

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية للتكنولوجيا
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT *Génie Electrique*

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Réglage par retour d'état d'une
machine asynchrone*

Proposé par :

B. HEMICI
O. STIHI

Etudié par :

S. BARKATI
A. NAËMANE

Dirigé par

B. HEMICI
O. STIHI

PROMOTION

Juillet 1994

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التربية الوطنية
MINISTERE DE L'EDUCATION NATIONALE

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة الفتيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

Genie Electrique

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

*Réglage par retour à l'état
d'une
machine asynchrone.*

Proposé par :

B. HEMICI
O. STINI

Etudié par :

S. BARKATI
A. NAAMANE

Dirigé par

B. HEMICI
O. STINI

PROMOTION
Juillet 1994

DEDICACE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

Je dédie ce modeste travail à :

- Ma très chère mère à qui je dois tout;
- Mon père qui m'a tout donné pour arriver à ce stade;
- Mes frères mohamed et samir;
- Ma soeur;
- Toutes les familles NAÂMANE, RAHMOUNE.

Abdelkader NAÂMANE .

* الحمد لله *

- إلى الوالدتين الصابرين الشاكرين
طالباً للرضا وفناً لجناب الله الرحمن الرحيم
إلى كافة أعمالي وأخص بالذكر بهيد ومحمد
وسنة إلى كل من فس ستمت إلى عنان السماء.

* عيد برائتي *

REMERCIEMENTS



Nous présentons l'expression de notre profonde gratitude à M^r O. Stihi et B. Hemici pour les conseils et les encouragements qui nous ont entouré le long de la progression de ce modeste travail.

Nous tenons également à remercier M^r R. Kessasra, N. Mokhtari, K. benmansour et F. Benamor, pour leurs collaborations et leurs aides morales et matériels qu'ils nous ont témoigné durant le déroulement de notre travail.

Nous exprimons aussi notre sincère reconnaissance à tous qui ont participés de près où de loin à notre formation.

TITRE: - *Réglage par retour d'état d'une machine asynchrone*

RESUME: -

Dans le but de contrôler la vitesse de la machine asynchrone, on introduit une méthode moderne de commande par retour d'état échantillonné, qui nous permet de décrire entièrement le comportement dynamique du système à régler; en utilisant que les variables d'états qui sont mesurables. Ceci, pour pouvoir les mettre en contre-réaction. Dans le cas contraire, la reconstruction des états du modèle grâce à un observateur est très nécessaire pour élaborer la commande.

MOTS CLES: -

Moteur asynchrone, Onduleur, MLI, Réglage d'état,
Observateur.

SOMMAIRE

Notation	
liste des figures	
Resumé	



INTRODUCTION.....1

CHAPITRE I :-

MODELISATION & SIMULATION

I.0 INTRODUCTION.....	3
I.1 SCHEMA DE PRINCIPE.....	4
I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE:-	
I.2.1 Equations de la machine.....	5
I.2.2 Transformation de PARK.....	6
I.2.3 Modèle de la machine.....	7
I.2.3.a) Equations de tensions.....	7
I.2.3.b) Equations du flux.....	7
I.2.3.c) Equation mécanique.....	7
I.2.4 Simulation.....	11
I.2.5 Interprétation des résultats.....	11
I.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR :-	
I.3.1 Principe.....	18
I.3.2 Modélisation de l'HEF4752V.....	22
I.3.3 Etude harmonique.....	24
I.4 Modélisation de l'ensemble:-	
I.4.1 Simulation/Interprétation.....	28
I.5 CONCLUSION.....	28

CHAPITRE II:-

REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE

II.0 INTRODUCTION.....	33
II.1 ETUDE EN MONOVARIABLE :-	
II.1.1 Structure optimal du réglage.....	34
II.1.2 Système d'équations.....	35
II.1.3 Détermination des coefficients de la contre-réaction.....	37
II.1.4 Détermination des coefficients d'intervention directe.....	37
II.1.5 Simulation.....	39
II.1.5 Interprétation des résultats.....	40

II.2	ETUDE EN MULTIVARIABLE :-	
II.2.1	Introduction.....	51
II.2.2	Détermination des matrices de la contre-réaction.....	52
II.3	CONCLUSION.....	54
CHAPITRE III:		
<i>REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR</i>		
III.0	INTRODUCTION.....	61
III.1	OBSERVATEUR D'ETAT GLOBAL:-	
III.1.1	Structure de l'observateur.....	62
III.1.2	Système d'équations.....	63
III.1.3	Détermination du gain de l'observateur.....	64
III.1.4	Simulation/Interpretation.....	65
III.2	OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT:	
III.2.1	Structure de l'observateur de Luenberger.....	70
III.2.2	Equations de l'observateur.....	71
III.2.3	Conditions d'existence du reconstituteur.....	71
III.2.4	Détermination des matrices de l'observateur.....	73
III.2.5	Simulation/Interpretation.....	75
III.3	REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR :-	
III.3.1	Structure générale.....	80
III.3.1	Système d'équations.....	81
III.3.2	Simulation/Interpretation.....	84
III.4	CONCLUSION.....	89
	CONCLUSION GENERALE.....	90
	REFERENCES.....	91
	ANNEXE.....	93

LISTE DES FIGURES

Figure	Nom	Page
Fig. I.1	Structure générale d'un système de puissance.....	4
Fig. I.2	Schéma de principe.....	4
Fig. I.3	Passage entre bobinage triphasé et bobinage biphasé....	6
Fig. I.4	Représentation schématique d'une machine asynchrone....	7
Fig. I.5	Caractéristique du système continu à vide.....	12
Fig. I.6	Caractéristique du système continu en charge.....	13
Fig. I.7	Caractéristique du système linéarisé à vide.....	14
Fig. I.8	Caractéristique du système linéarisé en charge.....	15
Fig. I.9	L'erreur entre les deux systèmes(réel et linéarisé) à vide.....	16
Fig. I.10	L'erreur entre les deux systèmes(réel et linéarisé) en charge.....	17
Fig. I.11	La porteuse.....	19
Fig. I.12	la variable δ	19
Fig. I.13	Le circuit intégré du HEF 4752V.....	20
Fig. I.14	Schéma bloc de l'HEF4752V.....	21
Fig. I.15	La variation de la fréquence de commutation en fonction de la fréquence de sortie.....	21
Fig. I.16	Variations de la fréquence de rotation et de l'indice de modulation.....	22
Fig. I.17	Schéma représentatif d'un signal de sortie de l'HEF4752V.....	23
Fig. I.18	Spectre harmonique de la tension: (représentation réelle).....	24
Fig. I.19	Spectre harmonique de la tension: (représentation en dB).....	24
Fig. I.20	Formes d'ondes de sortie de l'HEF4752V; tensions composées et simples pour $m=15$	25
Fig. I.21	Formes d'ondes de sortie de l'HEF4752V; tensions composées et simples pour $m=21$	26
Fig. I.22	Schéma représentant l'association de l'ensemble onduleur - machine.....	27
Fig. II.1	Schéma bloc de la structure optimale du réglage d'état d'un système monovariable.....	35
Fig. II.2	Schéma bloc d'un régulateur d'état.....	35
Fig. II.3	Organigramme de calcul des gains de retour d'état et les coefficients d'intervention directe.....	39
Fig. II.4	Organigramme de réglage d'un régulateur d'état.....	40

Fig.II.5 Réglage d'état avec couple résistif nul et vitesse de référence $\psi_{ref} = 157$ rad/seconde.....	42
Fig.II.6 Réglage d'état avec couple résistif nul et vitesse de référence $\psi_{ref} = 157$ rad/seconde.....	43
Fig.II.7 Le courant statorique sur une période.....	43
Fig.II.8 Réponses indicielles par rapport au couple de charge avec une vitesse de référence $\psi_{ref} = 157$ rad/seconde.....	44
Fig.II.9 Réponses indicielles par rapport au couple de charge avec une vitesse de référence $\psi_{ref} = 157$ rad/seconde.....	45
Fig.II.10 Le courant statorique sur une période.....	45
Fig.II.11 Réponses indicielles par rapport à la référence avec un couple résistif nul.....	46
Fig.II.12 Réponses indicielles par rapport à la référence avec un couple résistif nul.....	47
Fig.II.13 Le courant statorique sur une période.....	47
Fig.II.14 Réponses indicielles par rapport au couple de charge sans intervention directe.....	48
Fig.II.15 Réponses indicielles par rapport au couple de charge sans intervention directe.....	49
Fig.II.16 Réponses indicielles par rapport au couple de charge sans intégrateur.....	50
Fig.II.17 Réponses indicielles par rapport au couple de charge sans intégrateur.....	51
Fig.II.18 structure optimale du réglage d'état d'un système multivariable.....	52
Fig.II.19 Organigramme pour la détermination de la matrice de retour d'état par la forme canonique de réglage.....	54
Fig.II.20 Réponses du système pour un couple de charge nul et une vitesse de référence $\psi_{ref} = 157$ rad/seconde.....	56
Fig.II.21 Réponses du système pour un couple de charge nul et une vitesse de référence $\psi_{ref} = 157$ rad/seconde.....	57
Fig.II.22 Le courant statorique sur une période.....	57
Fig.II.23 Réponses indicielles par rapport a la vitesse de référence avec un couple de charge nul.....	58
Fig.II.24 Réponses indicielles par rapport a la vitesse de référence avec un couple de charge nul.....	59
Fig.II.25 Le courant statorique sur une période.....	59
Fig.II.26 Réponses indicielles par rapport au couple	

	de charge avec une vitesse de référence	
	$\omega_{ref} = 157$ rad/seconde.....	60
Fig.II.27	Réponses indicielles par rapport au couple de charge avec une vitesse de référence	
	$\omega_{ref} = 157$ rad/seconde.....	61
Fig.II.28	Le courant statorique sur une période.....	61
Fig.III.1	Schéma bloc d'un observateur d'état.....	62
Fig.III.2	Structure d'un observateur d'état global.....	63
Fig.III.3	Les caractéristiques (observées/réelles) de la machine avec un observateur global.....	67
Fig.III.4	Les caractéristiques (observées/réelles) de la machine avec un observateur global.....	68
Fig.III.5	Les réponses indicielles du système avec observateur global par rapport au couple de charge.....	69
Fig.III.6	Les réponses indicielles du système avec observateur global par rapport au couple de charge.....	70
Fig.III.7	Structure de l'observateur de LUENBERGER.....	71
Fig.III.7	Les caractéristiques (observées/réelles) de la machine avec un observateur d'ordre réduit.....	77
Fig.III.8	Les caractéristiques (observées/réelles) de la machine avec un observateur d'ordre réduit.....	78
Fig.III.9	Les réponses indicielles du système avec observateur d'ordre réduit par rapport au couple de charge.....	79
FIG.III.10	Les réponses indicielles du système avec observateur d'ordre réduit par rapport au couple de charge.....	80
Fig.III.12	Structure generale du réglage d'état avec observateur.....	81
FIG.III.11	Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport au couple de charge.....	86
FIG.III.12	Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport au couple de charge.....	87
FIG.III.13	Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport à une variation de la vitesse de référence.....	88
FIG.III.14	Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport à une variation de la vitesse de référence.....	89

NOTATION

R_s/R_r	:	Resistance statorique/rotorique
$L_s/L_r/L_m$:	Inductance cyclique statorique/rotorique/mutuelle
$U_{ds}/U_{qs}; U_{dr}/U_{qr}$:	Tension statorique/rotorique suivant les axes d, q
$i_{ds}/i_{qs}; i_{dr}/i_{qr}$:	Courant statorique/rotorique suivant les axes d, q
J	:	Le moment d'inertie
C_e/C_r	:	Couple électromagnétique/de charge
C_m	:	couple mécanique
p	:	Nombre de paires de pôles
f_r	:	Coefficient de frottement
ω_s	:	Pulsation statorique
ω_r	:	Pulsation rotorique
f_s	:	Fréquence de commutation
f_m	:	Fréquence à cent pour cent de modulation
f_p	:	Fréquence de la porteuse
f	:	Fréquence d'alimentation
MLI	:	Modulation de largeur d'impulsion
m	:	L'indice de modulation
A	:	Matrice de système d'un système continu
B	:	Matrice d'entrée d'un système continu
B_v	:	Vecteur d'entrée de la perturbation
F_s	:	Matrice d'état du système
F_G	:	Matrice d'état du système global fermé
F_c	:	Matrice d'état du système global fermé avec observateur
F	:	Matrice d'évolution de l'observateur
H_s	:	Vecteur d'entrée du système
H_w	:	Vecteur d'entrée de la grandeur de consigne
H_{sv}	:	Vecteur d'entrée du système échantillonné
C_s	:	Matrice de sortie du système à régler
H_{GW}	:	Vecteur d'entrée du système global fermé
H_{GV}	:	Vecteur d'entrée du système global fermé par rapport à la grandeur de perturbation
Kw	:	Coefficient d'intervention directe de la grandeur de consigne
Kr	:	Coefficient de la contre-reaction d'état du régulateur
Kv	:	Coefficient d'intervention directe de la grandeur de perturbation
d^{Ti}	:	Vecteur ligne auxiliaire

Q_{ci}	:	Matrice de commandabilité du sous système i
Q_{cn}	:	Sous-matrice carrée de la matrice de commandabilité
G_{Ti}	:	Matrice auxiliaire
g_{Ti}	:	Ligne de la matrice G
P_i	:	Polynôme de matrice
X_s	:	Vecteur d'état du système à régler
X_r	:	Vecteur d'état du régulateur
X_b	:	Vecteur d'état de l'observateur
$e[b]$:	L'écart d'observation
K_b	:	Gain de l'observateur
K_c	:	Vecteur de retour d'état
Q	:	Matrice d'observation
R	:	Matrice de transmission directe

INTRODUCTION GENERALE

La commande des processus constitue un objectif fondamental dans le domaine des sciences de l'ingénieur, afin d'imposer à celui-ci un comportement souhaité conduisant à son asservissement.

Ainsi, l'apparition de la commande par ordinateur à fait des grands progrès dans le domaine industriel, tant sur le plan matériel, que sur le plan des méthodes, tout en gardant des faibles coûts et une grande souplesse dans l'adaptation des montages à des applications diverses par la programmation, ce qui nous offre des performances considérables par rapport au réglage analogique [12].

Mais, grâce à l'évolution rapide des moyens informatiques, on fait appel de plus en plus à des méthodes digitales dans le domaine du réglage des machines électriques qui posent souvent des problèmes assez difficiles concernant la commande en temps réel [11].

Pour l'étude de ces réglages, il est indispensable de faire appel à des méthodes d'analyse et de synthèse particulières qui tiennent compte de la nature discontinue du fonctionnement. Le réglage moderne répond bien aux exigences citées précédemment.

Dans ce contexte, de nombreuses méthodes de commande sont basées sur le principe de retour d'état, (commande optimale, découplage, placement des pôles). A noter que le réglage d'état nécessite la connaissance des grandeurs d'états. Cependant, dans le domaine des moteurs électriques, le vecteur d'état est rarement mesurable, d'où l'on est obligé à les déterminer indirectement à l'aide d'un observateur d'état [21].

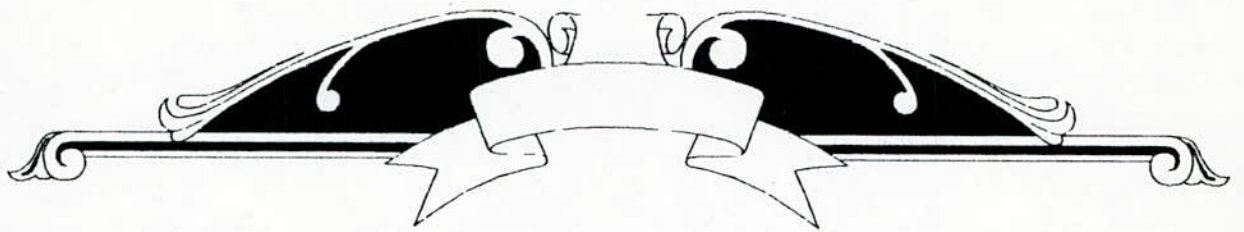
ORGANISATION DU MEMOIRE:-

Notre travail comporte trois chapitres:

Chapitre I: est consacré à la modélisation du système à régler, qui comporte un moteur asynchrone à cage d'écureuil, alimenté par un onduleur de tension PWM commandé selon la technique double modulation.

Chapitre II: est réservé au dimensionnement du réglage d'état, où nous faisons appel à la méthode de l'imposition des pôles. Ceci, permet d'imposer un bon amortissement aux phénomènes de réglage. Le problème est traité d'abord en monovariable, puis en multivariable tout en adoptant la méthode utilisant la forme canonique pour la détermination des coefficients du réglage.

Chapitre III: Le réglage nécessite la connaissance des grandeurs d'état. Cependant, dans certains cas ces grandeurs ne peuvent pas être mesurées directement d'où la nécessité de l'utilisation d'un observateur pour la détermination des états du système à chaque instant d'échantillonnage. En suite, on décrira la structure de réglage d'état avec observateur.



**MODELISATION
&
SIMULATION**



CHAPITRE I**MODELISATION & SIMULATION**

But : Modélisation de l'association onduleur PWM - Moteur
asynchrone

I.0 INTRODUCTION:-

La machine asynchrone est un système multivariable, non linéaire, fortement couplée et par conséquent, la complexité de sa commande [20]. D'autre part, en raison de ces qualités (coût faible, simplicité de construction, robustesse, ..., etc), elle est en voie de devenir la plus utilisée des machines électriques lors des entraînements pour les processus industriels à vitesse variable.

L'association de la machine à un convertisseur statique est un moyen très efficace pour la piloter, tout en adoptant des commandes de plus en plus complexe, en se basant sur l'évolution rapide des techniques numériques.

Dans ce chapitre, nous donnons une représentation mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasé, puis dans le biphasé selon le modèle de PARK. La deuxième partie est consacrée à la modélisation de l'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsions qui est basé sur le circuit intégré HEF4752V.

I.1 SCHEMA DE PRINCIPE:-

D'une manière générale, un système de l'électronique de puissance peut être considéré comme l'association: [8], Figures (I.1 et I.2).

- D'une source d'alimentation;
- D'un convertisseur statique;
- D'un dispositif de commande;
- Et d'un récepteur.

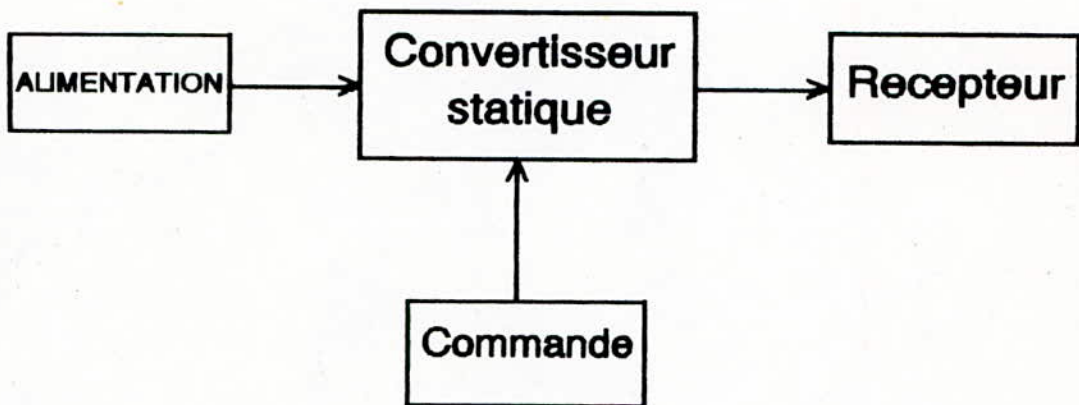


Fig I.1 Structure générale d'un système de puissance

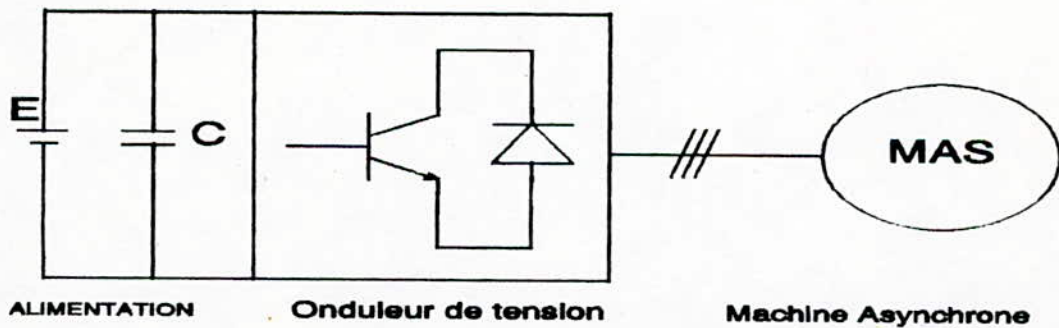


Fig I.2 Schéma de principe

I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE:-

I.2.1. Equations de la machine:-

A fin de développer un modèle, permettant une bonne description de la dynamique de la machine asynchrone, qui est employé dans les étapes de conception et de mise en oeuvre des stratégies de contrôle, il faut admettre comme approximation les hypothèses simplificatrices suivantes [1,2]:

- la machine est à entrefer constant,
- Les résistances des enroulements sont invariantes avec la température,
- Le circuit magnétique est parfaitement feuilleté, non saturé et les courants de Foucault sont négligeables.

Les équations électriques de la machine sont données par [1]:

- Au stator:-

$$[U_s] - [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Psi_s] \quad (I.1)$$

- Au rotor:-

$$[U_r] - [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Psi_r] \quad (I.1)$$

Les équations du flux statorique et rotorique sont:

$$\begin{cases} [\Psi_s] - [L_s][I_s] + [L_m][I_r] \\ [\Psi_r] - [L_r][I_r] + [L_m][I_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

avec:-

$$[L_s] = \begin{pmatrix} L_s & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_s & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_s \end{pmatrix}; [L_r] = \begin{pmatrix} L_r & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_r & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_r \end{pmatrix} \quad (I.3)$$

On obtient par substitution des équations:

$$\begin{cases} [\mathbf{U}_s] - [\mathbf{R}_s][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{L}_s] \frac{d}{dt}[\mathbf{I}_s] + \frac{d}{dt}[\mathbf{L}_{sr}][\mathbf{I}_r] \\ [\mathbf{U}_r] - [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + [\mathbf{L}_r] \frac{d}{dt}[\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt}[\mathbf{L}_{rs}][\mathbf{I}_s] \end{cases} \quad (I.5)$$

Les équations, ainsi obtenues, sont à coefficients variables dans le temps, donc la transformation de PARK [2] s'impose comme alternative pour l'obtention d'un modèle équivalent plus simple.

I.2.2 Transformaton de PARK:-

La transformation de PARK consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en des enroulements orthogonaux équivalent selon la figure (I.3).

La matrice de PARK est donnée par:

$$[\mathbf{A}] = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (I.6)$$

avec G: grandeur physique(U,I,ψ).

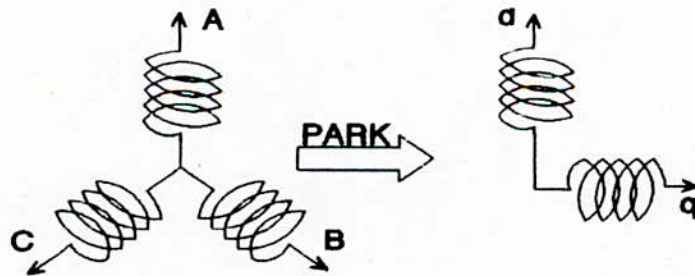


Fig I.3 Passage entre bobinage triphasé et bobinage biphasé

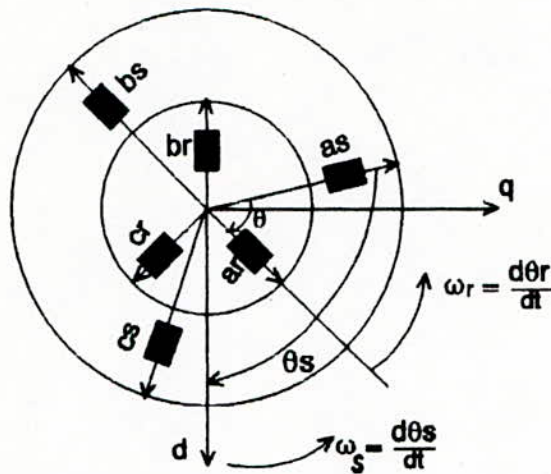


Fig I.4 Représentation schématique d'une machine asynchrone

I.2.3 Modèle de la machine:-

Le modèle réel de la machine se réduit à un modèle biphasé équivalent défini sur un référentiel d'axes d et q figure (I.4). En choisissant un repère lié au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$), les équations électriques de la machine seront données alors par [1,2,3].

I.2.3.a Equations de tensions:-

$$\begin{cases}
 U_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega_a \psi_{qs} \\
 U_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega_a \psi_{ds} \\
 0 = R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega_a - \omega_r) \psi_{qr} \\
 0 = R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (\omega_a - \omega_r) \psi_{dr}
 \end{cases}
 \tag{I.7}$$

I.2.3.b Equations des flux:-

$$\begin{cases}
 \Psi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\
 \Psi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\
 \Psi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\
 \Psi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs}
 \end{cases} \quad (I.8)$$

I.2.3.c Equations mécaniques:-

L'équation électrique du couple électromagnétique, en fonction des flux et des courants statoriques est donnée par:

$$C_e = \frac{3}{2} p (I_{qs} \Psi_{dr} - I_{ds} \Psi_{qr}) \quad (I.9)$$

avec p : nombre de pair de pôles.

En remplaçant les flux Ψ_{ds} , Ψ_{qs} par ces expressions obtenues à partir de l'équation (I.8), il en résulte:

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \Psi_{dr} - I_{ds} \Psi_{qr}) \quad (I.10)$$

L'équation mécanique est donnée par:

$$\frac{J}{p} \frac{d}{dt} \omega_r = C_m - C_r - \frac{f}{p} \omega_r \quad (I.11)$$

L'équilibre électromécanique ($C_e = C_m$), nous permis d'écrire:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{3}{2} \frac{p^2}{J} \frac{L_m}{L_r} (I_{qs} \Psi_{dr} - I_{ds} \Psi_{qr}) - C_r \frac{p}{J} - \frac{f}{J} \omega_r \quad (I.12)$$

Le système d'équations différentielles, définissant le modèle de la machine, est présenté par:

$$\begin{aligned}
 \frac{d}{dt} i_{ds} &= -(R_s + \frac{L_m}{L_r})^2 R_r / k i_{ds} + \omega_a i_{qs} + L_m \frac{R_r}{k L_r^2} \psi_{dr} + \frac{L_m}{k L_r} \psi_{qr} \omega_r + \frac{U_{ds}}{k} \\
 \frac{d}{dt} i_{qs} &= -\omega_a i_{ds} - (R_s + \frac{L_m}{L_r})^2 R_r \frac{1}{k} i_{qs} - \frac{L_m}{k L_r} \psi_{dr} \omega_r + \frac{L_m R_r}{k L_r^2} \psi_{qr} + \frac{U_{qs}}{k} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{dr} &= R_r \frac{L_m}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} + (\omega_a - \omega_r) \psi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{qr} &= R_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs} - (\omega_a - \omega_r) \psi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} \\
 \frac{d}{dt} \omega_r &= \frac{3}{2} \frac{P^2}{J} (i_{qs} \psi_{dr} - i_{ds} \psi_{qr}) \frac{L_m}{L_r} - \frac{f}{J} \omega_r - \frac{P}{J} C_r
 \end{aligned}
 \tag{I.13}$$

avec $k = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}$

La linéarisation autour du point du fonctionnement [10], définis par $(i_{ds0}, i_{qs0}, \psi_{dr0}, \psi_{qr0}, \omega_{r0})$, nous offre les possibilités de représenter le système sous forme d'équations d'états.

