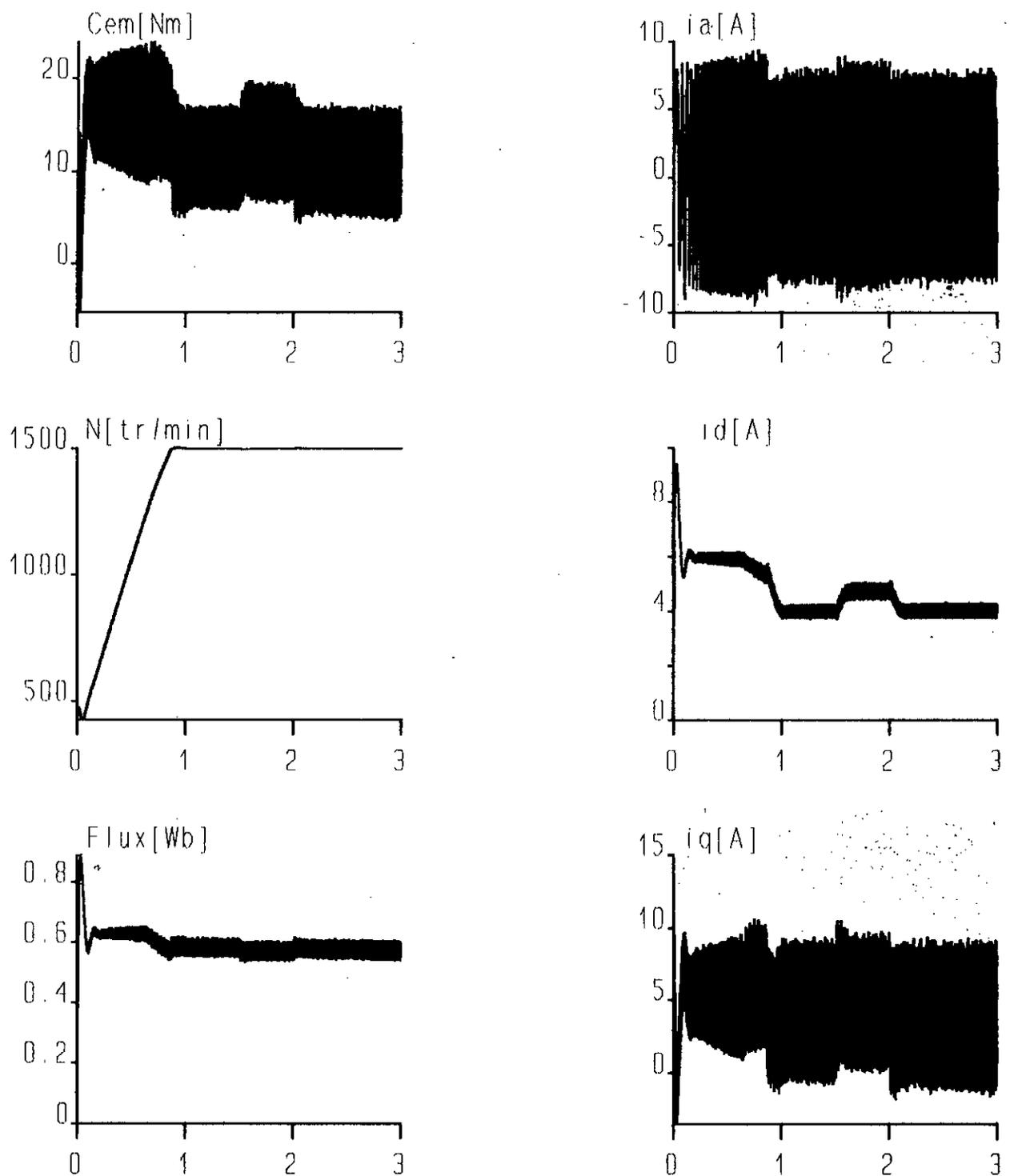


Fig (IV.5): Réponse indicielle du MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée avec un observateur de Lunbrerger par rapport à une variation du couple de charge.