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \mathbf{X} + \mathbf{B} \mathbf{U} + \mathbf{B}_v \mathbf{V} \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C} \mathbf{X} \end{cases}
 \tag{I.14}$$

$\mathbf{B}(5,2)$: matrice de commande; $\mathbf{B}_v(5,1)$: matrice de perturbation;
 $\mathbf{C}(1,5)$: matrice d'observation de sortie.

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} i_{qs0} & \frac{1}{k} \\ -i_{ds0} & 0 \\ \psi_{qr0} & 0 \\ -\psi_{dr0} & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}; \mathbf{B}_v = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ -\frac{P}{J} \end{pmatrix}; \mathbf{C} = (0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1)
 \tag{I.15}$$

X(5,1): vecteur d'état ; U(2,1): vecteur de commande ;
 Y(1,1): vecteur de sortie ; V(1,1): vecteur de perturbation.

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \psi_{dx} \\ \psi_{qr} \\ \omega_r \end{pmatrix} ; \mathbf{U} = \begin{pmatrix} \omega_a \\ u_{ds} \end{pmatrix} ; \mathbf{V} = [C_r] ; \mathbf{Y} = [\omega_r] \tag{I.16}$$

Avec: A(5,5): matrice d'état.

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} (-[R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r] \frac{1}{k}) & \omega_{a0} & \frac{L_m R_r}{k L_r^2} & \frac{L_m}{k L_r} \omega_{r0} & \frac{I_{m0}}{k L_r} \psi_{qr0} \\ -\omega_{a0} & -[R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r] \frac{1}{k} & -\frac{L_m}{k L_r} \omega_{r0} & \frac{L_m R_r}{k L_r^2} & -\frac{L_m \psi_{qr0}}{k L_r} \\ \frac{R_r L_m}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & (\omega_{a0} - \omega_{r0}) & -\psi_{qr0} \\ 0 & \frac{R_r L_m}{L_m} & -(\omega_{a0} - \omega_{r0}) & -\frac{R_r}{L_r} & \psi_{dx0} \\ -\frac{3}{2} \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r} \psi_{qr0} & \frac{3}{2} \frac{P_2}{J} \frac{L_m}{L_r} \psi_{dx0} & \frac{3}{2} \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r} i_{qm0} & -\frac{3}{3} \frac{P^2}{J} \frac{L_m}{L_r} i_{ds0} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix} \tag{I.17}$$

I.2.4. Simulation:-

La simulation numérique est devenue à l'heure actuelle le moyen privilégié d'étude, en ce qui concerne les systèmes complexes. Il s'agit d'un outil puissant pour vérifier la validité de la conception durant ces premières étapes.

I.2.5 Interprétations des résultats:-

Nous avons constaté, que dans toutes les courbes obtenues par simulation, le régime transitoire ne dure que 0.5s, avant que les différentes variables achèvent le régime permanent.

Au démarrage :

- Le couple (figure I.5) augmente rapidement, et dépasse sa valeur nominale à fin de vaincre l'inertie du rotor puis se stabilise à une faible valeur correspond au couple de frottement.
- Le courant de ligne (figure I.5) atteint 2.5 fois la valeur nominale, avant qu'il prend sa valeur à vide de l'ordre de 50% de I_n .
- L'erreur provoquée par la linéarisation du système réel, est présentée par les figures (I.9 et I.10). Les erreurs sur toutes les courbes représentant les caractéristiques de la machine sont importantes, ce qui nous indique que la linéarisation autour d'un point de fonctionnement n'est pas valable au démarrage, par contre, en régime permanent, ces erreurs sont faibles, ce qui rend les deux systèmes presque identiques à savoir le système réel et le système linéarisé.

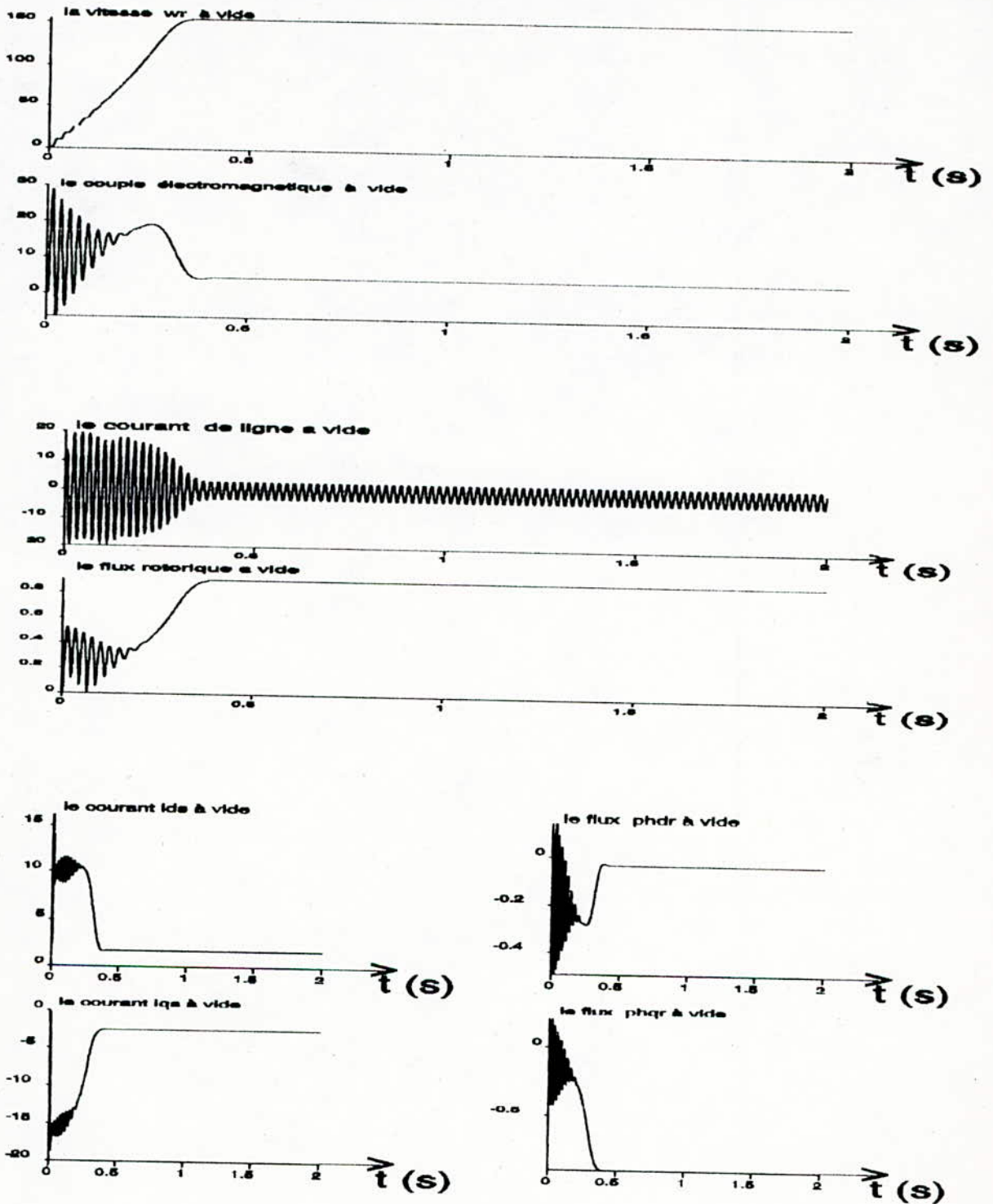


Fig. I.5 Caractéristiques du système continu à vide

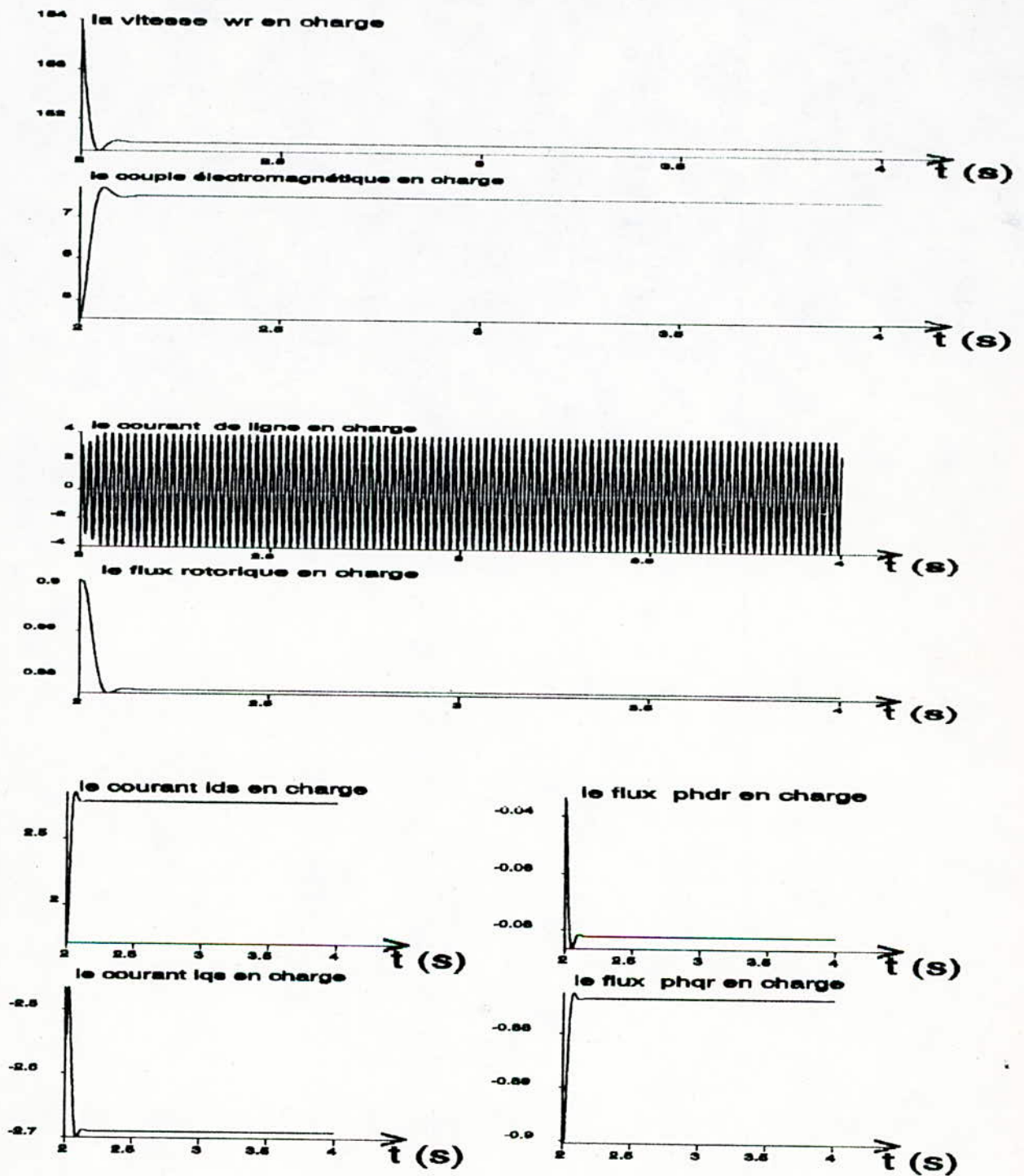
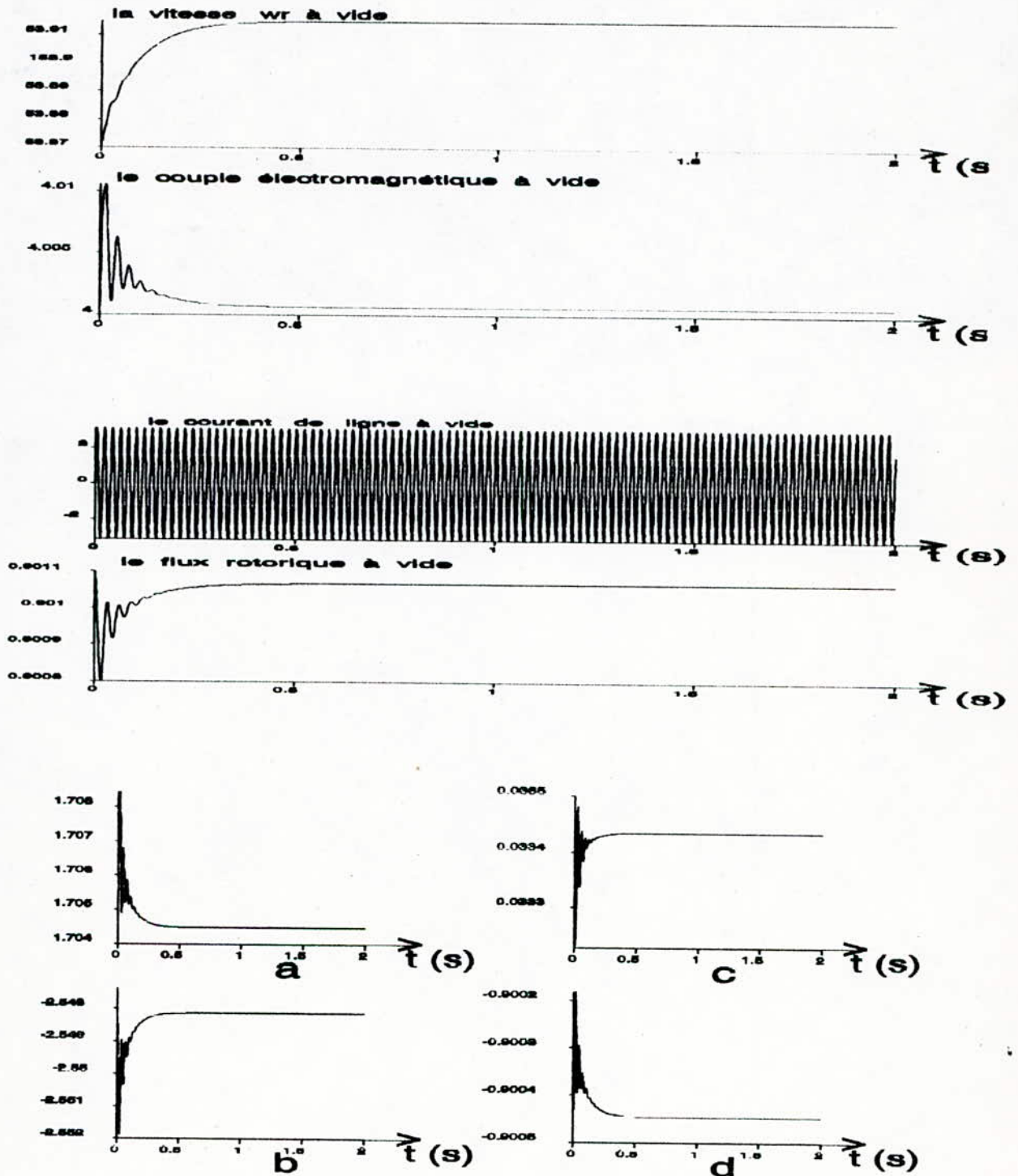
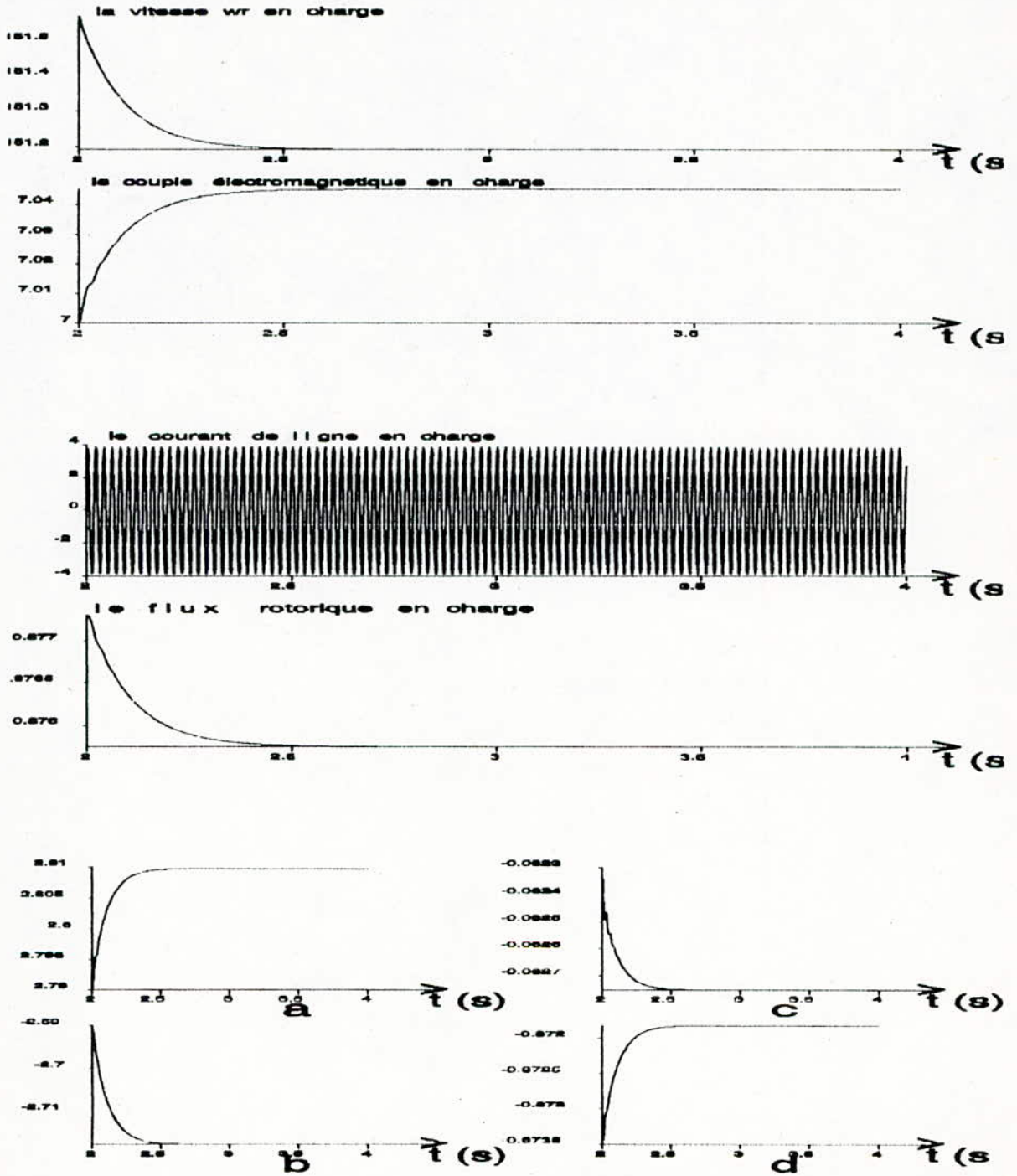


Fig. I.6 Caractéristiques du système continu en charge.



a: i_{ds} b: i_{qs} c: ψ_{dr} d: ψ_{qr}
 Fig. I.7 caractéristiques du système linéarisé à vide.



a: i_{ds} b: i_{qs} c: ψ_{dr} d: ψ_{qr}
 Fig. 1.8 Caractéristiques du système linéarisé en charge

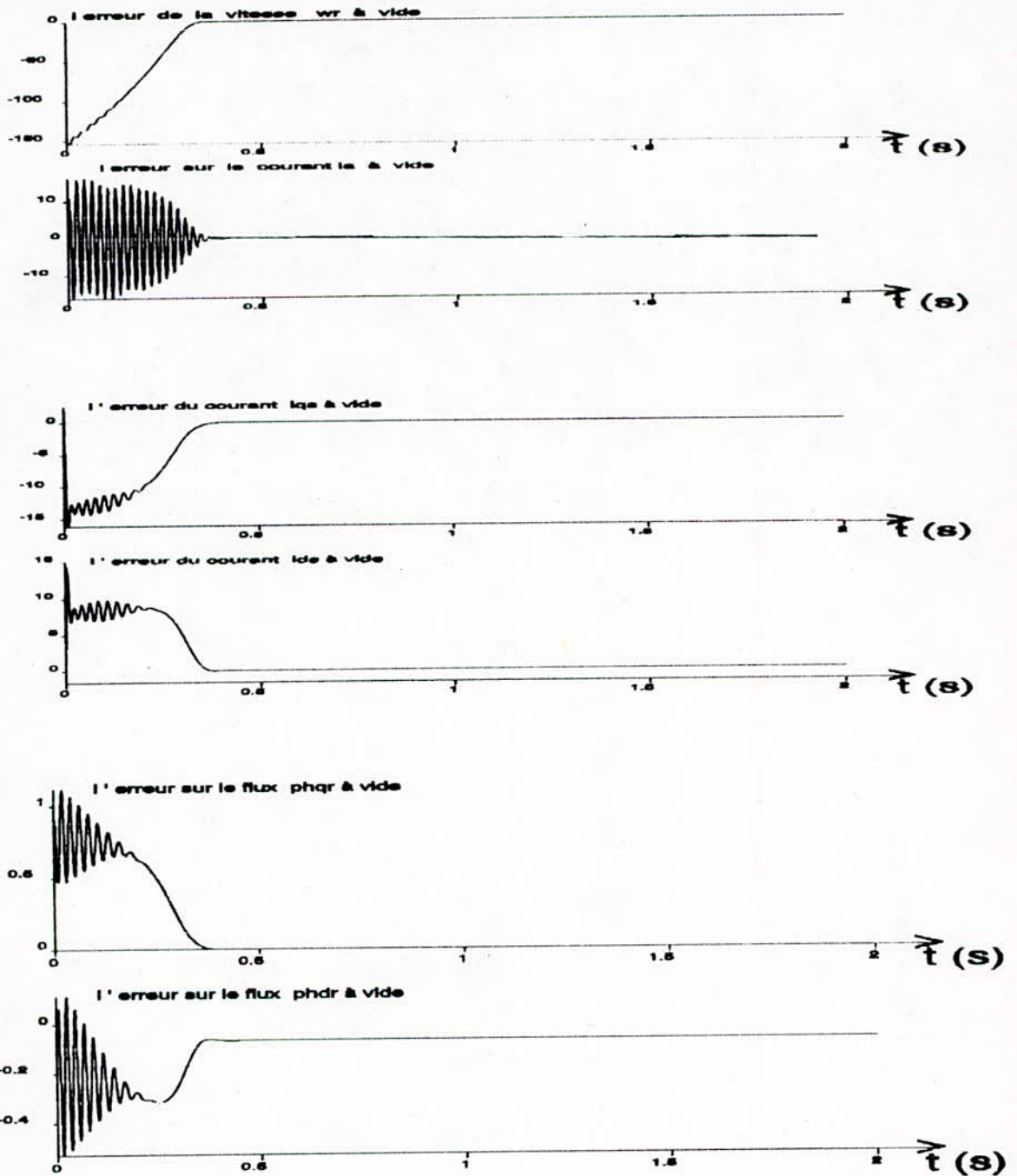


Fig. I.9 L'erreur entre les deux systèmes (réel et linéarisé) à vide.

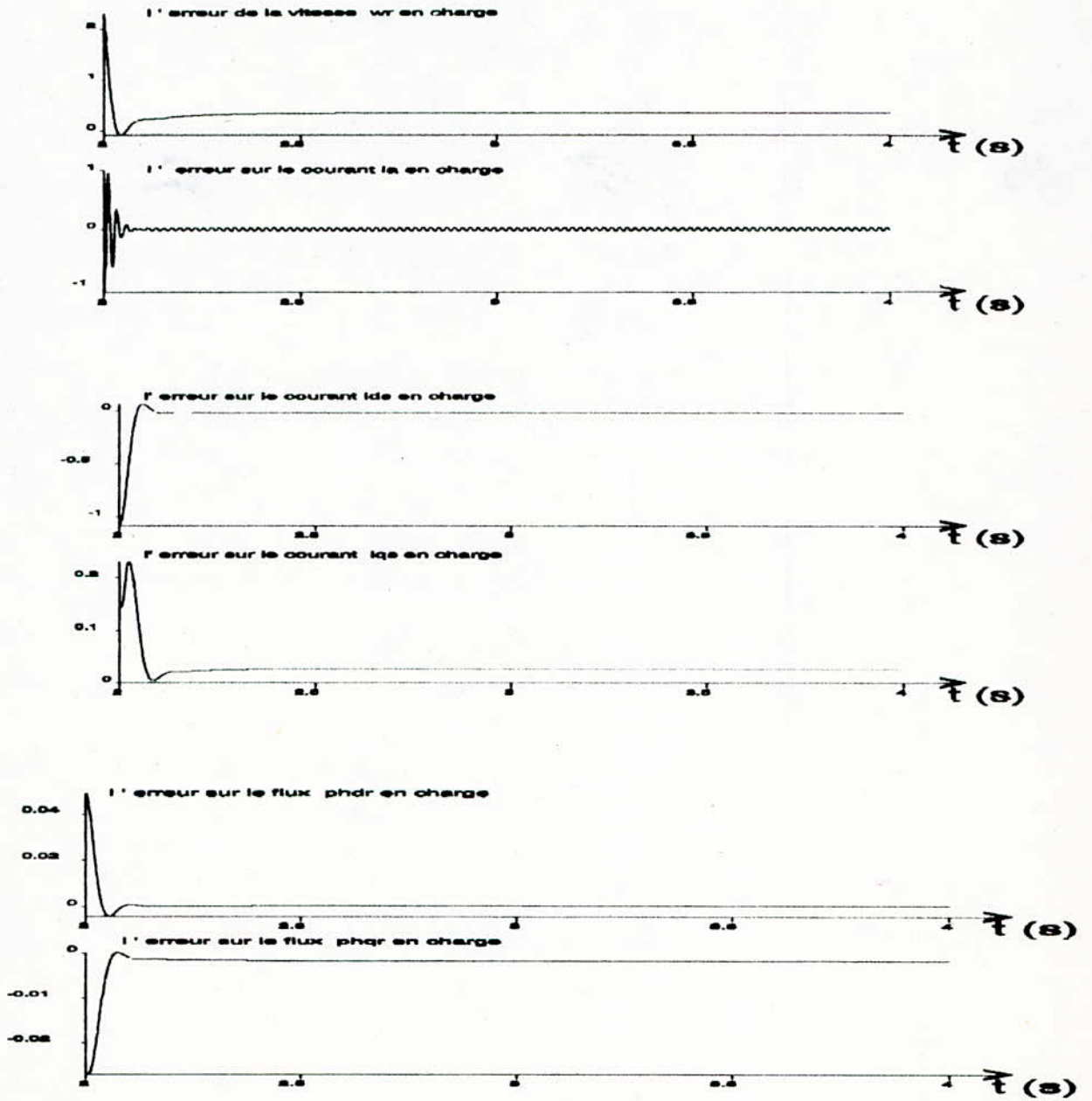


Fig. I.10 L'erreur entre les deux systèmes (réel et linéarisé) en charge

I.3 MODELISATION DE L'ONDULEUR MLI:-

L'alimentation des machines électriques à courant alternatif par onduleur de tension, à modulation de largeur d'impulsions, (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 les plus élevés, mais, aussi le réglage de la tension en amplitude et en fréquence, ce qui est bien adapté à la commande de la machine asynchrone.

I.3.1 Principe:-

Plusieurs techniques de modulation peuvent être utilisées pour les convertisseurs MLI [4].

Notre étude sera consacrée à la technique MLI à double modulation [9], dont le principe est basé sur la génération de trois paires de signaux complémentaires. Chacune des paires est destinée à un bras de l'onduleur, pour avoir une alimentation triphasée de valeur moyenne nulle, ainsi qu'une atténuation maximale d'harmoniques qui permet le bon fonctionnement de la machine asynchrone.

On dispose d'une porteuse carrée (train d'impulsions de période T_p) (figure I.11), chaque impulsion ascendante ou descendante est modulée en augmentant (diminuant, respectivement) une largeur δ (figure I.12) proportionnelle au sinus de la position angulaire de l'impulsion, de telle manière que n'importe quelle tension composée à la sortie de l'onduleur peut varier sinusoïdalement.

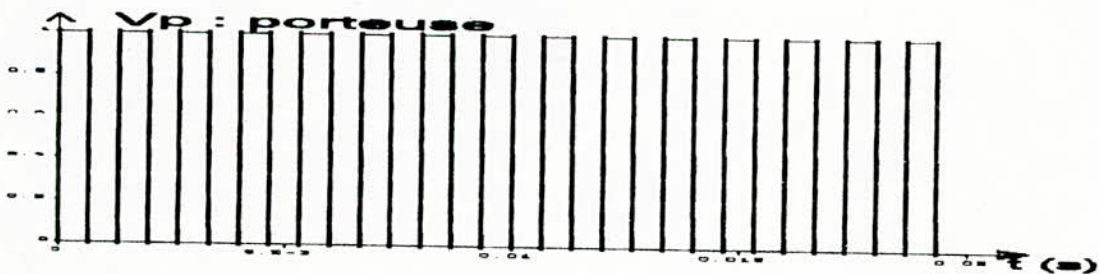


Fig. I.11 La porteuse

Fig. I.12 La variable δ

Les signaux de commande de chaque bras de l'onduleur, sont complémentaires, décalés l'un de l'autre au moment des instants de commutations par un délai bien déterminé de façon à éviter les problèmes de court-circuit.

On peut générer les six signaux de commandes à l'aide d'un circuit intégré HEF4752V (figures I.13 et I.14), conçu pour la commande des moteurs à courant alternatif, qui se base sur la MLI citée précédemment.

La fréquence de commutation des transistors, varie d'une manière proportionnelle à la fréquence de sortie. Le facteur de proportionnalité est l'indice de modulation m (figure I.16).

L'augmentation de f_{out} entraîne une augmentation rapide de f_s , jusqu'à une valeur maximale, pour laquelle il ne faut plus la dépasser (contrainte de construction), mais en même temps, on a besoin d'augmenter la fréquence de sortie. Pour éviter ce problème, il faut diminuer la fréquence de commutation et l'indice de modulation en même temps tout en gardant la fréquence f_{out} constante (figure I.15).

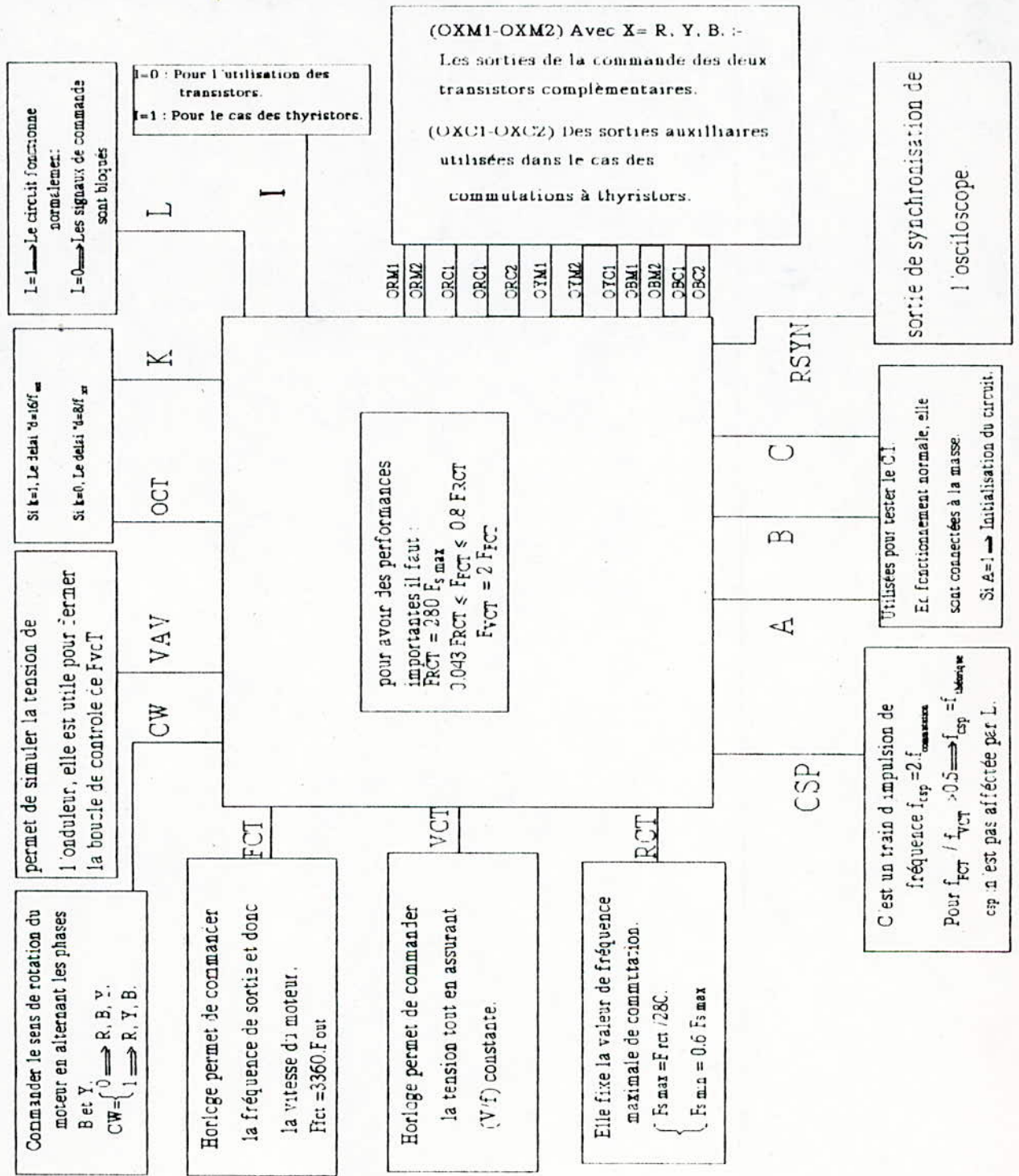


Fig. I.13 Le circuit intégré du HEF4752V.

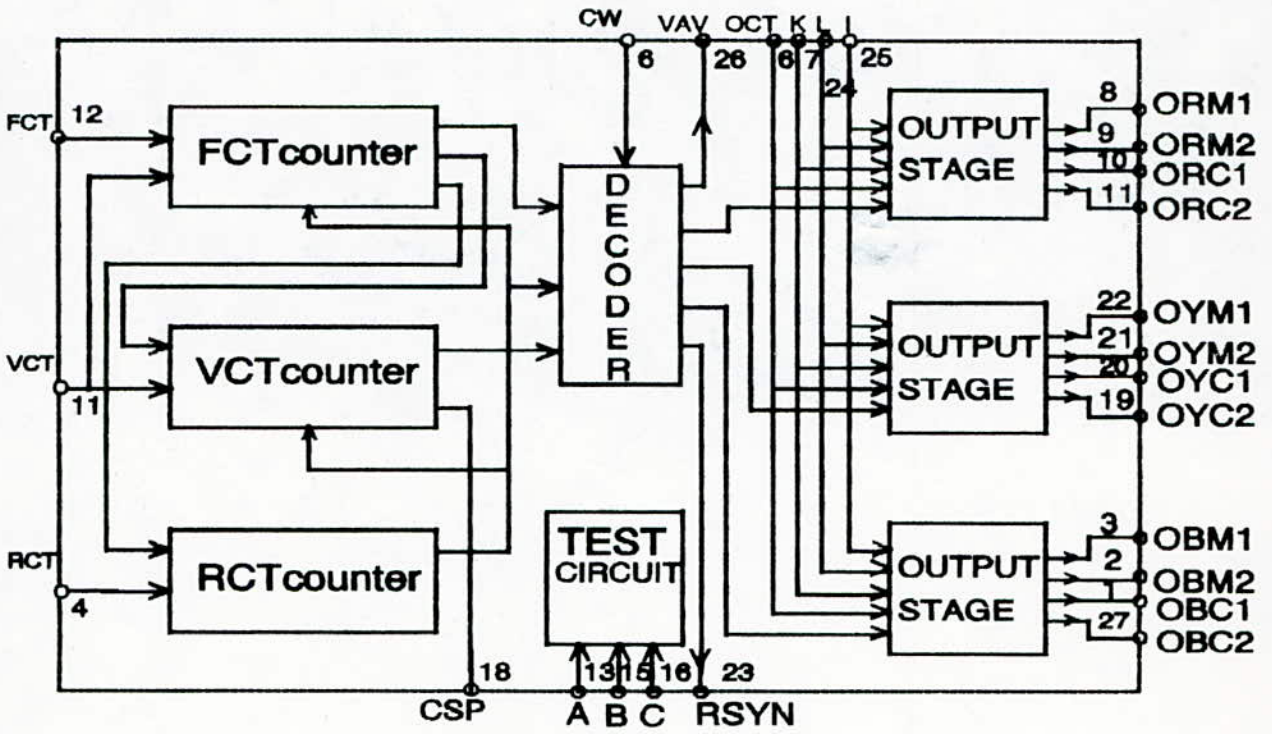


Fig. I.14 Schéma bloc de l'HEF4752V

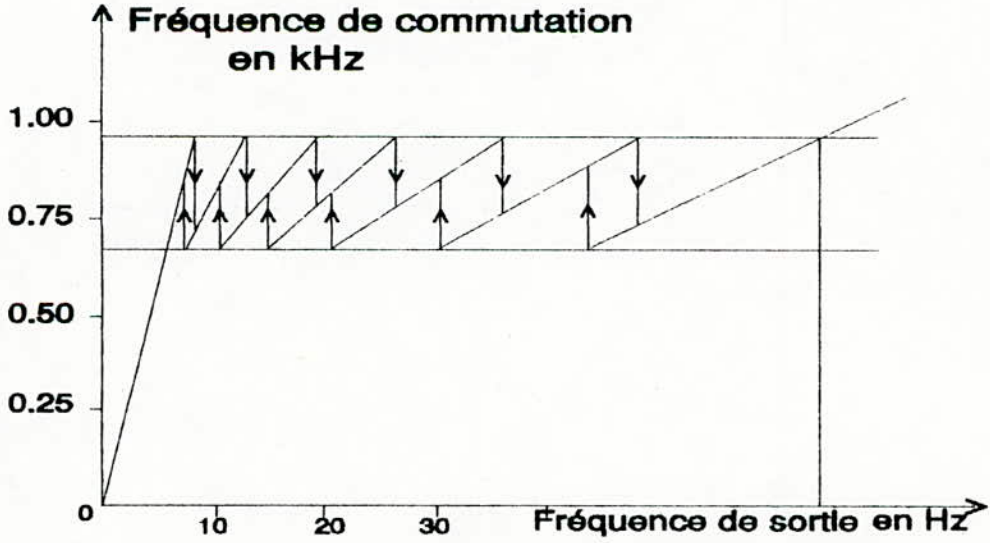


Fig. I.15 La variation de la fréquence de commutation en fonction de la fréquence de sortie

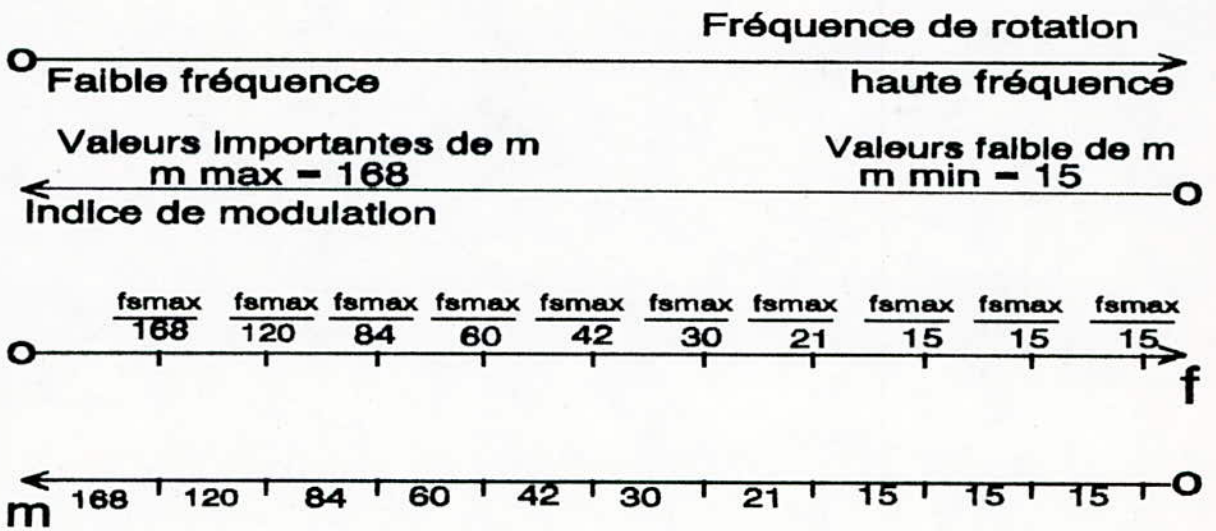


Fig I.16 Variation de la fréquence de sortie en fonction de l'indice de modulation

I.2.2 Modélisation de l'HEF4752V:-(Tableau I.1)

entrées horloge	Rôle	Relation
RCT	Elle permet de contrôler la fréquence maximale de commutation	$f_{RCT}(\text{kHz}) = 280 \times f_{smax}$
FCT	Elle contrôle la fréquence de sortie de l'onduleur	$f_{FCT} = 3360 \times f_{out}$
VCT	Elle contrôle la fréquence à 100% de modulation	$f_{VCT} = 6720 \times f_m$
OCT	Elle détermine le délai	$d = \begin{cases} 8/f_{OCT} & \text{si } K=0 \\ 16/f_{OCT} & \text{si } K=1 \end{cases}$

Tableau I.1

Le premier signal de sortie (figure I.17):

$$\begin{aligned}
 a &= T_p i - p \sin(\omega T_p i) \\
 b &= (2i+1) \frac{T_p}{2} + p \sin\left((2i+1)\omega \frac{T_p}{2}\right) - d \\
 c &= (i+1) T_p - p \sin(\omega (i+1) T_p)
 \end{aligned} \tag{I.18}$$

Avec

$$i = (t - \text{mod}(t, T_p)) / T_p \quad \text{ET} \quad p = \frac{T_p f_{RCT}}{2 f_{VCT}}$$

Son signal complémentaire:

$$\begin{aligned}
 e &= T_p i - p \sin(\omega T_p i) - d \\
 g &= (2i+1) \frac{T_p}{2} + p \sin\left((2i+1)\omega \frac{T_p}{2}\right) \\
 h &= (i+1) T_p - p \sin(\omega (i+1) T_p) - d
 \end{aligned} \tag{I.19}$$

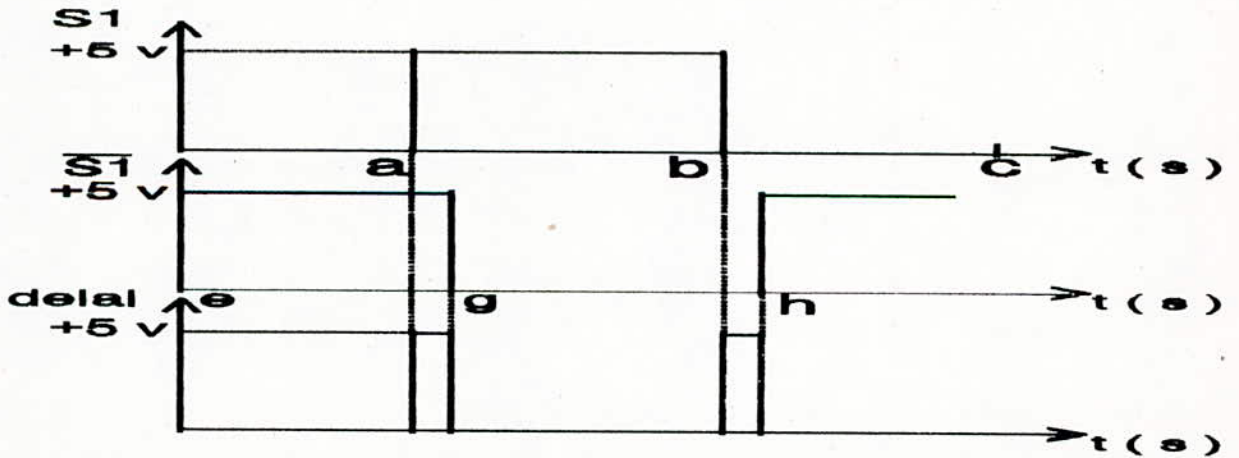


Fig. I.17 Schéma représentatif d'un signal de sortie de l'HEF4752V

I.3.3 Etude harmonique:-

Dans le but d'étudier le spectre harmonique de la tension de sortie de l'onduleur, l'analyse de FOURIER s'avère très utile. En effet, en appliquant la méthode développée dans [4], on arrive à établir une comparaison entre les spectres des tensions développées par un onduleur à plein onde et un onduleur MLI (à double modulation) ou nous observons l'intérêt de la modulation de largeur d'impulsion.

La tension de sortie de l'onduleur à plein onde, est riche en harmoniques d'ordre bas, nuisibles pour le moteur asynchrone. La MLI permet d'éliminer ces harmoniques au fur et à mesure que l'indice de modulation augmente (figure I.17). Le bénéfice de la suppression des harmoniques par MLI, est perdu si la fréquence de hachage n'est pas très élevée par rapport à la fréquence du fondamental [5]. Mais une fréquence très élevée, bien qu'elle permet un réglage très fin de la tension de sortie de l'onduleur, le soumet à un grand nombre de commutations, provoquant par la suite une augmentation considérable des pertes, donc un compromis doit être effectué.

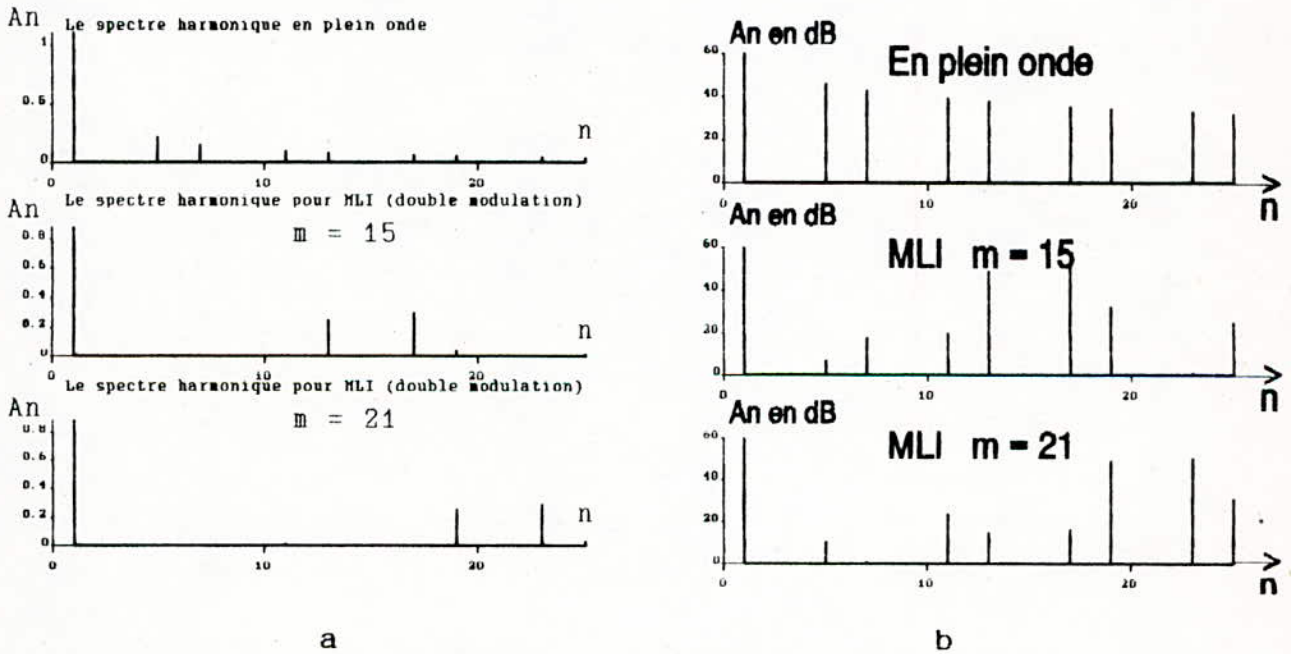


Fig. I.18 Spectre harmonique de la tension

a: représentation réelle

b: représentation en dB

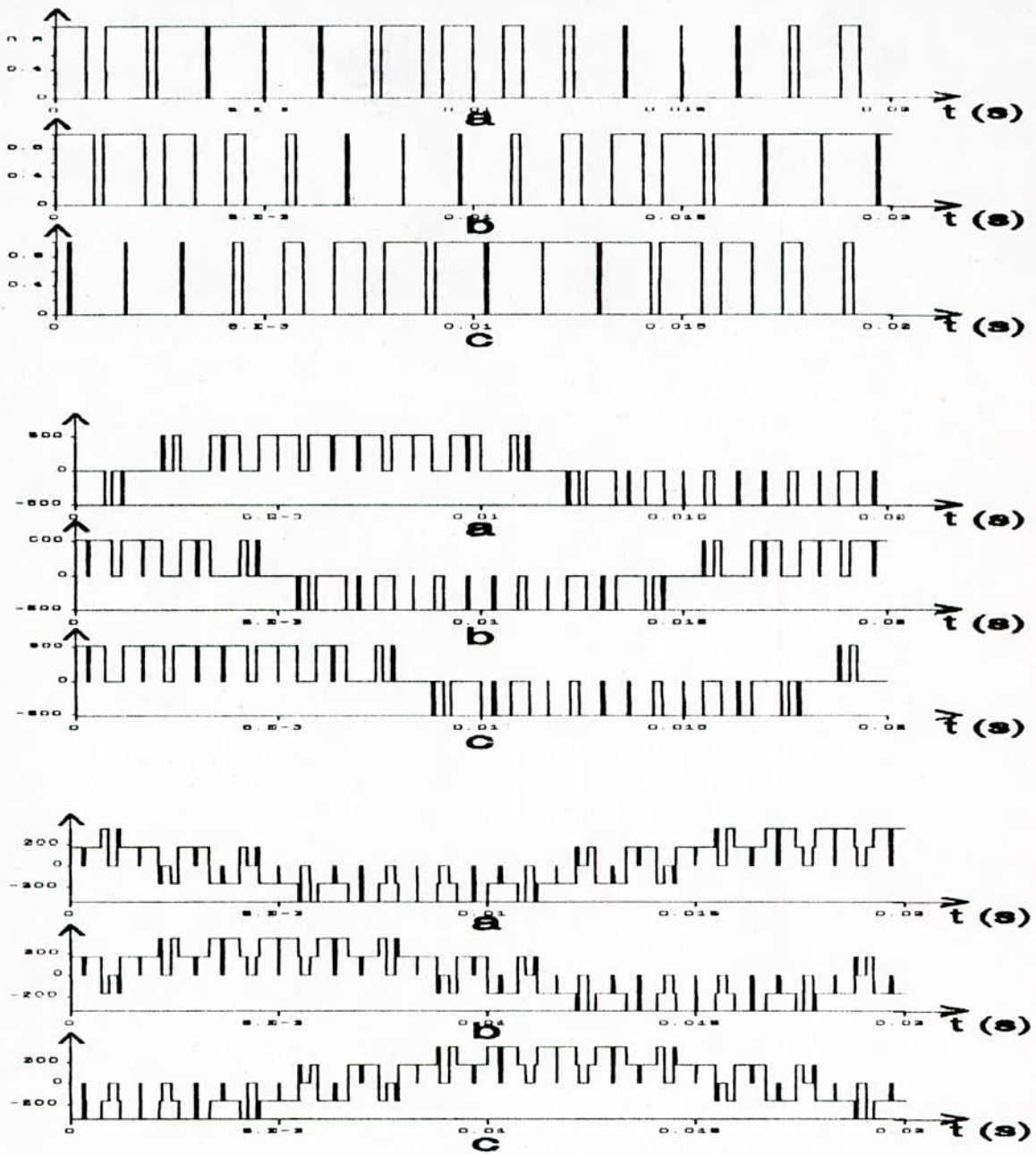


Fig. I.19 Formes d'ondes de sortie de l'HEF4752V;
Tensions composées et simples pour $m=15$.

a, b, c : S_i ; U_i ; V_i avec $i=1,3$.