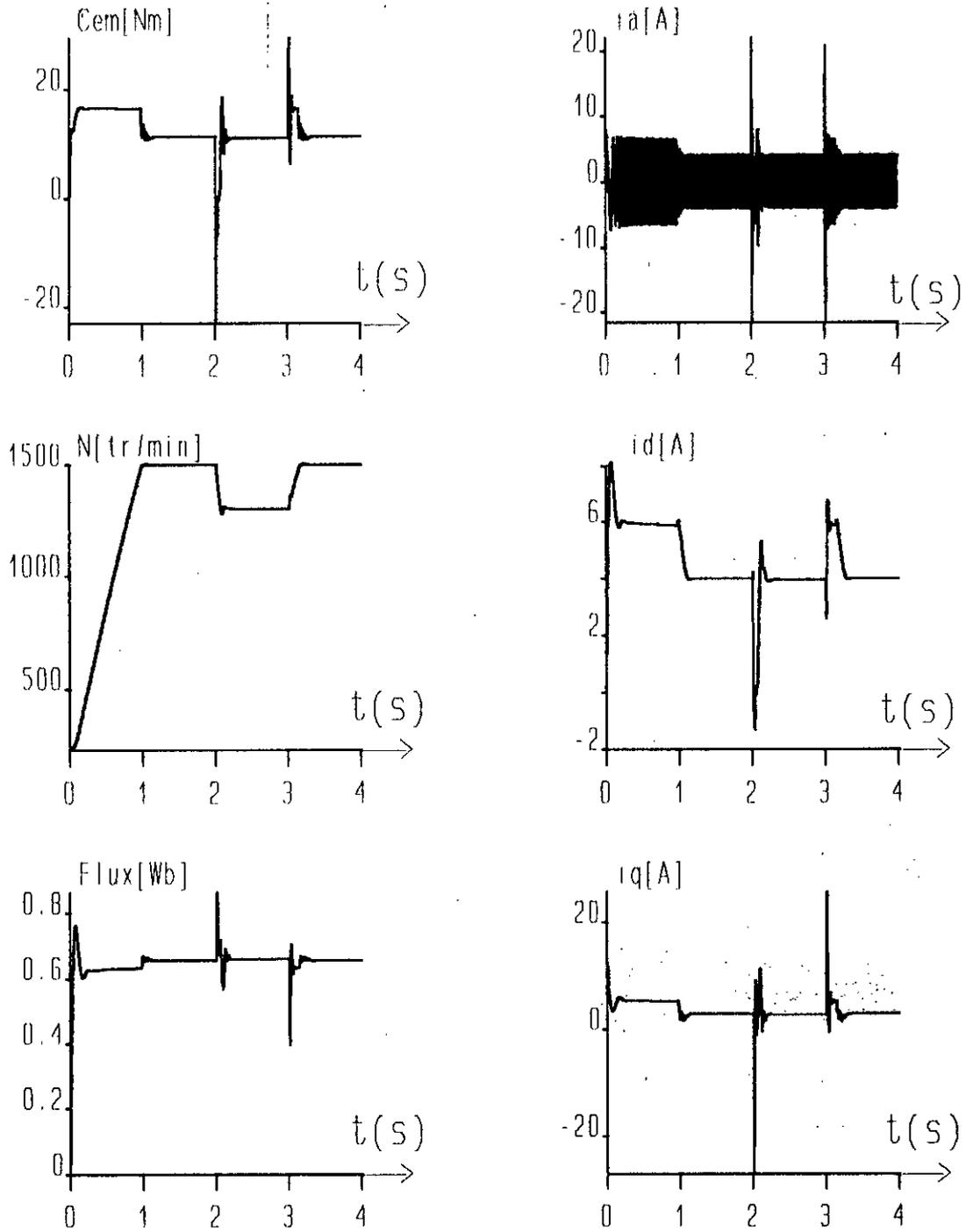


Fig (IV.6) : Réponses indicielles de la MSA en boucle fermée avec observateur de Luenberger par rapport à une variation de la vitesse de référence.