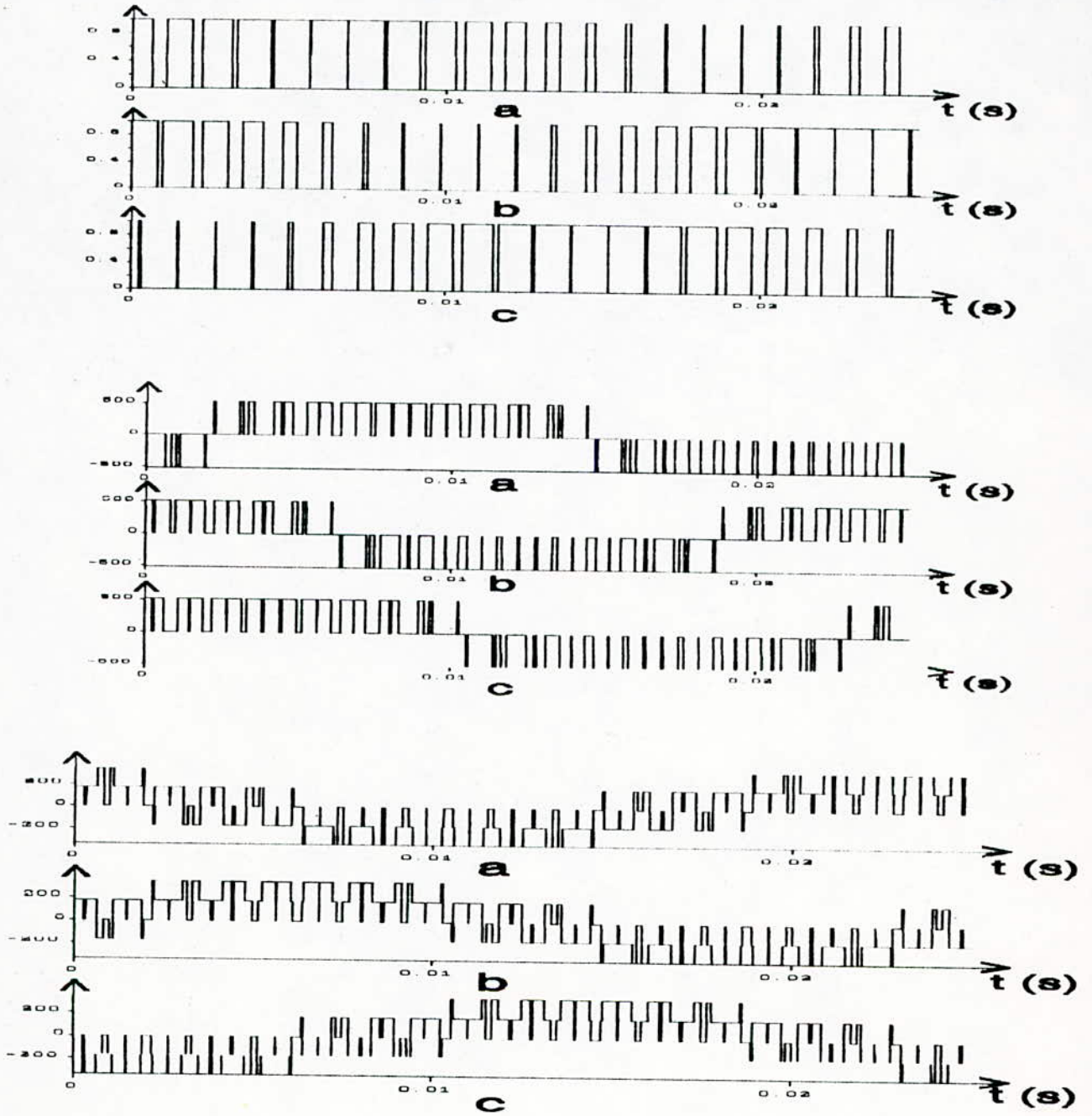


Fig. I.20 Formes d'ondes de sortie de l'HEF4752;
Tensions composées et simples pour $m=21$

a, b, c: S_i , U_i , V_i

avec $i=1,3.$

I.3 MODELISATION DE L'ENSEMBLE (ONDULEUR-MOTEUR ASYNCHRONE):-

Pour faciliter la modélisation, on adopte comme méthode de simulation, la méthode de topologie variable [8], qui nécessite des interrupteurs idéaux (commutation instantanée).

Chaque bras de l'onduleur sera présenté par un inverseur (Figure I.21), qui peut être représenté par une fonction logique :

$$s_{i-1,3} = \begin{cases} 1 & \text{si INV est raccordé à la borne +} \\ 0 & \text{si INV est raccordé à la borne -} \end{cases} \quad (I.20)$$

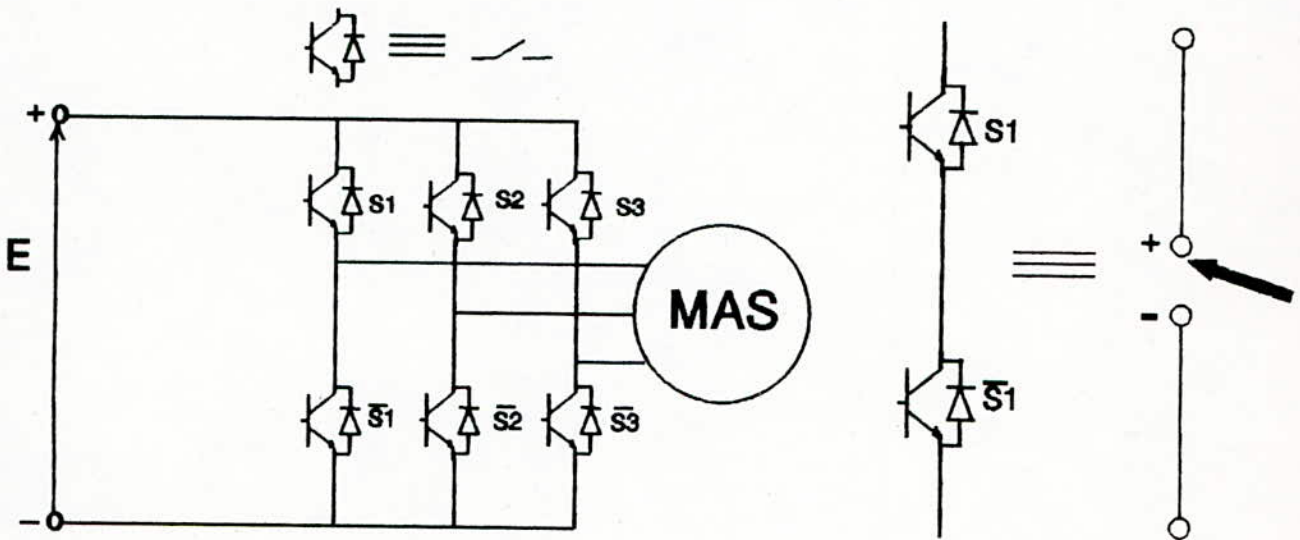


Fig. I.21 Schéma représentant l'association de l'ensemble onduleur-machine

Les tensions composées U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} appliquées à la machine, se déduisent de la tension d'alimentation de l'onduleur E et les fonctions logiques S_1 , S_2 , S_3 (figure I.19 et I.20).

I.3.1 Simulation/Interpretation :-

La courbe de variation du couple (figure I.21) montre de forte pulsation de ce dernier au début du démarrage, le couple continu avec des oscillations moins importantes autour d'une valeur moyenne.

Les formes des courants absorbés par le moteur à vide et en charge sont très rapprochées de la sinusoïde avec des oscillations autour de cette valeur.

I.4 Conclusion :-

Nous avons présenté dans ce chapitre, la modélisation et la simulation numérique en boucle ouverte de l'association de la machine asynchrone avec un onduleur de tension MLI.

Nous avons mis en évidence le comportement de la machine vis à vis de deux différentes alimentations, et nous avons constaté que le temps de réponse de la machine alimentée par le réseau est nettement meilleur que celui d'une alimentation MLI.

En outre, la linéarisation autour du point de fonctionnement n'est valable qu'en régime permanent.

Dans la majorité des entraînements par moteur asynchrone, les perturbations influant sur la grandeur à commander, ne sont plus négligeables, ceci rend le fonctionnement en boucle ouverte ne répond pas aux exigences d'un entraînement à vitesse constante, ainsi une régulation s'impose.

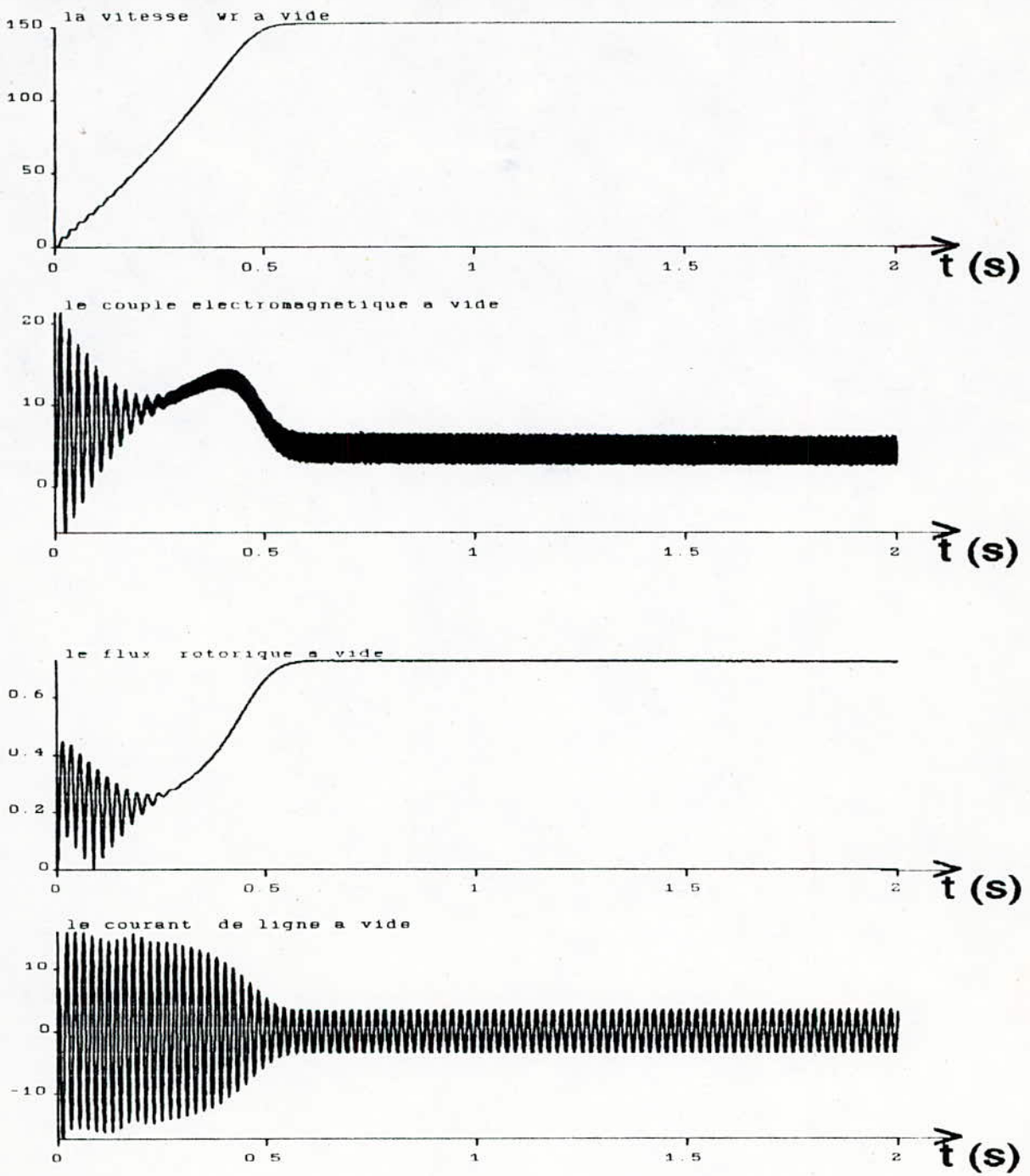


Fig. I.21 Caractéristiques de la machine asynchrone associé à un onduleur de tension MLI.

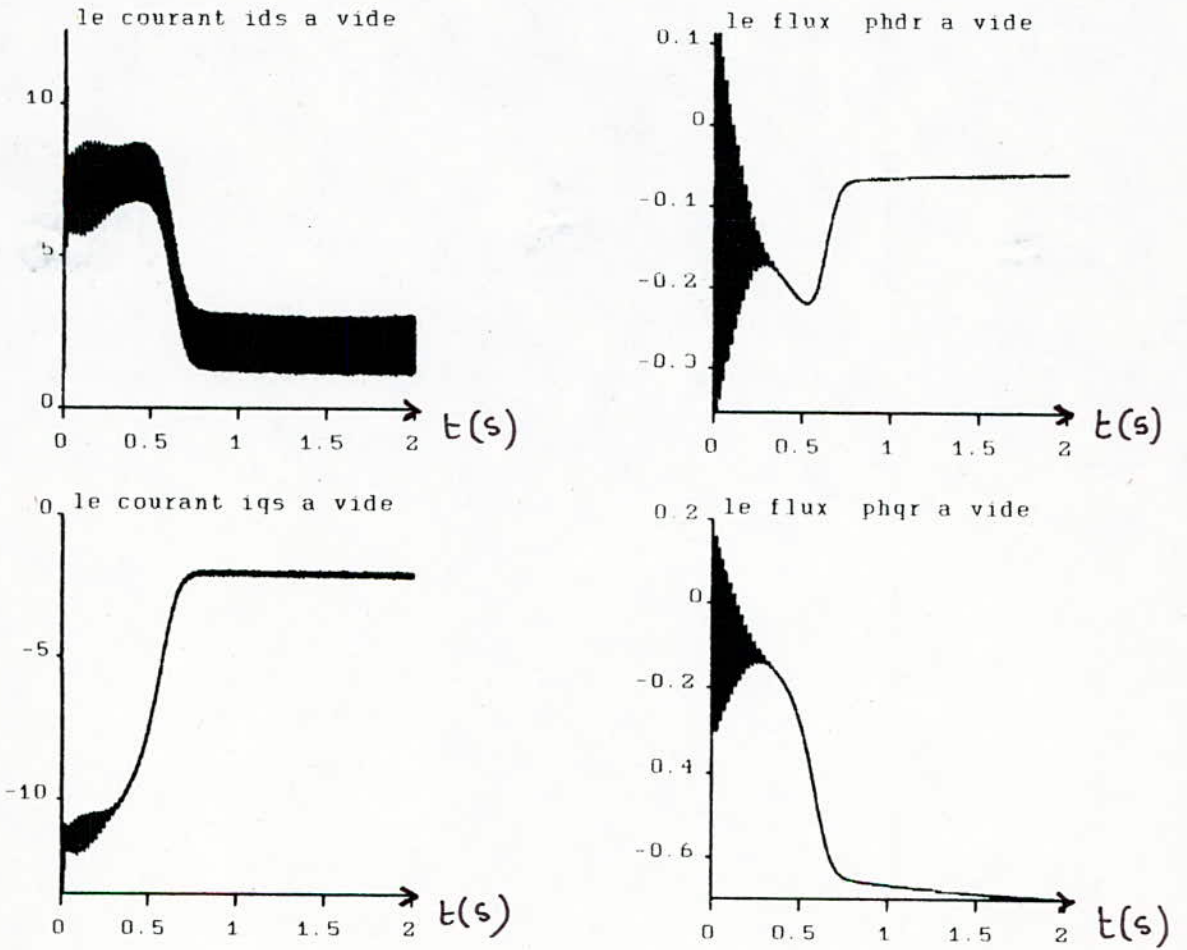


Fig I.22 Caractéristiques de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension MLI.

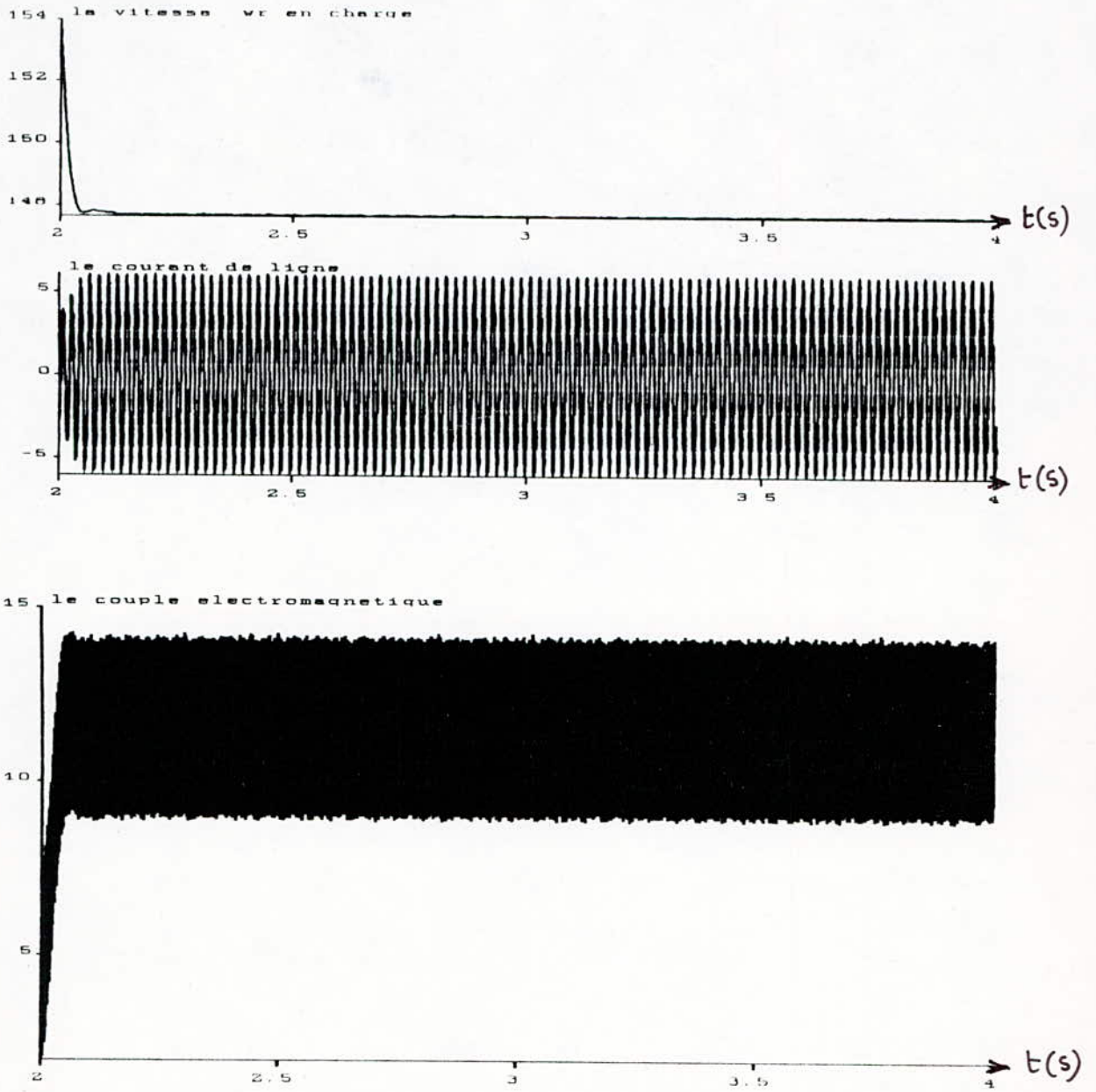


FIG I.23 Caractéristiques de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension MLI.

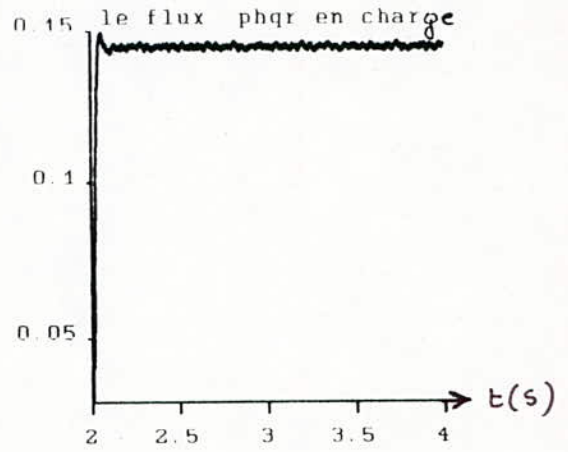
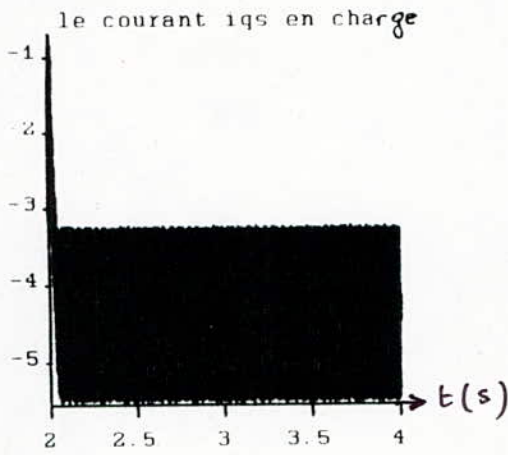
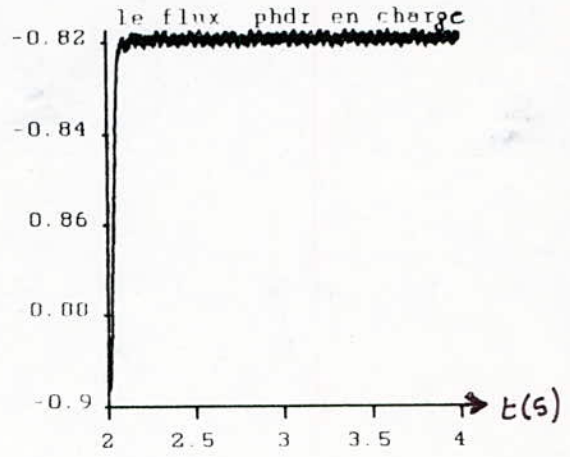
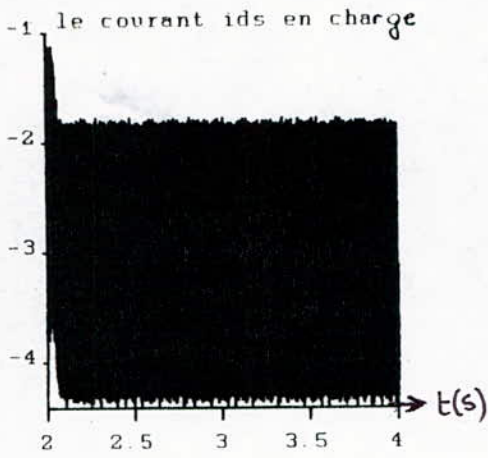
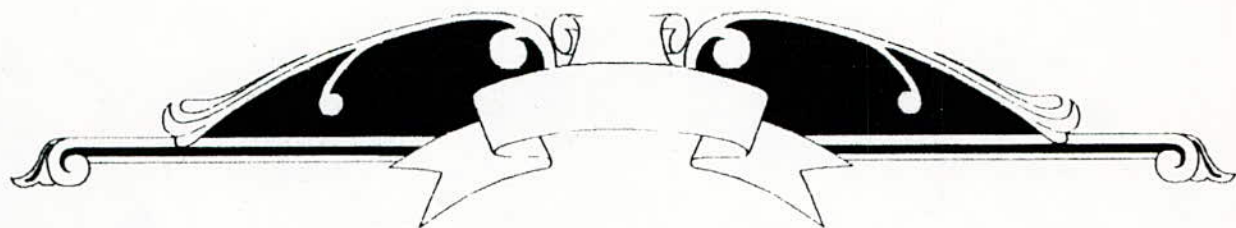


Fig I.24 Caractéristiques de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension MLI.



CHAPITRE

II



REGLAGE D' ETAT

ECHANTILLONNE



Chapitre II**REGLAGE D'ETAT ECHANTILLONNE**

But : Réglage d'état échantillonné de la vitesse du moteur asynchrone.

II.0 INTRODUCTION

La conception et l'analyse d'un système de commande, dans le domaine fréquentiel, ont été développées durant les années quarante [13]. Cette approche est généralement connue sous le nom **classique**, à fin de la différencier de l'approche **moderne** dans l'espace d'état, qui a eu naissance vers le début des années soixante.

La modélisation d'un système unidimensionnel par une fonction de transfert, permet de caractériser complètement ces propriétés qualitatives, mais, elle est insuffisante pour décrire un processus multivariable [13]. Par contre, la commande par retour d'état est basée sur la connaissance de l'évolution des variables internes du processus, ce qui offre à cette méthode la possibilité de décrire le comportement dynamique global de ce système, ainsi, elle présente l'avantage de conserver la même représentation, indépendamment du type du système à réguler [12].

Dans ce chapitre, on va entamer le problème de régulation par retour d'état, tout en considérant que notre système se comporte comme un système monovariable, puis, on fait une extension à l'étude en multivariable.

II.1 ETUDE EN MONOVARIABLE:-

II.1.1 Structure optimale de réglage:- [10, ...,13]

Cette structure est obtenue grâce à la minimisation du critère intégral donné par:

$$I = \sum [e[k]^T Q e[k] + U[k]^T R U[k]] \quad (II.1)$$

La minimisation du critère quadratique est effectuée par le principe d'optimisation de Bellman, ce qui nous conduit à la structure optimale représentée par les figures(II.1,2):

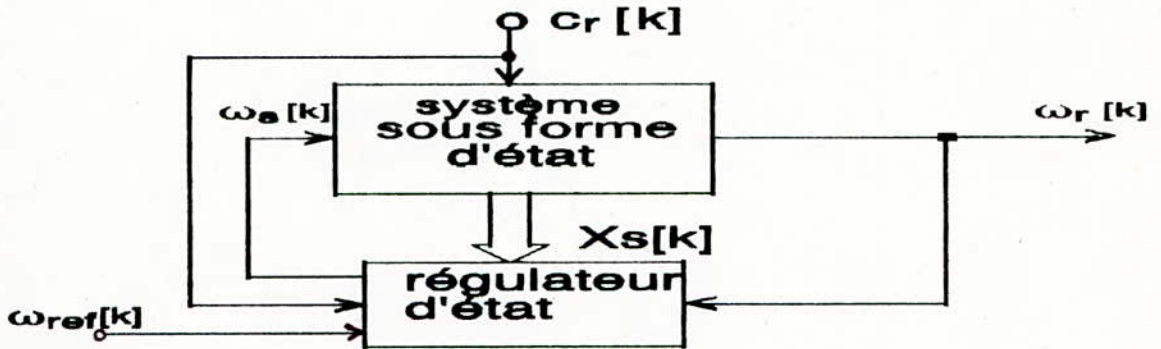


Fig. II.1 Schéma bloc de la structure optimale du réglage d'état d'un système monovariabile.

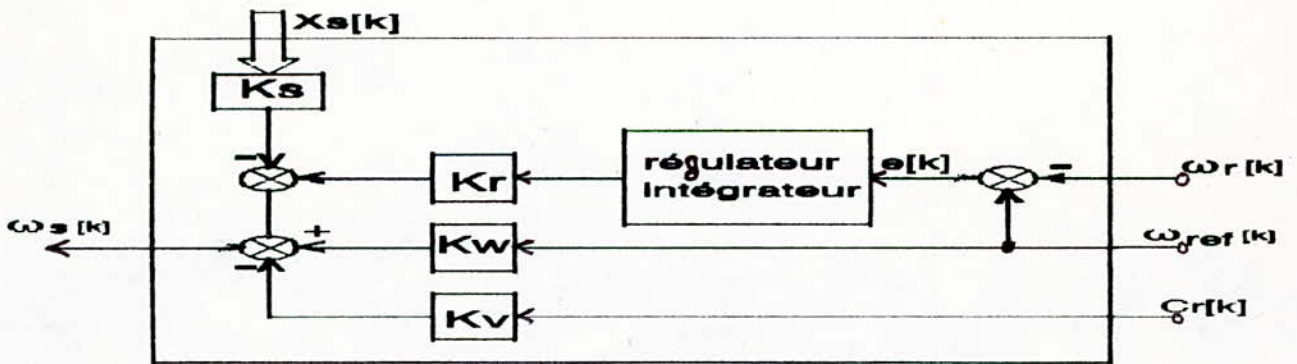


Fig II.2 Schéma bloc d'un régulateur d'état.

II.1.2 Système d'équations:-

Si on adopte que:

$$W[K] = \omega_{ref}[k] ; V[k] = C_r[k] ; U[k] = \omega_s[k] ; Y[K] = \omega_r[k]$$

Le système à régler sera:

$$\begin{cases} X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} V[k] \\ Y[K] = C_s X_s[k] \end{cases} \quad (II.2)$$

Le régulateur intégrateur est donc:

$$\begin{cases} X_r[k+1] = X_r[k] + e[k] \\ \text{avec} \\ e[k] = W[K] - Y[k] \end{cases} \quad (II.3)$$

Par la suite, la grandeur de commande est:

$$\begin{cases} U[k] = -U_c[k] + U_w[k] - U_v[k] \\ \text{avec} \\ \begin{cases} U_c[k] = K_s^T X_s[k] - K_r X_r[k] \\ U_w[k] = K_w W[k] \\ U_v[k] = K_v V[k] \end{cases} \end{cases} \quad (II.4)$$

Le vecteur ligne K_s^T ainsi que les coefficients K_r , K_w , K_v doivent être déterminés, de façon que le réglage d'état peut avoir un comportement dynamique désirable.

Le système global peut être représenté, en introduisant un nouveau vecteur d'état:

$$X[K] = \begin{pmatrix} X_s[k] \\ X_r[k] \end{pmatrix} \quad (II.5)$$

On aura:

$$\begin{cases} X[k+1] - \mathbf{F}X[k] + HU[k] + H_w W[k] + H_v V[k] \\ Y[k] - C X[k] \\ U[k] - -K^T X[k] + K_w W[k] - h_v V[k] \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Avec:

$$\begin{aligned} \mathbf{F} &= \begin{pmatrix} \mathbf{F}_s & 0 \\ -C_s & 1 \end{pmatrix}; \quad H = \begin{pmatrix} H_s \\ 1 \end{pmatrix}; \quad H_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \quad H_v = \begin{pmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{pmatrix} \\ C &= (C_s \ 0); \quad K^T = (K_s^T \ -K_r) \end{aligned} \quad (\text{II.7})$$

L'équation d'état aux différences du système global fermé est donnée par:

$$\begin{cases} X[k+1] - \mathbf{F}_G X[k] + H_{GW} W[k] + H_{GV} V[k] \\ \mathbf{F}_G - \mathbf{F} - HK_T \\ H_{GW} - H_w + HK_w \\ H_{GV} - H_v - HK_v \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Le comportement dynamique du système global fermé, est lié aux valeurs propres de la matrice \mathbf{F}_G , qui dépend du vecteur K^T de la contre-réaction d'état. En assignant sur les $(n+1)$ pôles du système, on arrive à déterminer le vecteur K^T . Pour satisfaire ceci, on fait appel à la forme canonique de réglage.

II.1.3 Détermination des coefficients de la contre-réaction:-

La détermination du vecteur ligne K^T , fait appel à la forme canonique, qui nous offre un espace de travail très puissant pour le dimensionnement du régulateur d'état.

On peut déterminer K^T selon la démarche suivante:

- Calculer les coefficients de l'équation caractéristique du système global en boucle ouverte.
- Déterminer la matrice de transformation linéaire.
- Imposer les pôles du système global en boucle fermée, puis, calculer les coefficients du polynôme caractéristique en utilisant le théorème de Viète.

Les coefficients de la contre-réaction d'état, sont donc donnés par la différence entre les coefficients de l'équation caractéristique désirée et l'équation caractéristique du système original sans contre-réaction d'état.

II.1.4 Détermination des coefficients d'interventions directes:

II.1.4. a) Pour la grandeur de consigne:-

Elle est basée sur la compensation des pôles du système global fermé par l'anticipation introduite par la matrice K_w .

$K_w = K_r / (1 - Z_j)$ Z_j : le pôle que l'on désire compenser.

II.1.4 b) Pour la grandeur de perturbation:-

Elle est basée sur le fait que le vecteur d'état du régulateur intégrateur est nul en régime établi, on aura alors:

$$K_v = [C_s(1 - F_s + H_s K_s^T)^{-1} H_s]^{-1} C_s (1 - F_s + H_s K_s^T)^{-1} H_{sv} \quad (II.9)$$

Cette méthode peut être schématisée par l'organigramme présenté par la figure(II.3).

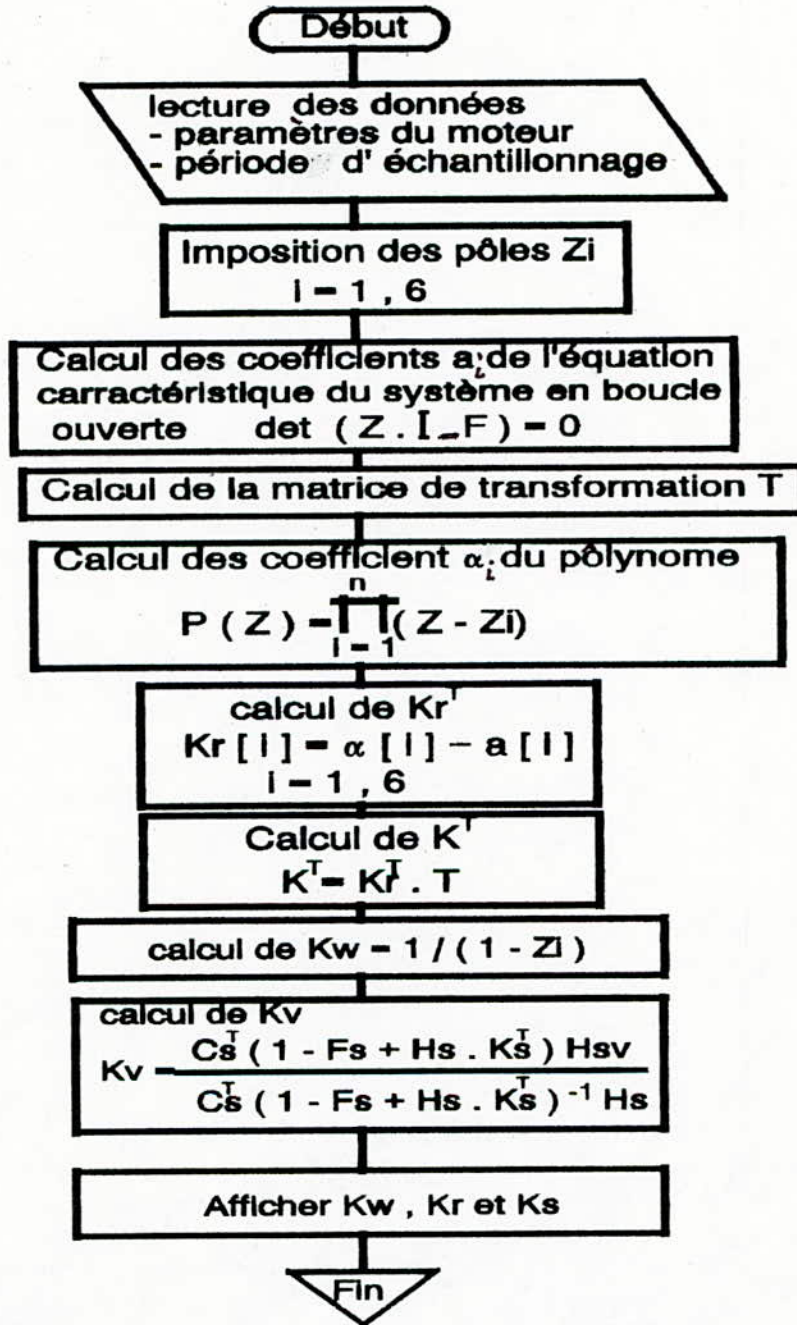


Fig II.3 Organigramme de calcul des gains de retour d'état et les coefficients d'intervention directe.

II.1.5 Simulation: -[10]

Le régulateur d'état digital est réalisé par moyen de programmation. Son algorithme de réglage doit être élaboré périodiquement à chaque instant d'échantillonnage tel que la figure(II.4).

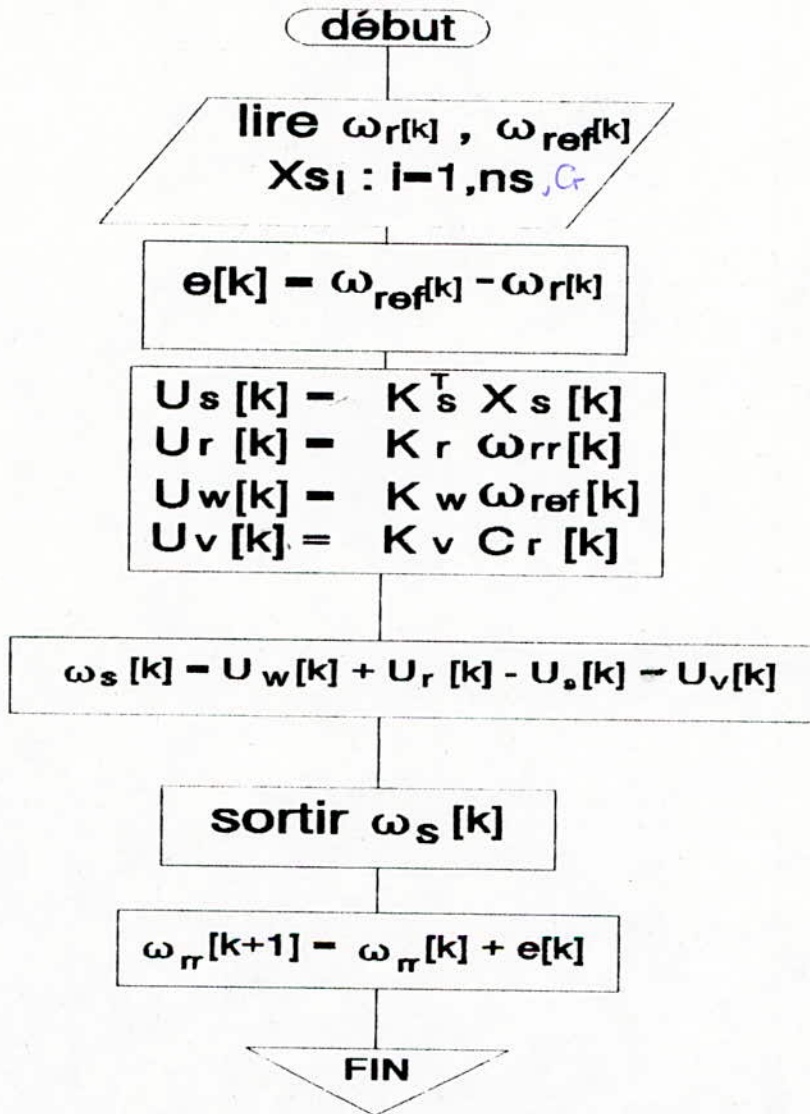


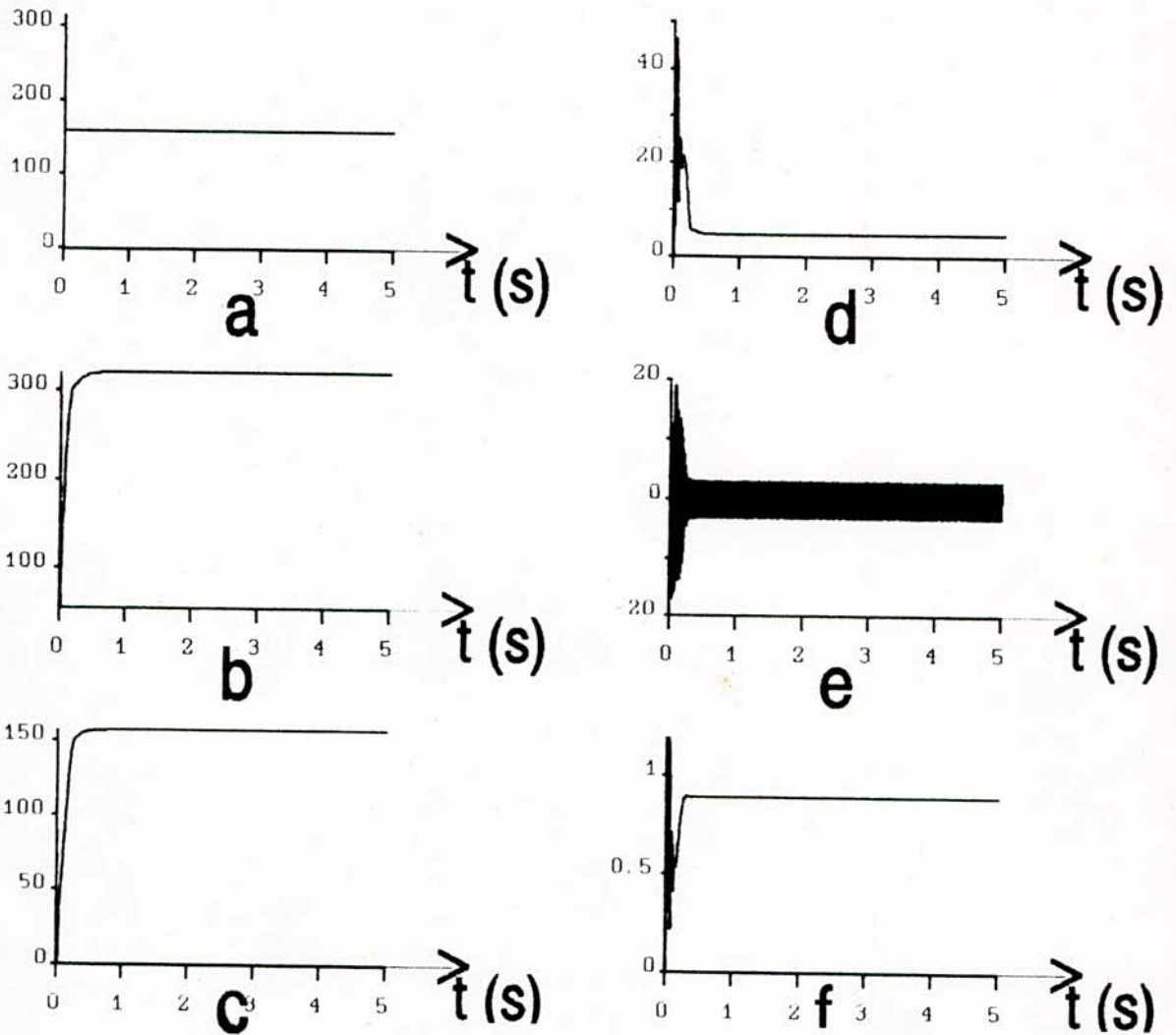
FIG II.4 Organigramme de réglage d'un régulateur d'état.

II.1.6 *Interprétation des résultats:-*

- * - La variation du couple de charge selon la figure (II.8.a) entraîne une légère augmentation de la commande, de façon que la vitesse de rotation reste intacte, ie. ne dépend pas de la variation de la charge, mais il faut signaler qu'elle présente une faible perturbation au moment du changement du couple résistif.
-Le couple électromagnétique augmente pour ce stabilisé en régime permanent à la valeur du couple présentée par la charge, ce qui provoque en conséquent un appel du courant de ligne afin d'assurer l'équilibre électromécanique.

- * - Pour une variation de la vitesse de référence à couple de charge nul:(Fig II.11).
 - i) la commande et la vitesse de rotation suivent fidèlement cette variation, provoquant dans le même temps, une variation brusque du couple, puis rejoint sa valeur initiale.
 - ii)- Après une variation rapide du courant, ce dernier continu avec la même amplitude mais, tout ayant une fréquence différente.

- * La synthèse du réglage d'état tient compte des coefficients de régulateur et des interventions directes, leur annulation peut causer une détérioration des performances du réglage. En effet, mettre $K_r=0$, entraîne une dégradation totale des caractéristiques du système à régler, à cause de la diminution rapide de l'ordre du système sans aucune correction sur les autres gains de retour calculés auparavant. Mettre $K_w=0$ où $K_v=0$; l'un augmente le temps de réponse du système, et l'autre son influence apparait au moment de l'application d'une perturbation sur le système.



a : La vitesse de référence

b : La commande

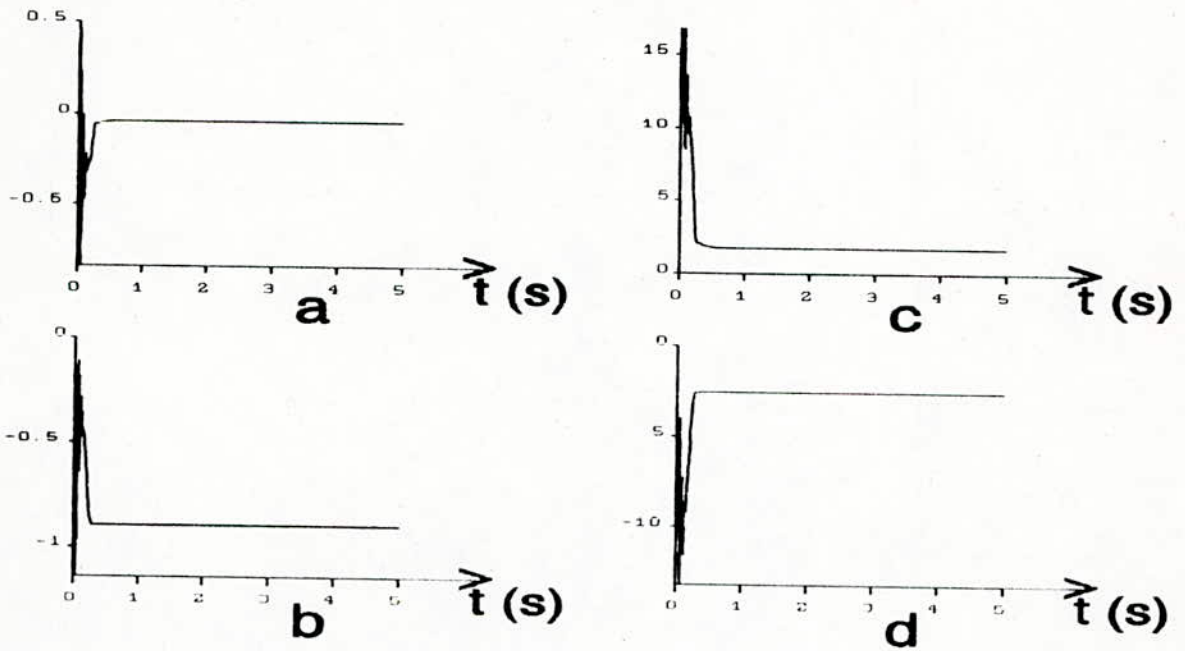
c : La vitesse de rotation

d : couple électromagnétique

e : Le courant de ligne

f : Le flux rotorique

Fig. II.5 Réglage d'état avec couple résistif nul et vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rd/seconde.



- a : Le flux ψ_{dr} b : Le flux ψ_{qr}
 c : Le courant i_{ds} d : Le courant i_{qs}

Fig. II.6 Réglage d'état avec couple résistif nul et vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rd/seconde.

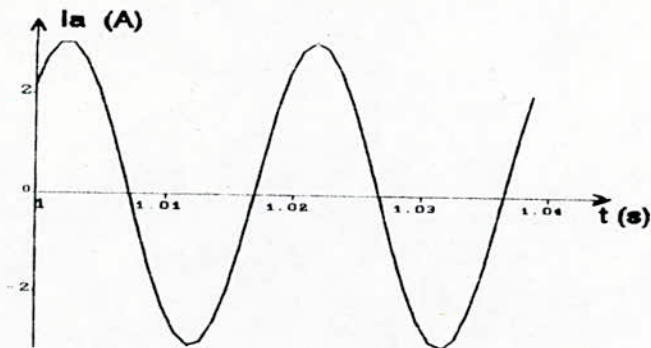
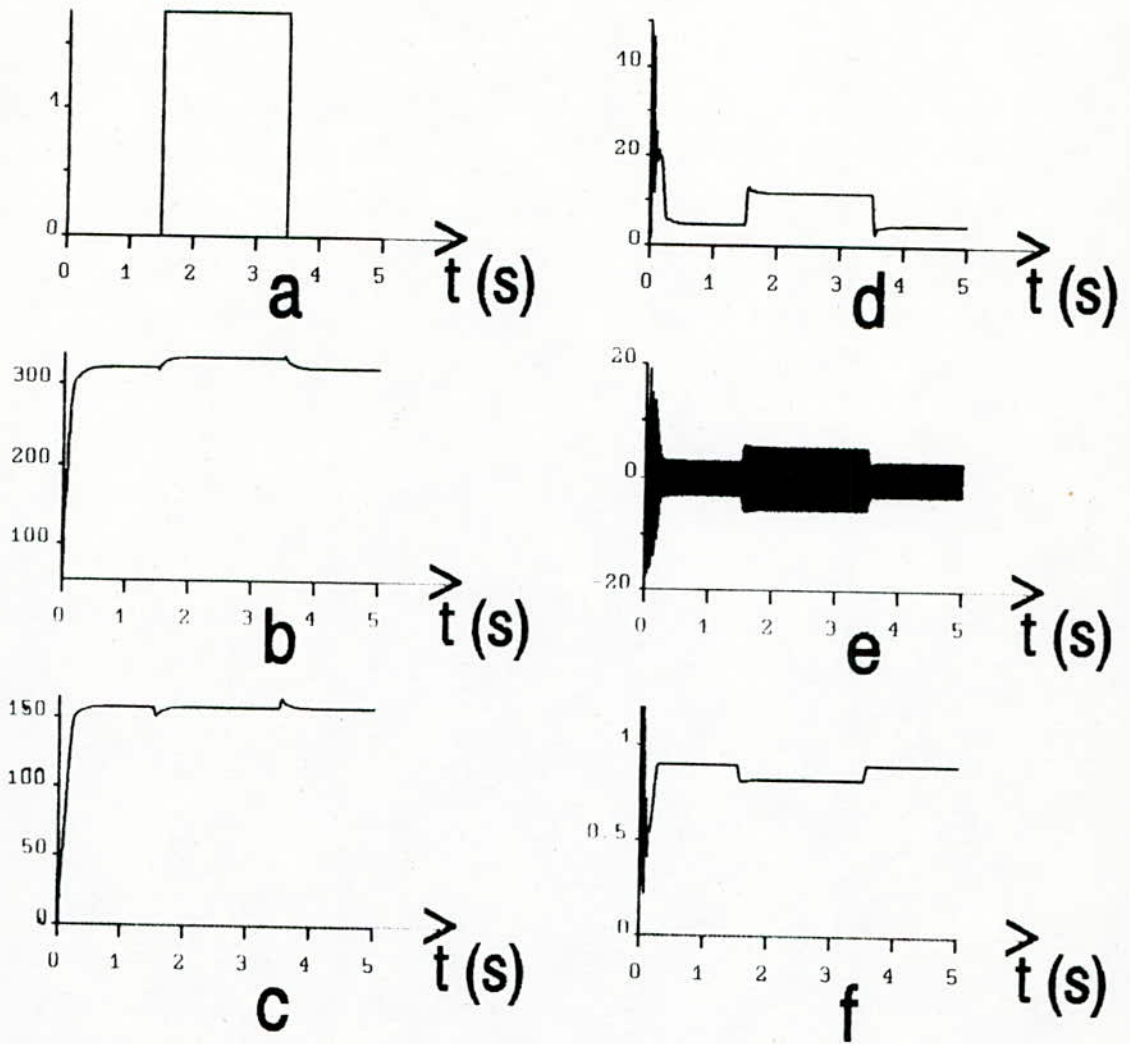


Fig. II.7 Le courant statorique sur une période.



a : Couple résistif

b : La commande

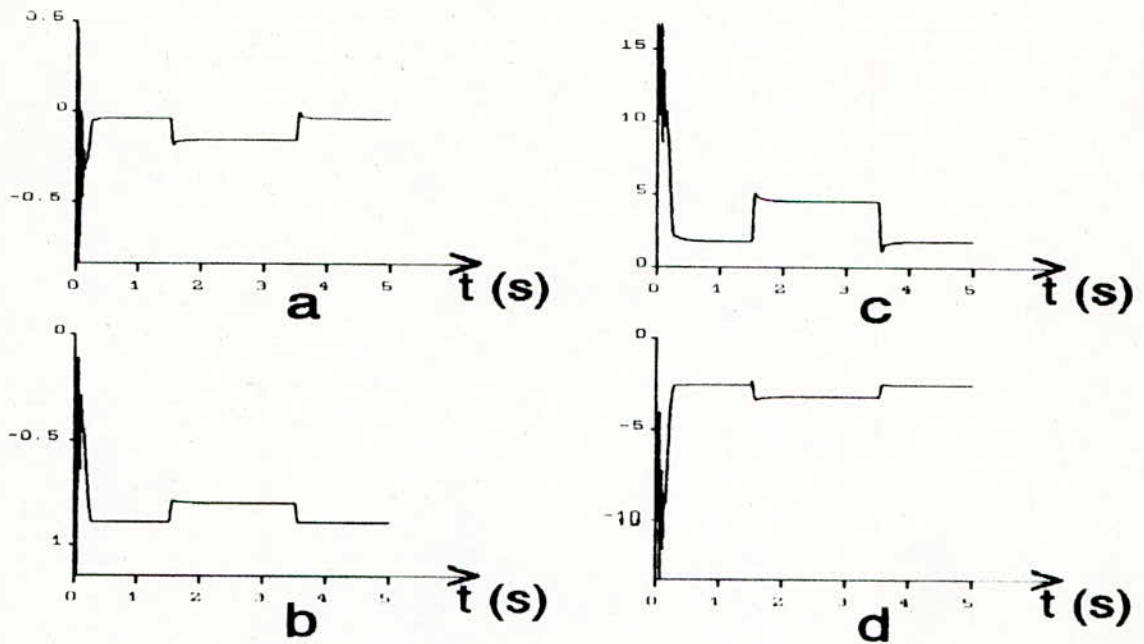
c : La vitesse de rotation

d : couple électromagnétique

e : Le courant de ligne

f : Le flux rotorique

Fig. II.8 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rd/seconde.



a : Le flux ψ_{dr} b : Le flux ψ_{qr}
 c : Le courant i_{ds} d : Le courant i_{qs}

Fig. II.9 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rd/seconde.