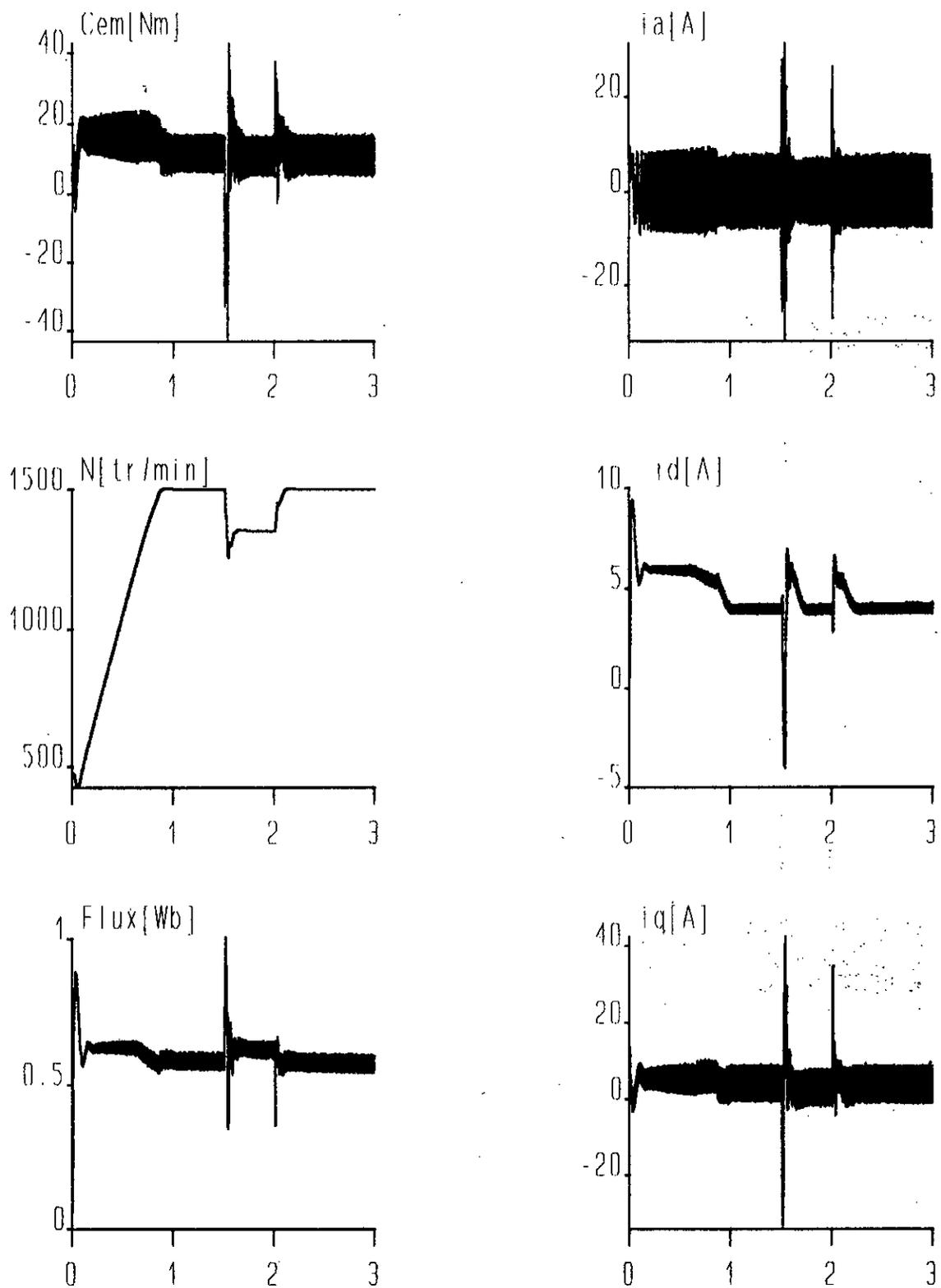


Fig (IV.7) : Réponses indicielles de la MSA alimentée par un onduleur MLI en boucle fermée avec un observateur de Luenberger par rapport à une variation de la vitesse de référence.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans cette thèse, nous a permis d'étudier le fonctionnement de la machine synchrone autopilotée alimentée en tension, munie du réglage d'état échantillonné. Les résultats obtenus montrent que cette méthode de l'automatique est bien adaptée à la commande de la MSA.