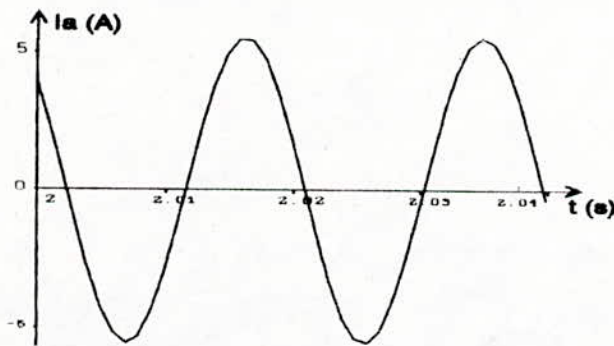
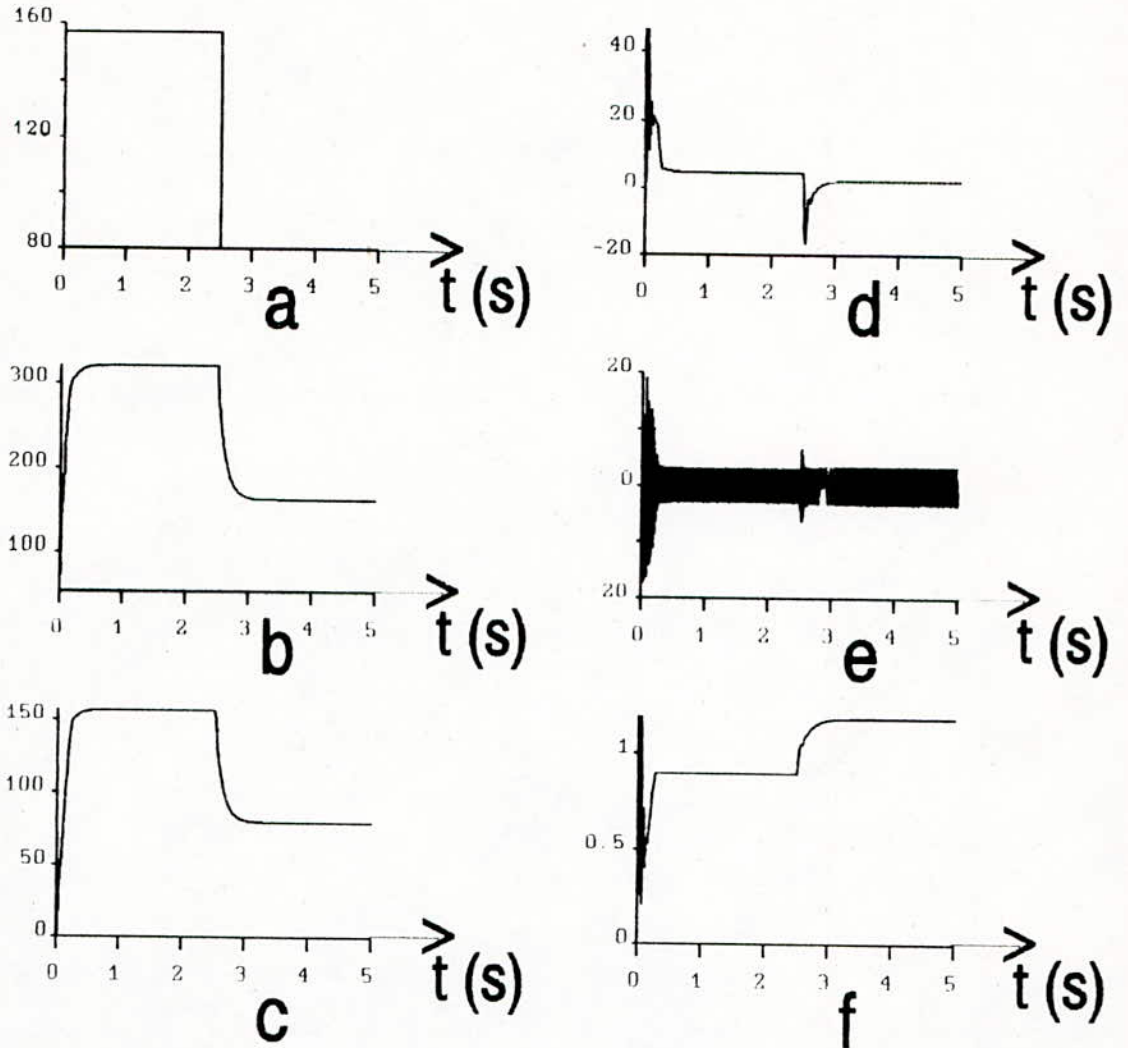


Fig. II.10 Le courant statorique sur une période



a : La vitesse de référence

b : La commande

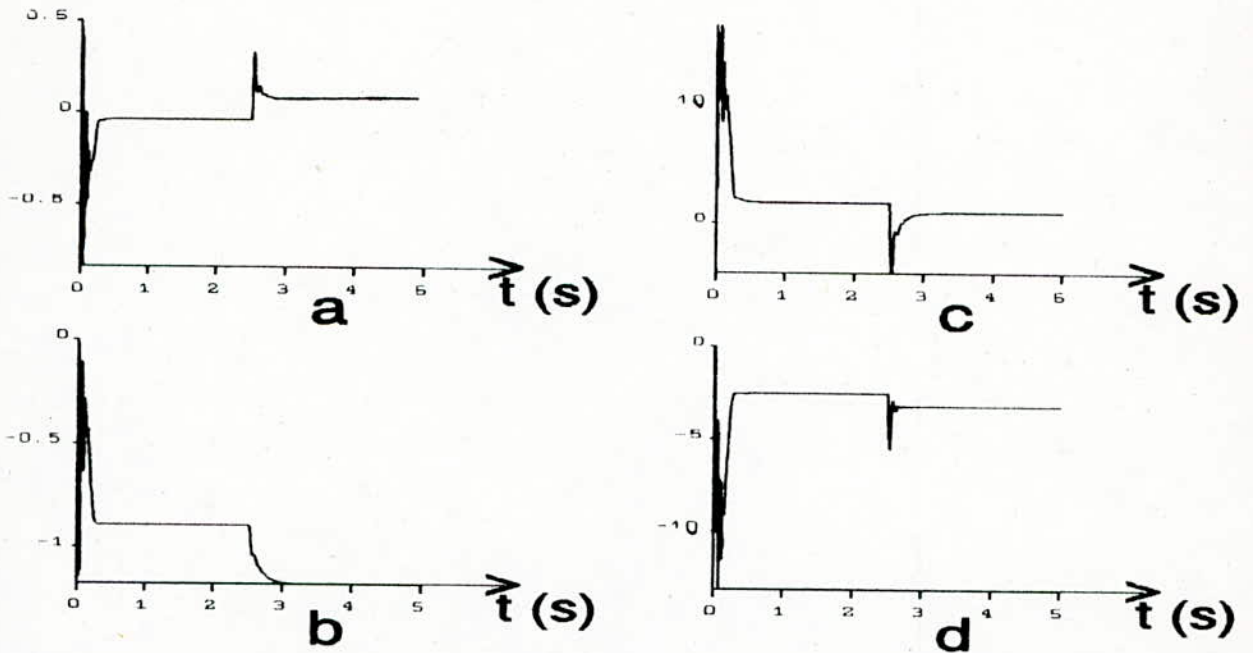
c : La vitesse de rotation

d : couple électromagnétique

e : Le courant de ligne

f : Le flux rotorique

Fig. II.11 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne avec couple de charge nul.



a : Le flux ψ_{dr}

b : Le flux ψ_{qr}

c : Le courant i_{ds}

d : Le courant i_{qs}

Fig. II.12 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de consigne avec un couple de charge nul.

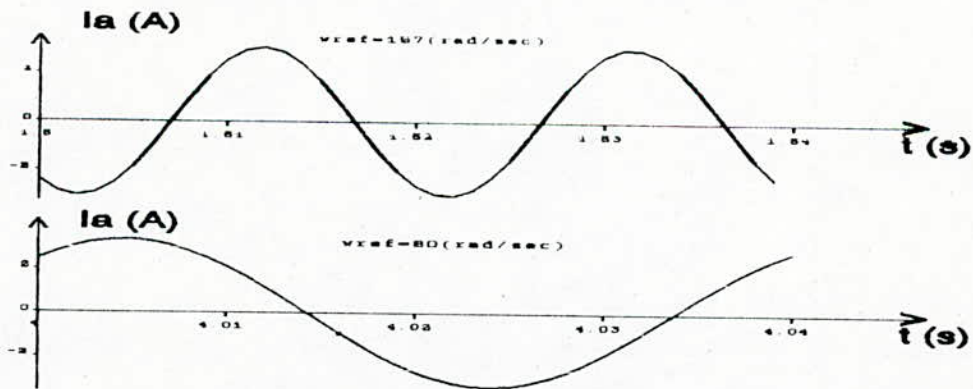
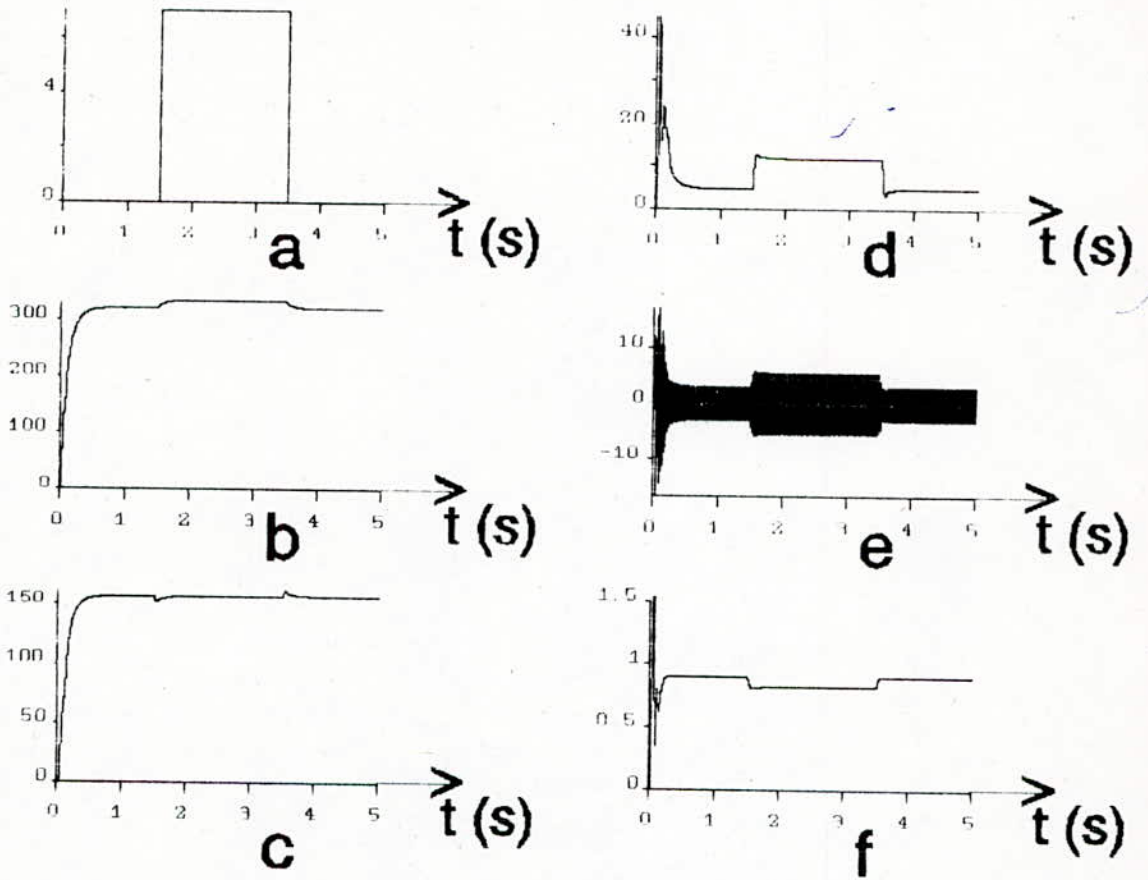
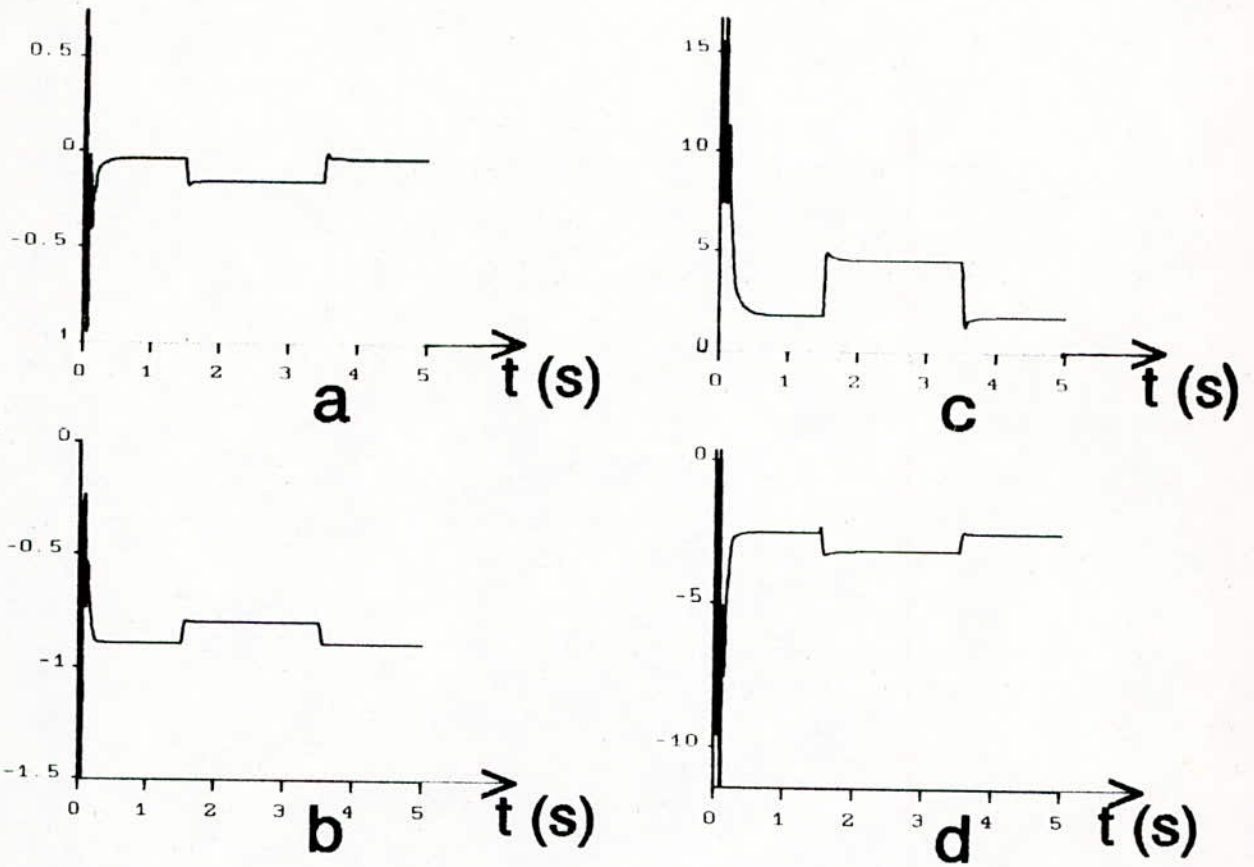


Fig. II.13 Le courant statorique sur une période



-
- | | |
|----------------------------|------------------------------|
| a : Couple résistant | b : La commande |
| c : La vitesse de rotation | d : couple électromagnétique |
| e : Le courant de ligne | f : Le flux rotorique |
-

Fig. II.14 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation sans intervention directe.



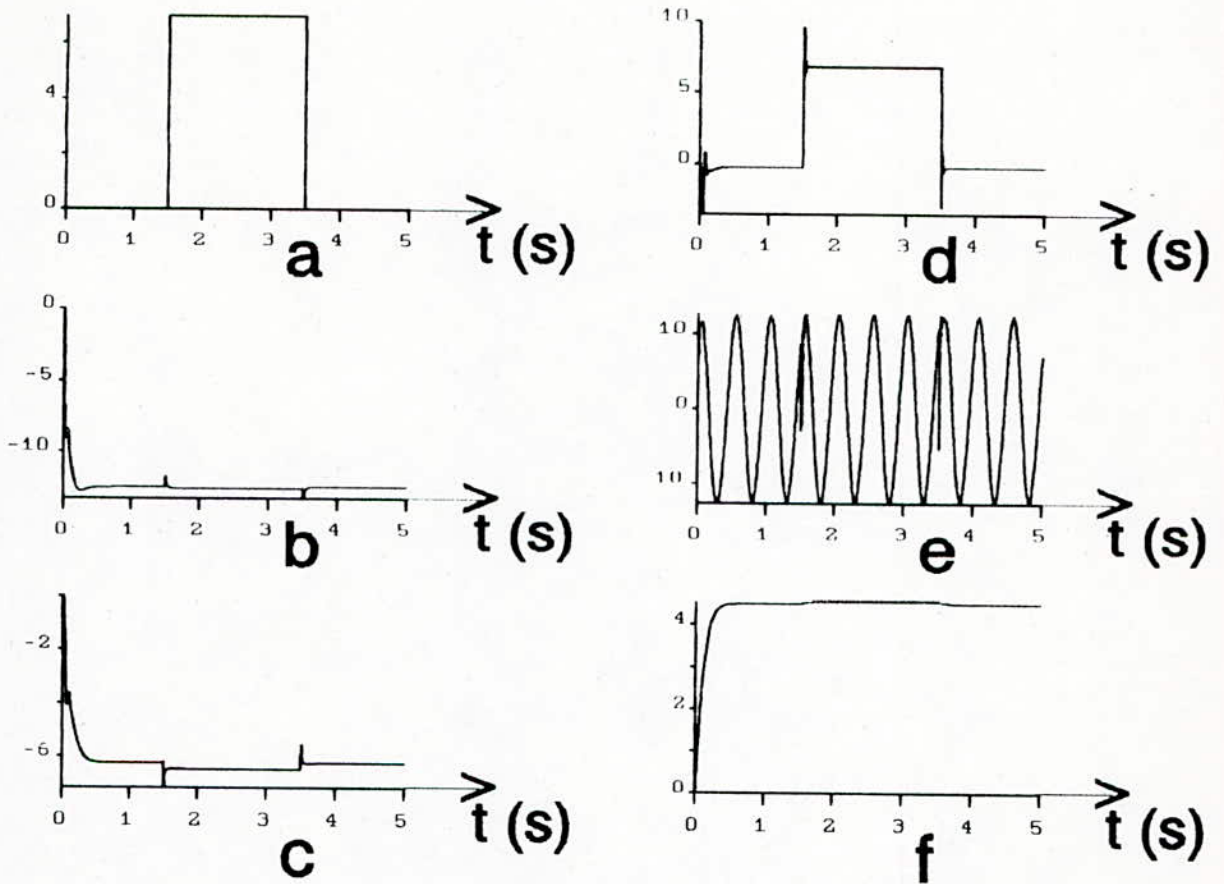
a : Le flux ψ_{dr}

b : Le flux ψ_{qr}

c : Le courant i_{ds}

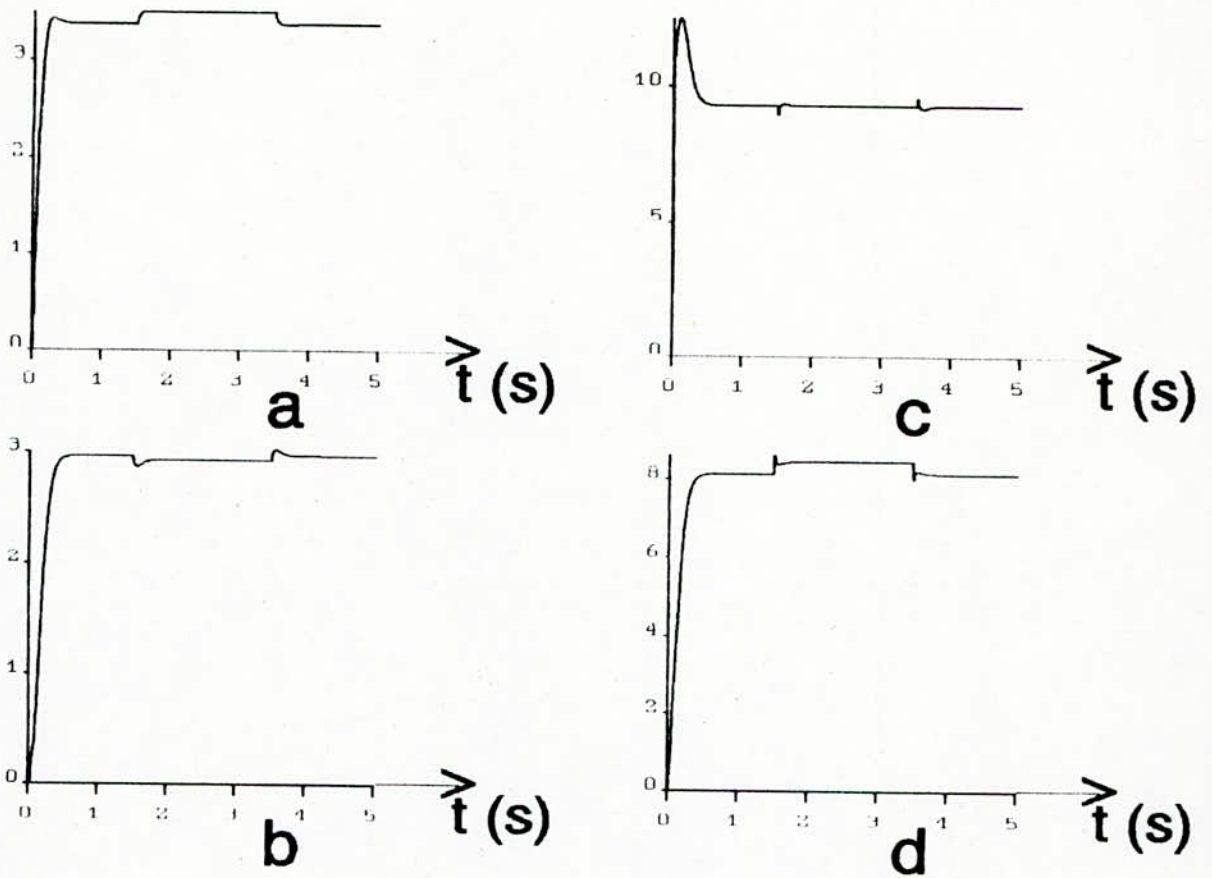
d : Le courant i_{qs}

Fig. II.15 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation sans intervention directe.



- | | |
|----------------------------|------------------------------|
| a : Couple résistant | b : La commande |
| c : La vitesse de rotation | d : couple électromagnétique |
| e : Le courant de ligne | f : Le flux rotorique |

Fig. II.16 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation sans régulateur intégrateur ($K_r=0$).



a : Le flux ψ_{dr}
 c : Le courant i_{ds}

b : Le flux ψ_{qr}
 d : Le courant i_{qs}

Fig. II.17 Réponse indicielle par rapport à la grandeur de perturbation sans régulateur intégrateur ($K_r = 0$)

II.2 REGLAGE EN MULTIVARIABLE:-

Le système est constitué par l'association d'un onduleur MLI-moteur asynchrone. Il possède un circuit de commande qui assure la loi $(v/f)=c^{const}$, donc c'est un système monovisible. Son étude est déjà établie précédemment. Mais, dans l'absence d'une telle loi, il est judicieux donc d'entamer le problème, en utilisant le réglage d'état multivariable, tout en considérant que notre système à régler possède deux entrées (tension, fréquence) et deux sorties (la vitesse de rotation, le flux rotorique suivant l'axe q).

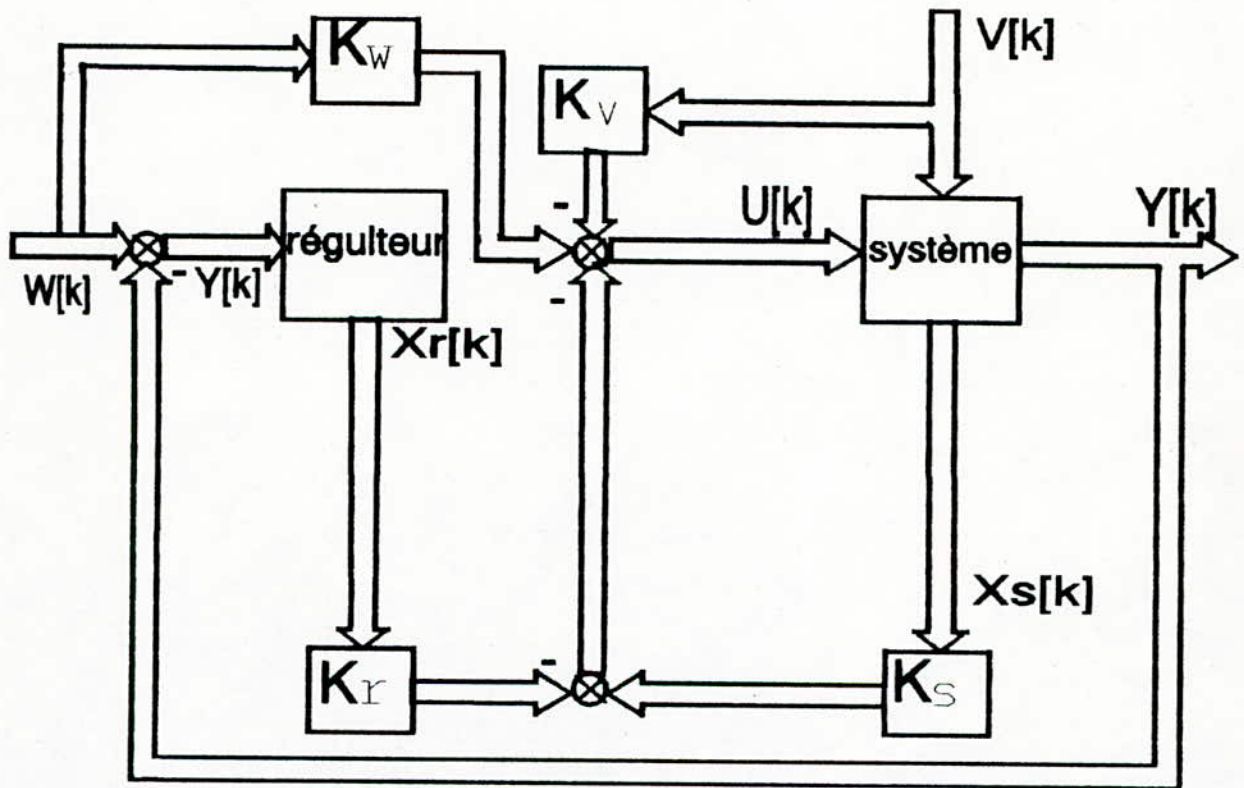


FIG II.5 Structure optimale du réglage d'état d'un système multivariable.

II.2.1 Détermination de la matrice de contre-réaction d'état par la forme canonique de réglage:-

Cette méthode est basée sur la décomposition du système global en plusieurs sous systèmes [12]. Chaque sous système est considéré comme monovariable tout en introduisant une transformation linéaire sur le système dans le but de le rendre sous sa forme canonique de réglage. A cause de l'invariance des valeurs propres par rapport à la transformation, Les pôles des m sous-systèmes sont identiques à ceux du système global fermé.

Pour faciliter l'application pratique de cette méthode, on donnera le résumé suivant:

- Déterminer la matrice de commandabilité Q_c .
- Déterminer l'indice de commandabilité qui est égal à la dimension du premier sous système.
- Déterminer les vecteurs lignes E_i^T $i=1,m$.
- Imposer les valeurs propres pour chaque sous système à fin de déterminer les coefficients $\alpha_{i,j}$ $i=1,m$ $j=0,n_i$ en boucle fermée.
- Déterminer les vecteurs g_i^T $i=1,m$.

on aura :

$$K = \begin{pmatrix} g_1^T \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ g_i^T \end{pmatrix} \quad (\text{II.10})$$

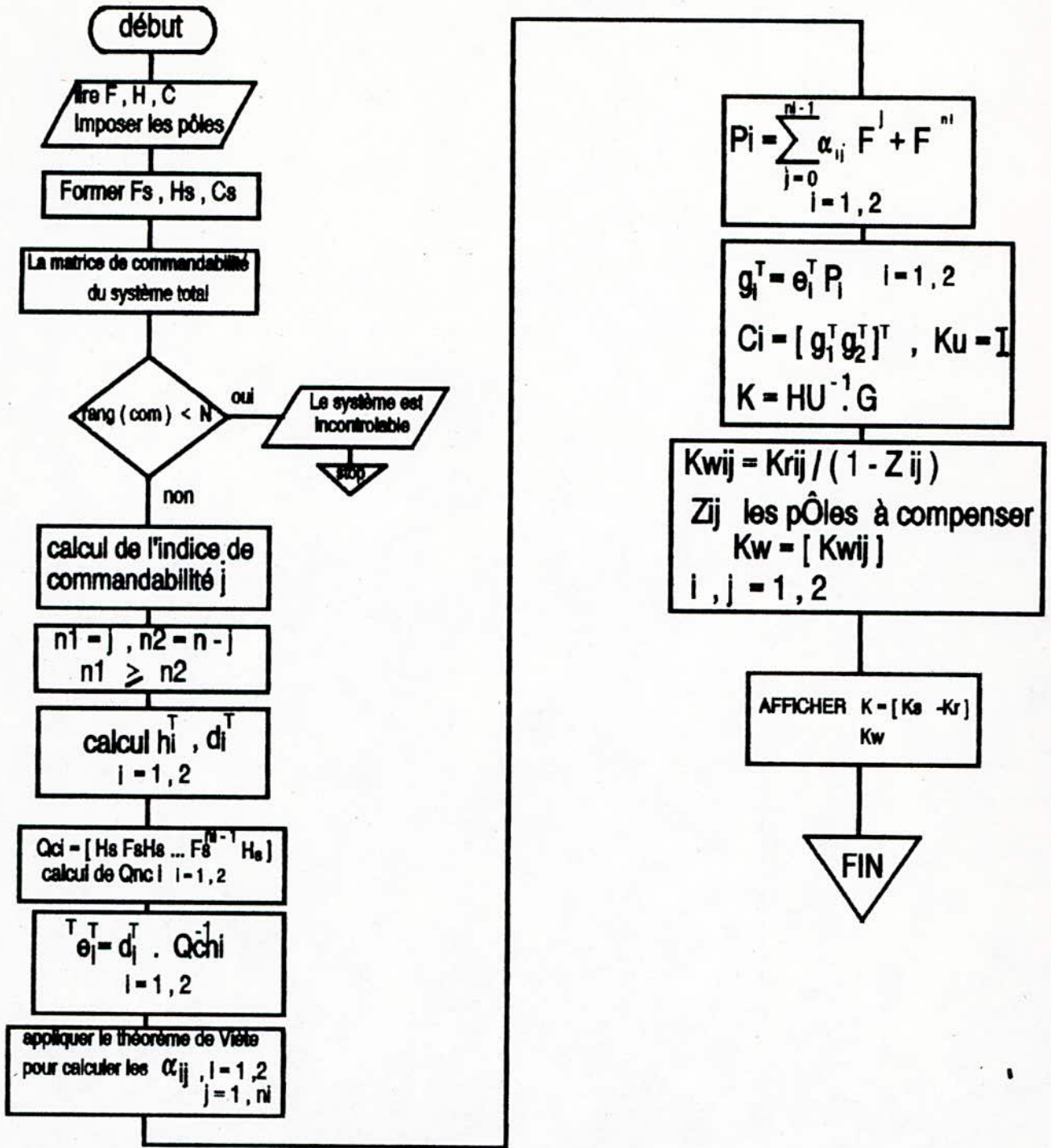


FIG II.6 Organigramme pour la détermination de la matrice de retour d'état par la forme canonique de réglage.

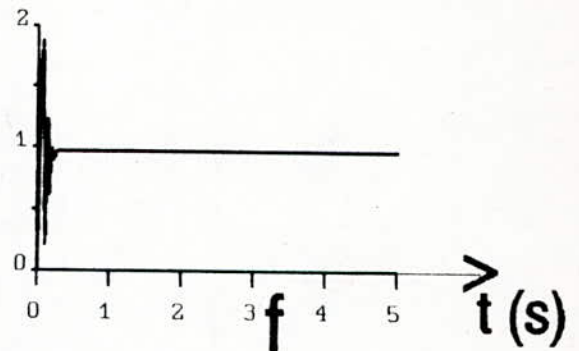
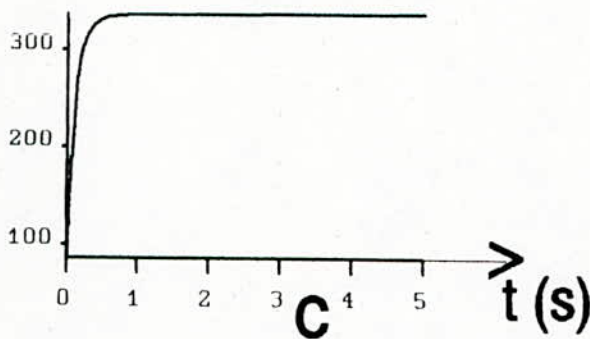
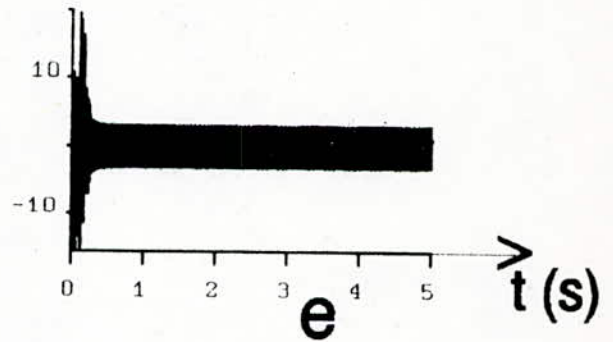
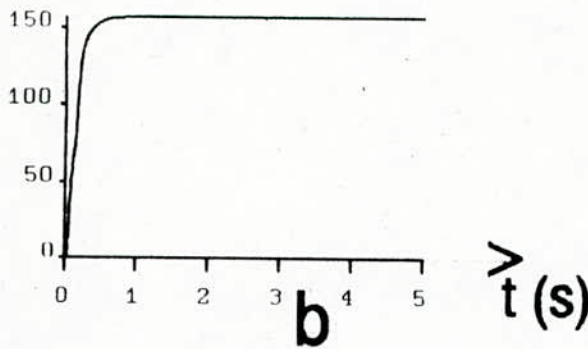
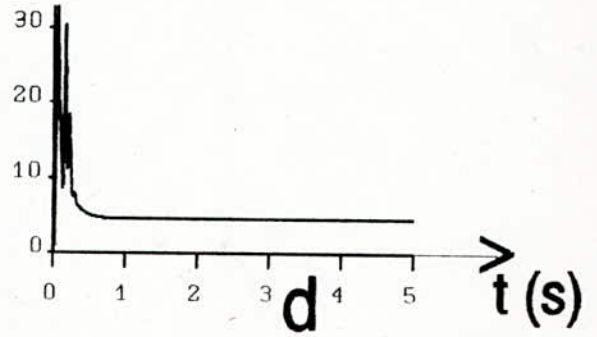
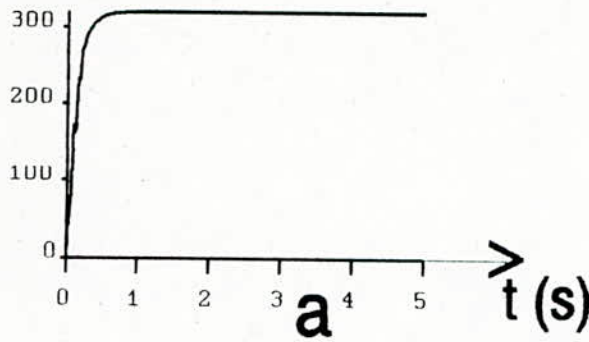
II.3 CONCLUSION:-

Le réglage d'état ne se prête pas uniquement au réglage des systèmes monovariante, mais, aussi au réglage des systèmes multivariante. A partir de ces deux modes de régulation, on peut affirmer que le réglage d'état permet en général d'obtenir des résultats satisfaisants simultanément par rapport aux grandeurs de consigne et de perturbation. De plus, il permet d'influencer dans un domaine large, le comportement dynamique du système selon le choix des pôles imposés.

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 très nécessaire.

Vu la liberté existante pour le choix de la structure du réglage, ainsi que le nombre élevé des pôles à imposer, l'étude en multivariante est très contraignante par rapport à celle en monovariante, ce qui n'est encore valable qu'au voisinage d'un point de fonctionnement pour lequel le système est considéré linéaire.

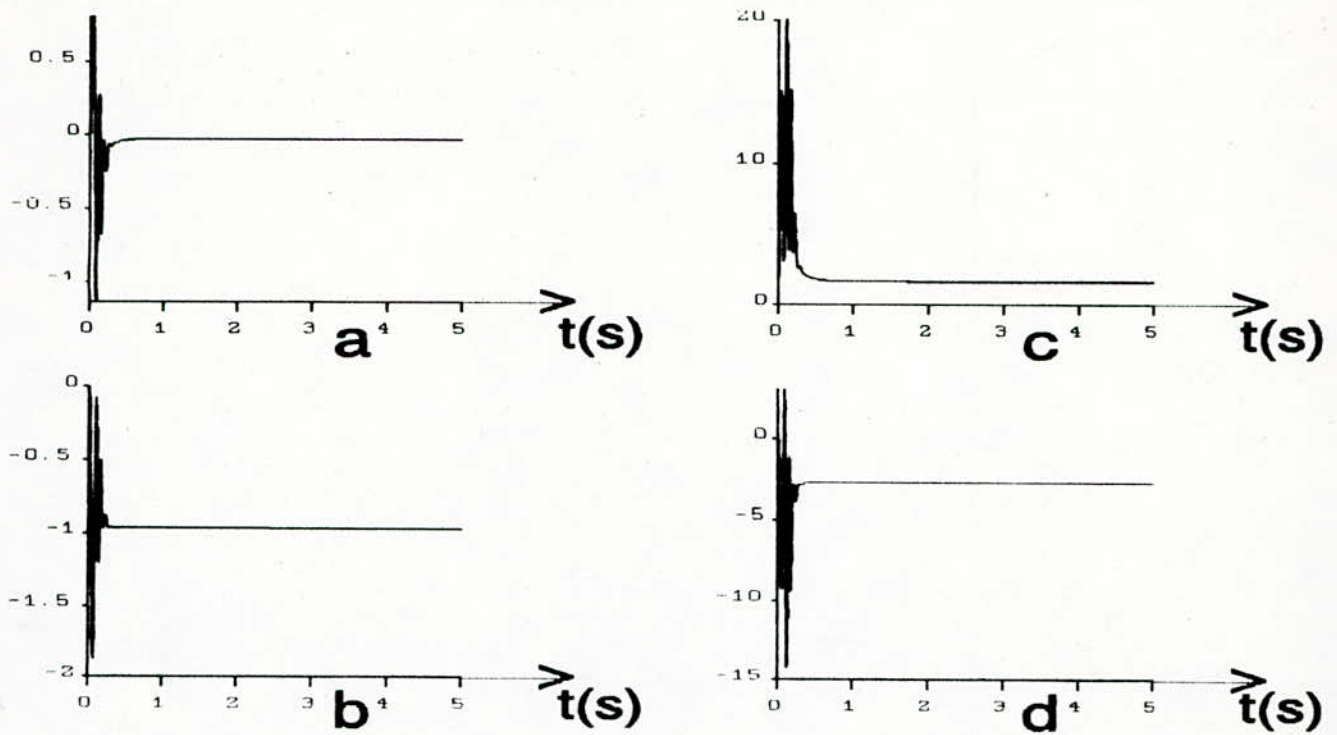
L'incorporation de ce type de commande, dans une structure de régulation afin d'assurer une fonction d'asservissement, apparaît difficilement maîtrisable à cause de la limitation imposée par la linéarisation [11].



a : La commande en vitesse
 c : La commande en tension
 e : Le courant statorique

b : La vitesse de rotation
 d : Le couple électromagnétique
 f : Le flux rotorique

Fig. II.18 Réponses du système pour un couple résistif nul et une vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rad/seconde.



a : Le flux ψ_{dr} b : Le flux ψ_{qr}
 c : le courant i_{ds} d : le courant i_{qs}

Fig. II.19 Réponses du système pour un couple résistif nul et une vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rad/seconde.

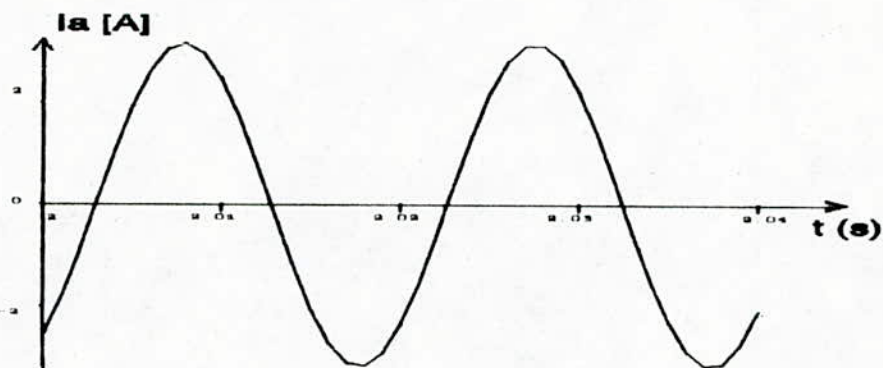
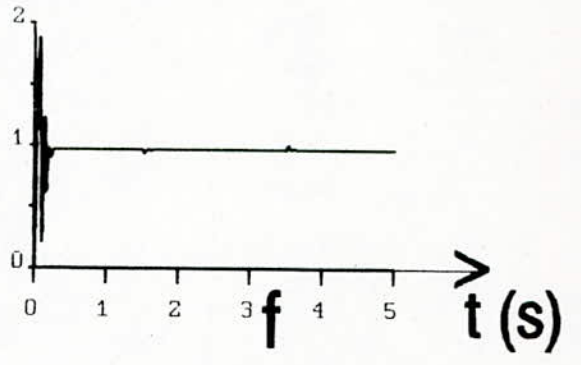
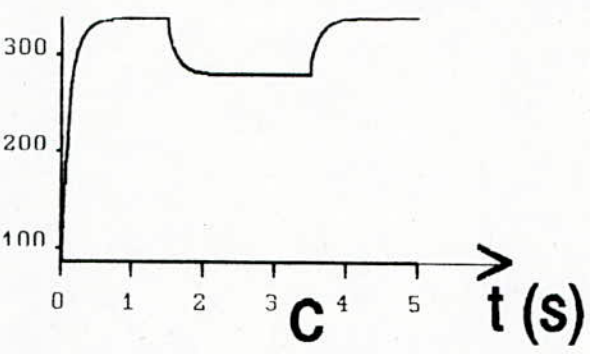
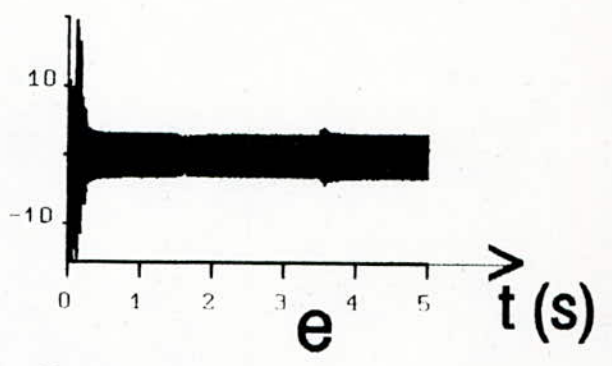
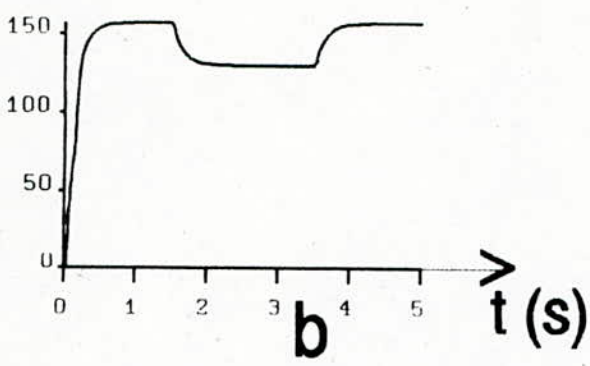
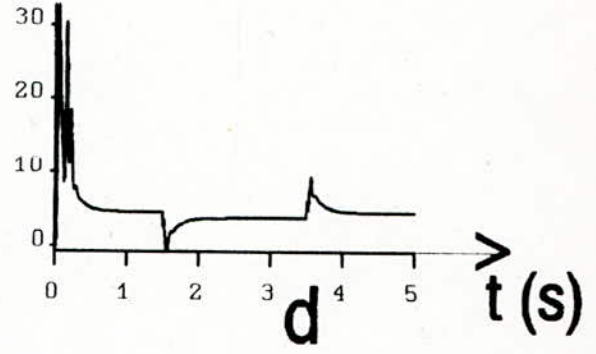
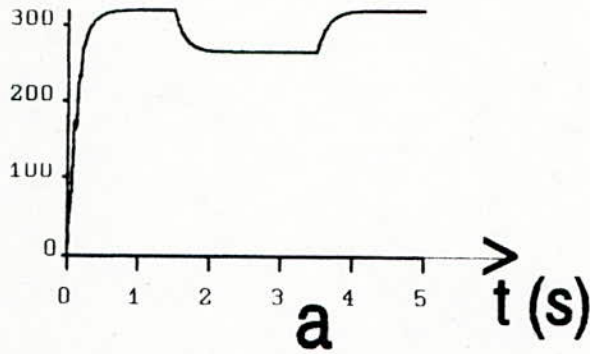
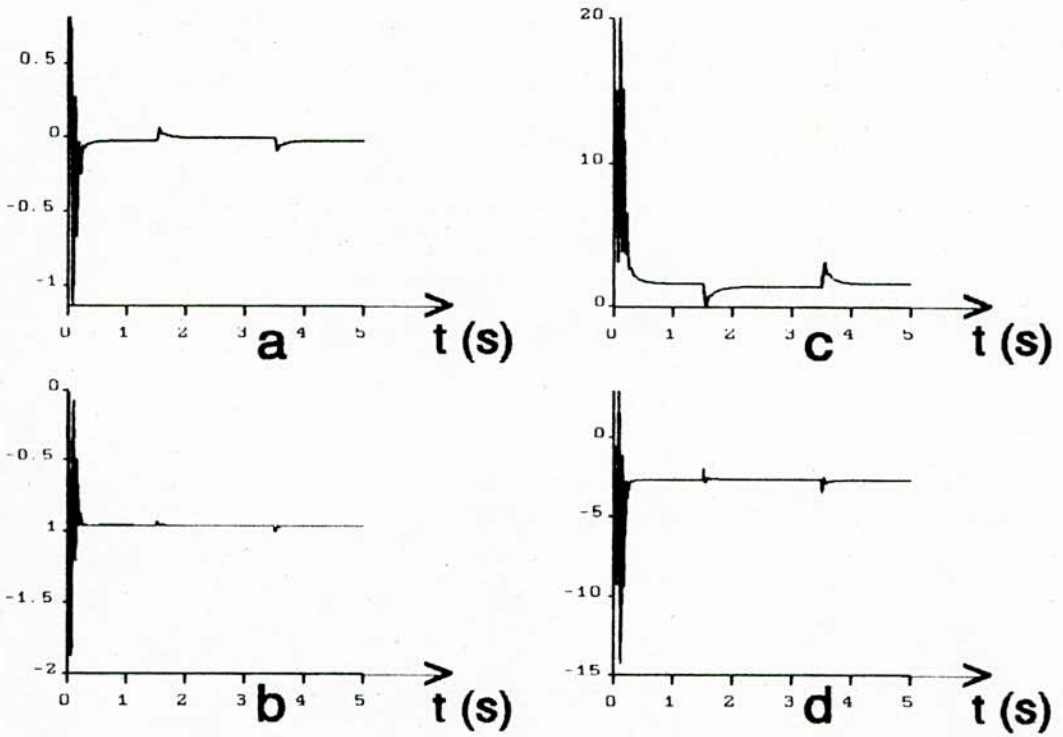


Fig. II.20 Le courant statorique pour une période.



-
- | | |
|----------------------------|---------------------------------|
| a : La commande en vitesse | b : La vitesse de rotation |
| c : La commande en tension | d : Le couple électromagnétique |
| e : Le courant statorique | f : Le flux rotorique |
-

Fig. II.21 Réponses indicielles du système par rapport à la vitesse de référence avec un couple résistif nul .



a : Le flux ψ_{dr} b : Le flux ψ_{qr}
 c : le courant i_{ds} d : le courant i_{qs}

Fig. II.22 Réponses indicielles du système par rapport à la vitesse de référence avec un couple resistif nul.

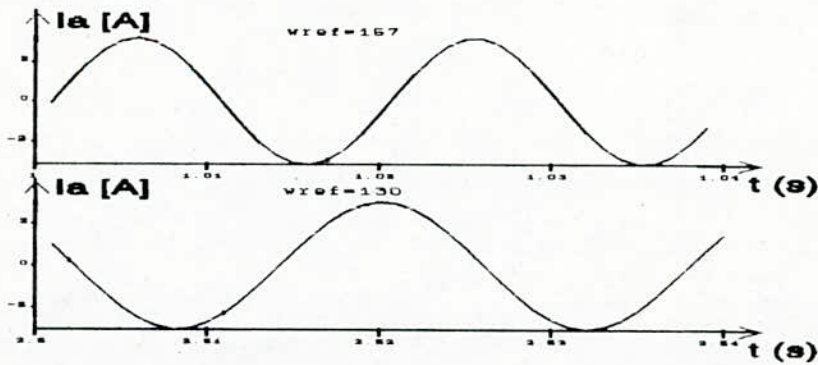
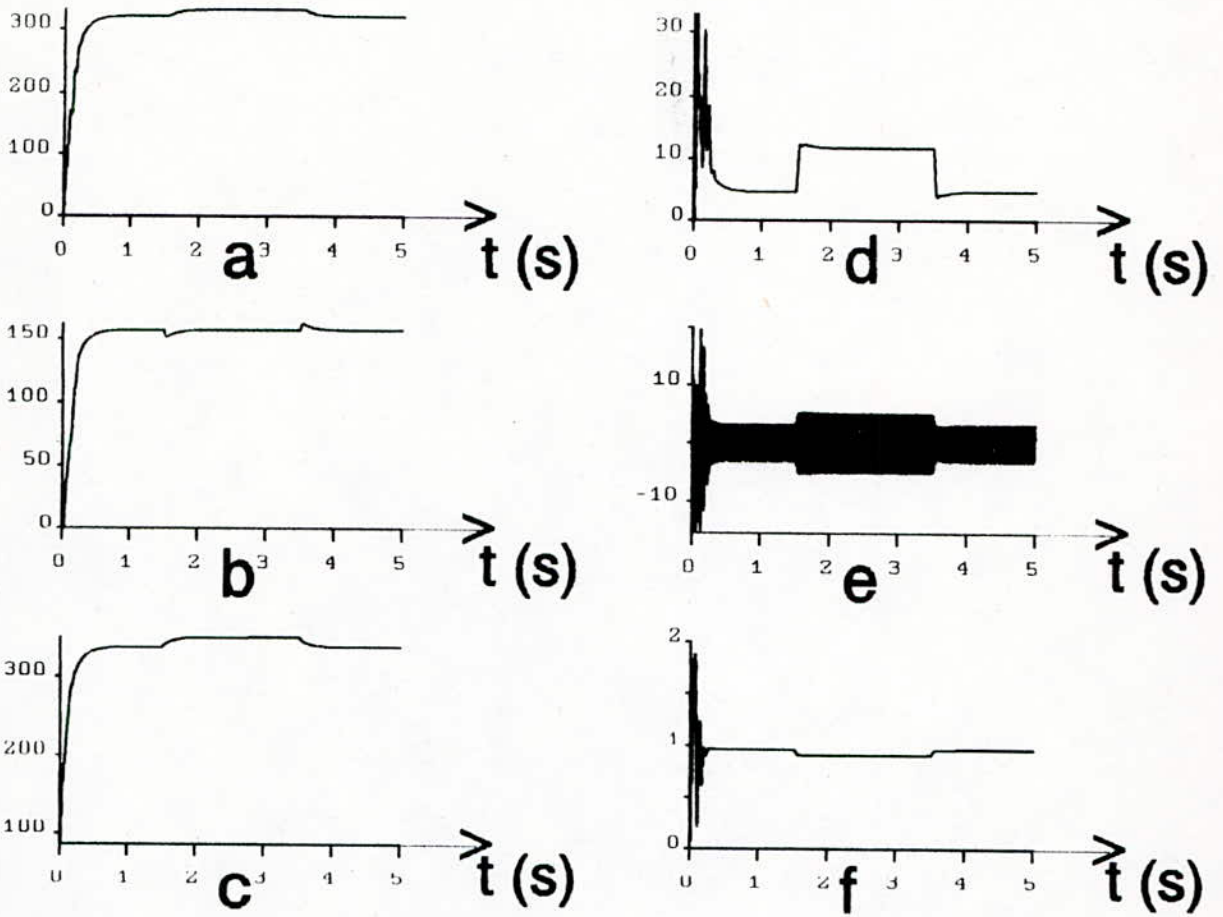


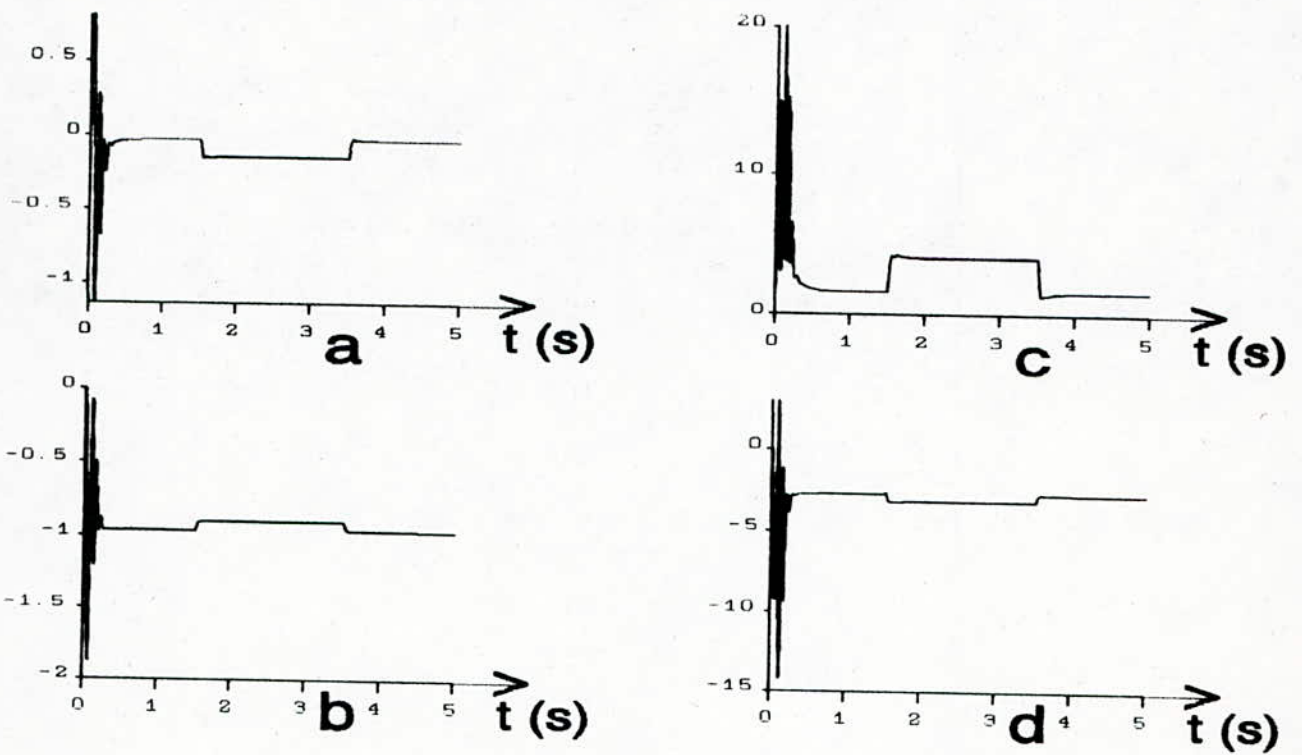
Fig. II.23 Le courant statorique pour une période.



a : La commande en vitesse
 c : La commande en tension
 e : Le courant statorique

b : La vitesse de rotation
 d : Le couple électromagnétique
 f : Le flux rotorique

Fig. II.24 Réponses indicielles du système par rapport au couple de charge avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rd/seconde.



a : Le flux ψ_{dr} b : Le flux ψ_{qr}
 c : le courant i_{ds} d : le courant i_{qs}

Fig. II.25 Réponses indicielles du système par rapport au couple de charge avec une vitesse de référence $\omega_{ref} = 157$ rd/seconde.