L'application du réglage d'état échantillonné à la commande de la MSA alimentée en tension, et la simulation du système constitué de l'ensemble source d'alimentation-onduleur MLI-MSA, pour deux types d'alimentations:

- source de tension continue fixe ;
- redresseur-filtre.

La commande de la MSA par l'intermédiaire de l'angle de calage δ , avec tension d'excitation constante, permet un réglage aisé de la vitesse.

La mise en œuvre de la méthode de placement des pôles, nécessite de faire des retours sur l'ensemble des composantes du vecteur d'état. Ces composantes n'étant pas en générale toutes accessibles à la mesure, il convient donc de remplacer les variables non captées par leur estimation définies à partir d'un observateur.

Après linéarisation, le principe de séparation nous a permis de dimensionner séparément l'observateur et le réglage d'état. Pour que l'observateur apparaisse comme de simples capteurs (de dynamique négligée), on impose à l'observateur une dynamique rapide par rapport à celle du système à régler.

Pour réaliser l'observation, on a utilisé deux types d'observateurs:

- observateur classique (observateur d'état et de perturbation);
- observateur d'ordre réduit (Luenberger).

Les résultats obtenus étaient satisfaisants pour des consignes autour d'un point de fonctionnement. Avec l'observateur de Luenberger, on a imposé à la dynamique de l'observateur (ayant un nombre d'états réduit) des pôles à l'origine, ce qui n'était pas le cas pour l'observateur classique, car en imposant des pôles à l'origine l'observateur devient instable. On a remarqué qu'un observateur d'ordre réduit dans une chaîne de régulation, est assez sensible aux erreurs de modélisation. En effet, lorsque l'on s'éloigne du point de fonctionnement, l'observateur ne devient plus satisfaisant.

Il reste néanmoins de nombreuses directions dans lesquelles cette étude peut être développée afin d'améliorer encore les performances et les facilités d'utilisation. Il serait extrêmement intéressant de compléter cette étude par:

- l'application pratique des techniques de commandes sur une MSA alimentée en tension.
- l'extension du réglage d'état monovariante au réglage d'état multivariante ainsi qu'au réglage d'état robuste.
- l'application d'autres méthodes de réglage telle que la logique du flou.
- l'utilisation des observateurs non linéaire.

REFERENCES

- 1] A.IBRAHIM. 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 autopiloté », thèse Doct-Ingénieur, université P. Sabatier , Toulouse, 1975.
- 2] B.DE FORNEL, « Machine à courants alternatifs alimentées 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.
- 3] A.K. LOTFY « Définition et mise en oeuvre d'un structure de commande numérique pour machine synchrone autopilotée » Thèse Doc-Ingénieur INP, Toulouse 1981.
- 4] 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.
- 5] P.J.RIEDO, « Réglages d'état digitaux appliqués à la machine à courant continu et à la machine synchrone », Doctorat Es Sciences techniques, EPFL, Lausanne 1985.
- 6] M.FADEL, « Lois de commande d'une machine synchrone associée à un onduleur de tension MLI, -commande modale avec observateur de flux
-commande auto-adaptative » Thèse de doctorat, INPL, Toulouse, 1988.
- [7] P.BARRET, « Régime transitoire des machines tournantes » Paris, Eyrolles, 1982.
- 8] J.LESENNE & F.NOTLET & G.SEGUIER, « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Tec et Doc Lavoisier , 1981.

- [9] J.Chatelain, « Machines électriques », Presses polytechniques Romandes , Tome I, 1983.
- [10] 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.
- [11] H.BUHLER,« Réglage échantillonné: traitement dans l'espace d'états », Presses Polytechniques Rommandes, Tome II, 1986.
- [12] A. DJAHBAR, A.BENSAID, « Commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension » PFE , ENP, Juin 1995
- [13] G. SEGUIER, F. LABRIQUE, « Les convertisseurs de l'électronique de puissance », Dunod, Tome IV, 1989.
- [14] K.J.ASTRONE, « Introduction to stochastic control theory » Academie press, New York and London, 1970.
- [15] H. BUHLER, « Conception des systemes automatiques », Presses Polytechniques Rommandes, 1988.
- [16] H.BUHLER, « Réglage echantillonnés ; Traitement dans l'espace d'etat »,vol. 1, Presses Polytechnique Romandes; Lausanne,1987.
- [17] M.S.BOUCHERIT « Sur l'application de l'automatique Moderne dans la commande des machines electriques », thèse de Doctorat, ENP,Alger 1995.

- [18] M.F.KHENE, M.S.BOUCHERIT, L.NEZLI « Réglage numérique par retour d'état en cascade d'un Moteur synchrone Autopilotée »,JTEA'93, Hammamet, Tunisie, Fev.1993.
- [19] M.F.KHENE, M.S.BOUCHERIT, L.NEZLI « Simulation study of speed state-feedback control of a Current Source Inverter-self Controlled Synchronous Machine », MEPCON'94,Giza, Egypte,1994.
- [20] D.PRATZEL WOLTERS, « Formes canoniques de Jordan pour les systèmes linéaires ; Outils mathématiques pour l'automatique, l'analyse des systèmes et traitement du signal »,Volume 3,Editions CNRS,1983.
- [21] C. FOULARD, Commande et régulation par ordinateur numérique, Dunod, 1987.
- [22] D. BOUKHETALA, « Observateurs d'état dans les systèmes échantillonnés », Compléments de cours de régulation automatique, ENP, Algérie, 1995.
- [23] A. FOSSARD, « Systèmes multientrées multisorties », Technique de l'Ingénieur, R7220, P 12-16, .
- [24] M.S.BOUCHERIT, « Simulation des commandes numériques optimales d'une association hacheur -MCC »,Thèse de Magister, ENP, Alger, 1988.
- [25] S.BARKATI, B.NAÏMANE, «Réglage par retour d'état d'une machine asynchrone », PFE, ENP, 1994.
- [26] D. TRABZI, " Commande par retour d'état avec observateur- étude comparative", Projet de Fin d'Etude, ENP, Juin, 1992.

- 27] O. BOUCHHIDA, B. GUEMARI, « Synthèse de la commande par retour d'état échantillonnée appliquée à une machine synchrone autopilotée alimentée en tension », PFE, ENP, 1995.
- [28] B.K. BOSE, « Power electronics and AC drives, general electrical company », prentice - Hall, 1987.
- [29] P.C. KRAUSE, « Analysis of electrical machinery », Mac Grawhill, International Editions, 1987.
- [30] S. TOUATI & A. DJERDIR, « Développement d'un logiciel pour la simulation des convertisseurs statiques », Projet de Fin d'Etude, Université de Bejaia, juin 1993.
- 31] M. SELATNIA, « Synthèse sur la commande par retour d'état échantillonné d'un M.C.C », PFE, ENP, Alger, 1992.
- [32] D.G. LUENBERGER, « Canonical forms for linear multivariable systems », IEEE Tran. On Automatic Control, p. 290-292, June, 1967.
- [33] C. SEN, PARESH, "Electric motor drives and control -past, present and futur", IEEE Trans. On Industriel Electronics, Vol. 37, N° 6, Dec., 1990.
- 34] H. BUHLER, « Impacte of modern automatic control theory on electrical drives », 10th IFAC word congress on automatic control, preprints, vol.3, Munich, 1987.

Annexe

paramètres de la machine

Cette simulation est effectuée sur une machine définie par les paramètres suivants:

Puissance nominale: 1,5 kW

Tension nominale : 220 / 380 V

Vitesse nominale: 1500 tr/min

Fréquence nominale: 50 Hz

Courant d'excitation : 1 A

Resistance rotorique: 160 Ω

Resistance statorique: 4,8 Ω

Inductance cyclique stator: 0,16 H

Inductance cyclique rotor: 13 H

Inductance mutuelle : 1,4 H

Nombre de paire de pôles : 2

Moment d'inertie : 0,04 Nm.s²/rad

Coefficient de frottement : 0,008 N.m.s/rd