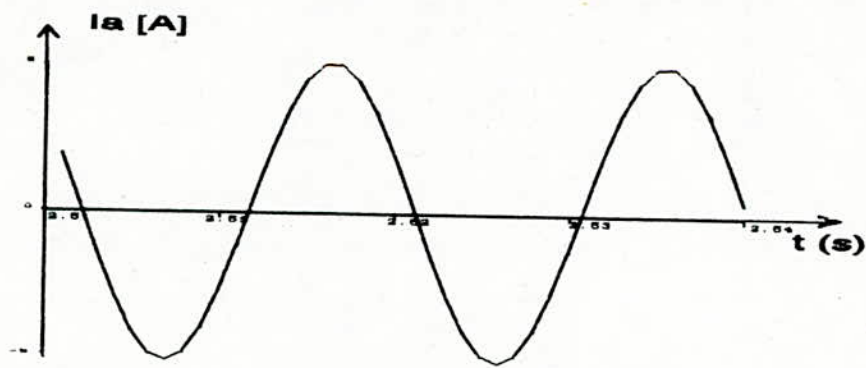


Fig. II.26 Le courant statorique sur une période.



**REGLAGE D' ETAT
AVEC
OBSERVATEUR**



CHAPITRE III
REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR

But : Reconstitution des états non mesurables du système à régler dans un cadre de commande par retour d'état.

III.0 INTRODUCTION

Le réglage d'état exige que toutes les grandeurs d'état du système soient mesurables, afin de pouvoir les mettre en contre-réaction pour imposer au système un certain comportement dynamique. Dans la pratique, il est souvent impossible 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 [17].

L'observateur d'état est un système dynamique capable de produire des états non-mesurables d'un système à partir de la connaissance de ces entrées et ces sorties figure(III.1).

Dans ce chapitre, on distingue deux classes d'observateurs [12]:

- observateur d'état global;
- observateur d'ordre réduit.



Fig. III.1 Schéma bloc d'un observateur d'état.

III.1 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.2), tels que:

$x_b[k]$: le vecteur d'état observé;

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

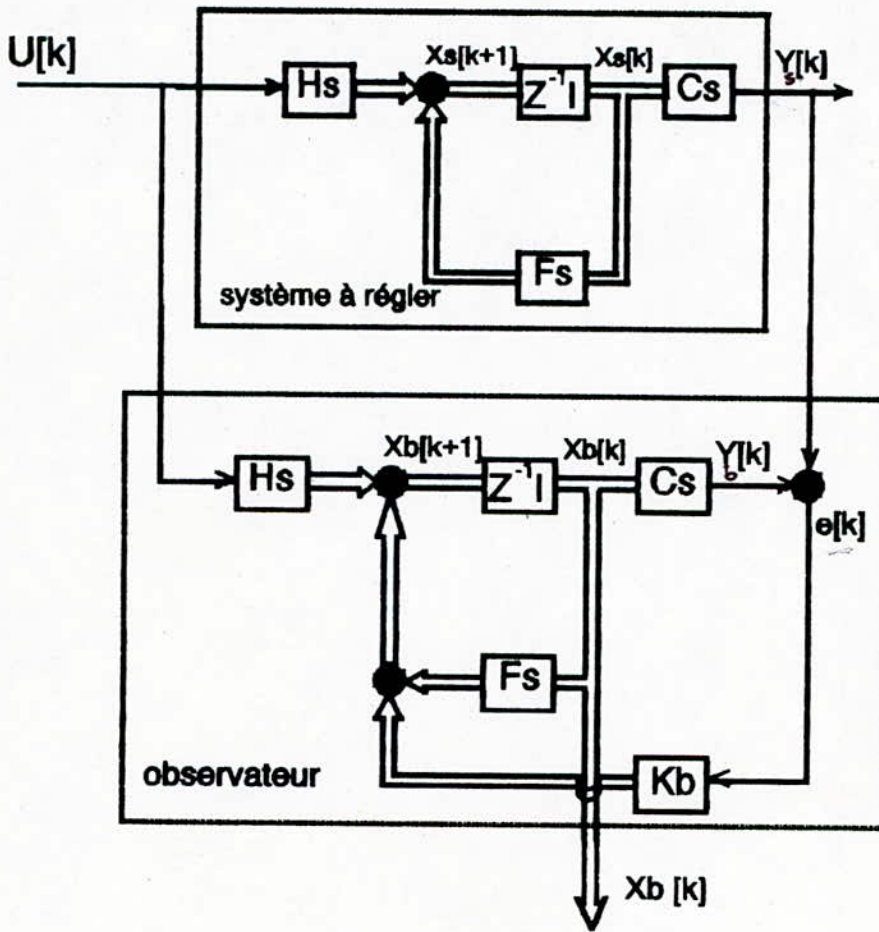


Fig. III.2 Structure d'un observateur d'état global.

III.1.2 Système d'équations:-

Soit le système dynamique représenté par l'équation (II.2), pour lequel, on a déjà conçu une loi de commande $U[k]$, sous la supposition que $X_s[k]$ est accessible à la mesure. Mais en général, ce n'est pas le cas, on ne peut mesurer que $Y[k] = C_s X_s[k]$ où la dimension de $Y[k]$ est inférieure à celle de $X_s[k]$. Si on peut avoir $\dim(Y[k]) = \dim(X_s[k])$, c'est à dire que C_s est une matrice carrée non singulière. On peut facilement trouver $X_s[k] = C_s^{-1} y(k)$. Cependant, pour la plupart des problèmes, la matrice C_s est une matrice singulière, dans ces cas, on ne peut déterminer $X_s[k]$ en utilisant seulement $y[k]$.

Une meilleure procédure, pour obtenir un estimé $X_b[k]$ (III.1) de $X_s[k]$, est de considérer que, l'estimé représente la sortie d'un système dynamique [13] excité par la sortie mesurée $Y_s[k]$ et l'entrée $U[k]$.

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

On doit choisir F_b, H_b, K_b de telle manière que l'erreur

$$\tilde{X}_b[k] = X_s[k] - X_b[k] \text{ soit le plus petit possible.}$$

Le vecteur observé est donné par:

$$\tilde{X}_b[k+1] = F_b \tilde{X}_b[k] + (F_s - F_b - K_b C_s) X_s[k] + (H_s - H_b) U[k] \tag{III.2}$$

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

$$\begin{cases} F_b - F_s - K_b C_s \\ H_b = H_s \end{cases} \tag{III.3}$$

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

$$\begin{cases} X_b[k+1] = F_b X_b[k] + H_b U[k] + K_b e[k] \\ Y_b[k] = C_s X_b[k] \\ \tilde{X}_b[k+1] = F_b \tilde{X}_b[k] \end{cases} \tag{III.4}$$

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 [19].

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 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, tout en adoptant les changements cités dans le tableau (III.1).

réglage d'état	observateur
F	F_s^T
H	C_s
K	K_b^T

Tableau III.1 Tableau présentant l'équivalence dans la détermination du gain entre le réglage d'état monovariante et l'observateur.

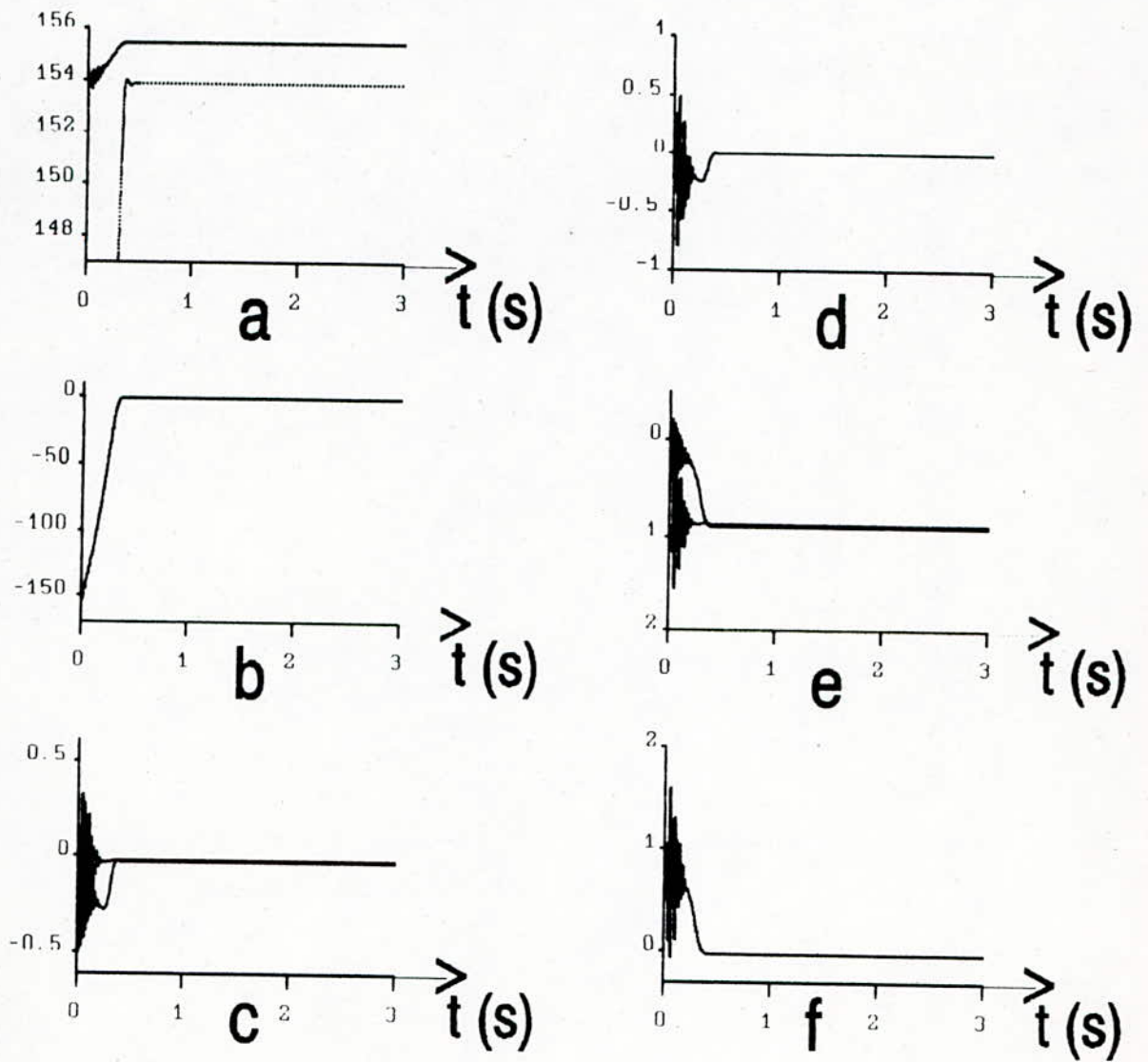
Le choix de toutes les valeurs propres de l'observateur à l'origine garantit un temps d'établissement fini et une erreur d'observation qui s'annule le plus rapidement possible [11].

III.1.4 Simulation/Interprétation:-

La figure (III.3) montre que pendant le régime transitoire, l'observateur est loin de nous fournir des estimations plus ou moins proches aux 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 s'adapte mieux à l'état réel. Il peut être donc incorporer dans une chaîne de régulation.

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 [18], 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.



a : vitesse de rotation

c : Le flux ψ_{dr}

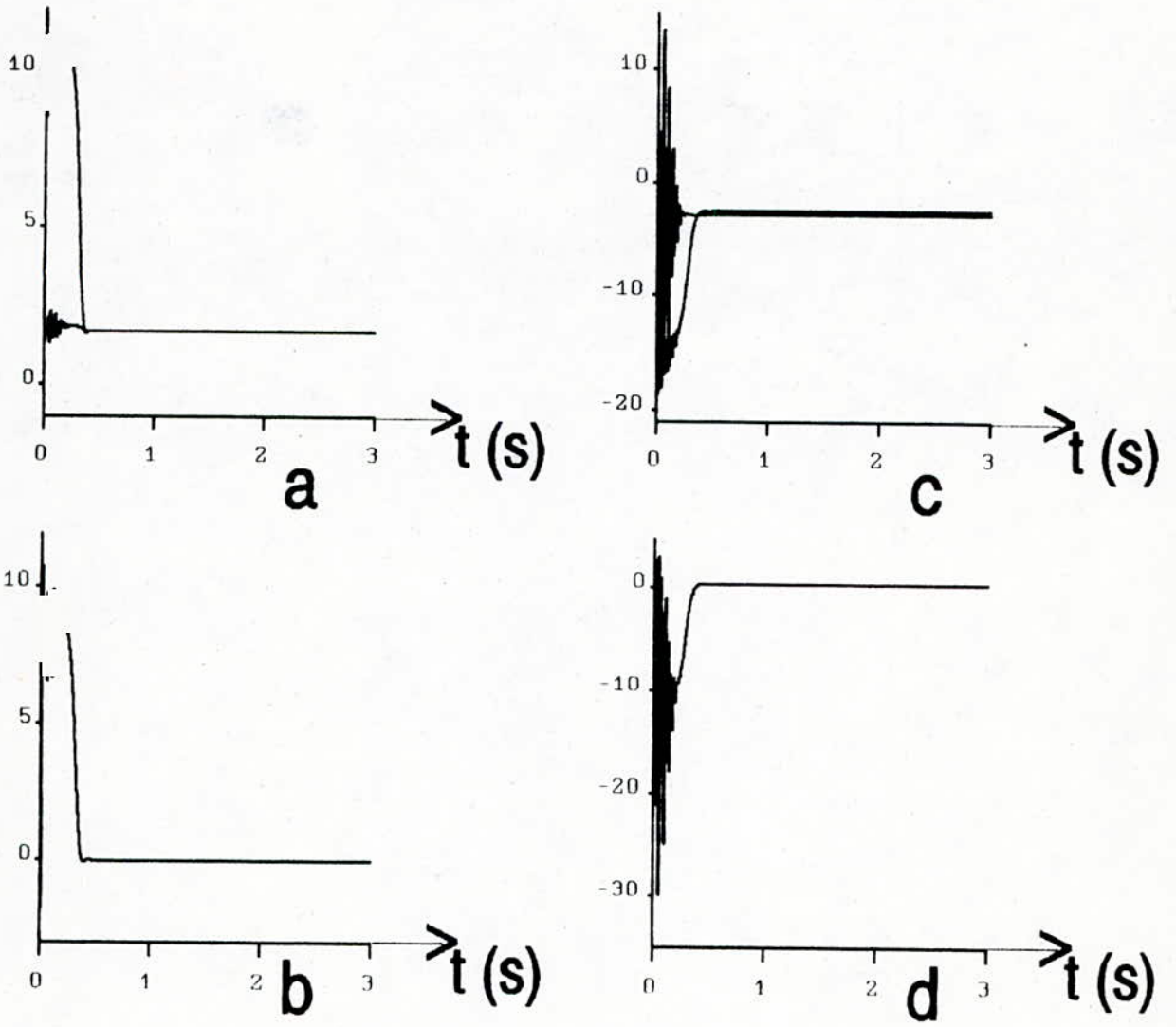
e : Le flux ψ_{qr}

b : L'erreur sur la vitesse

d : L'erreur sur le flux ψ_{dr}

f : L'erreur sur le flux ψ_{qr}

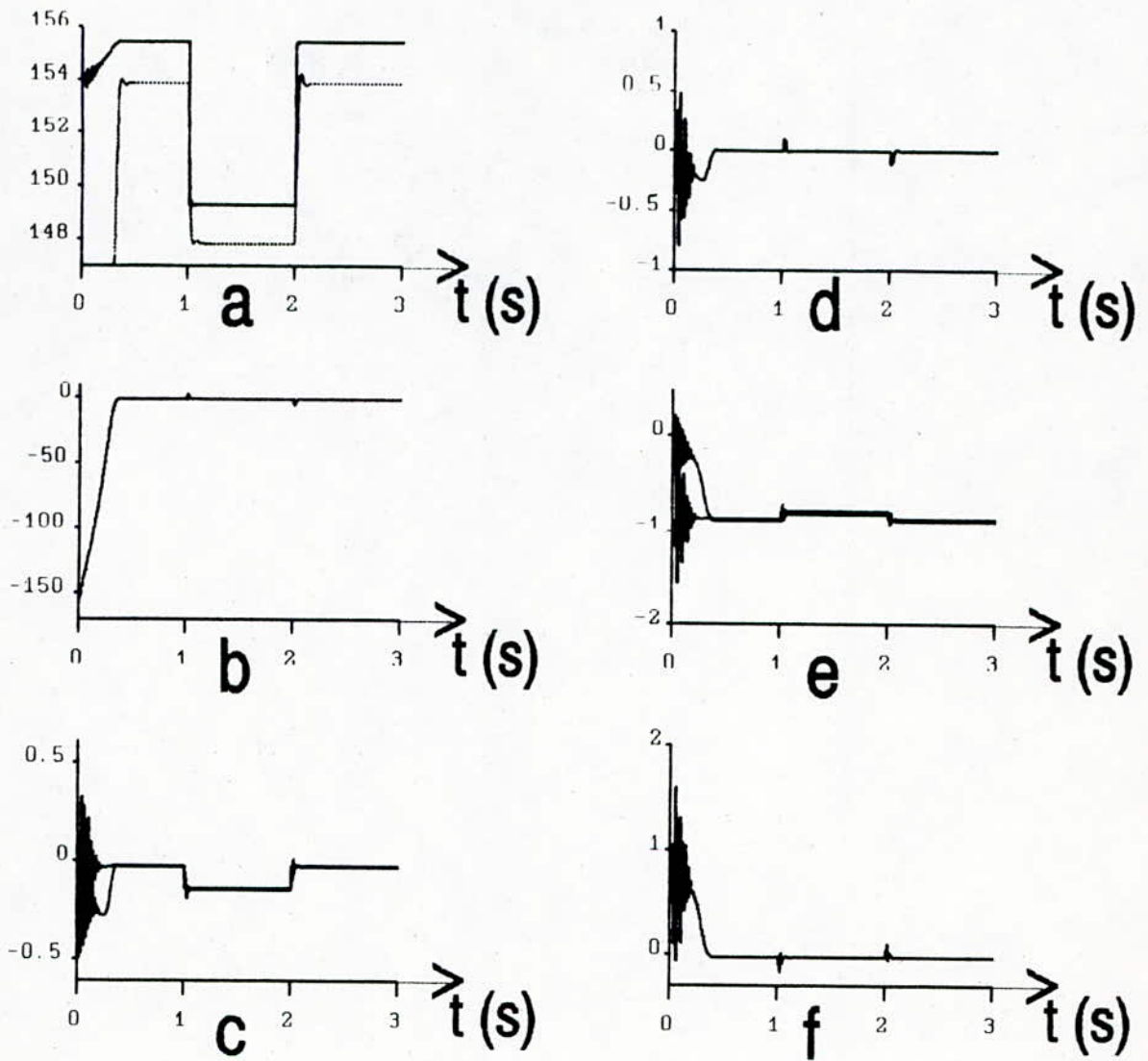
Fig III.3 Les caractéristiques (observées/réels) de la machine avec un observateur global.



a : Le courant i_{ds}
 c : Le courant i_{qs}

b : L'erreur sur i_{ds}
 d : L'erreur sur i_{qs}

Fig III.4 Les caractéristiques (observées/réel) de la machine avec un observateur global.



a : vitesse de rotation

c : Le flux ψ_{dr}

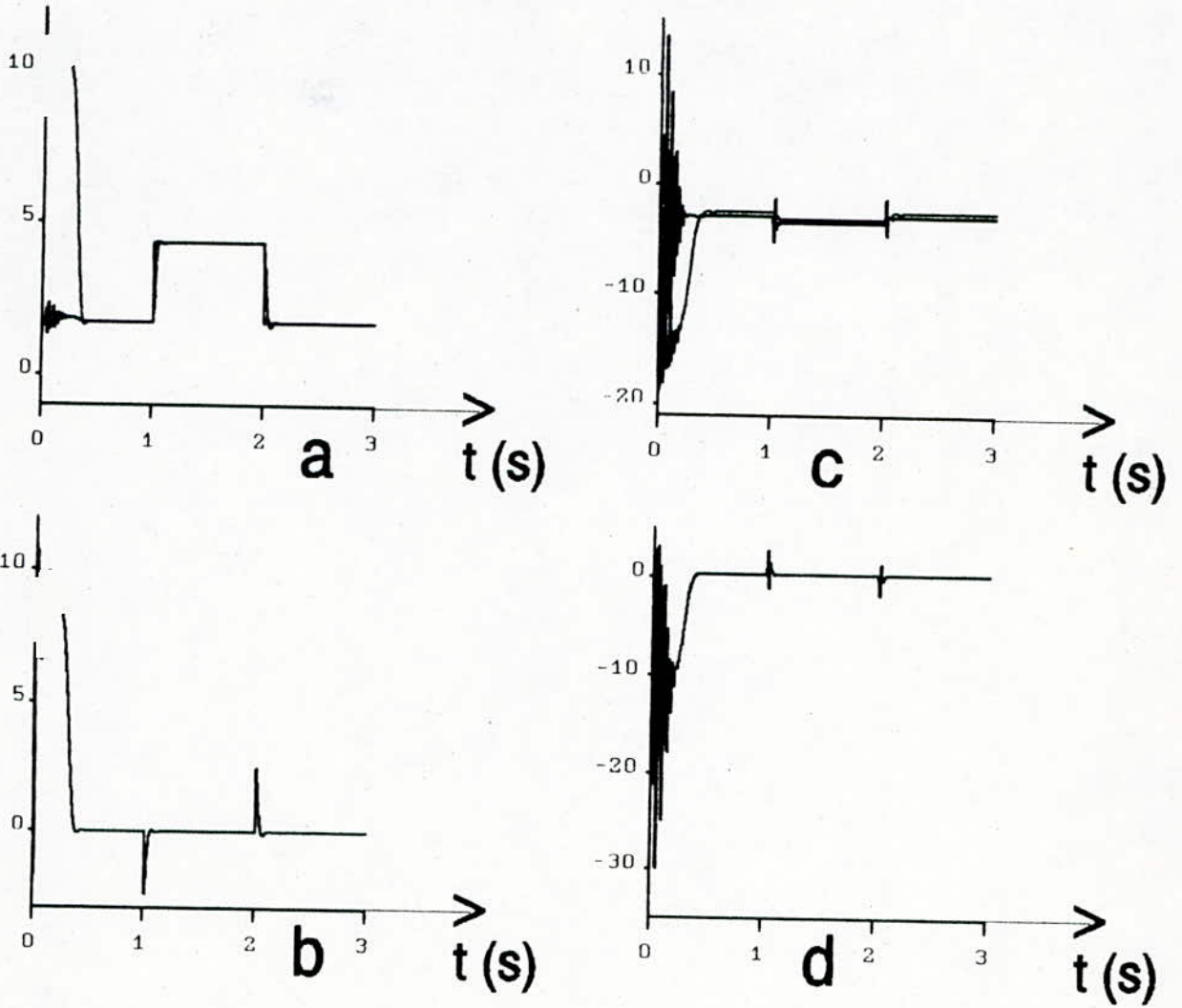
e : Le flux ψ_{qr}

b : L'erreur sur la vitesse

d : L'erreur sur le flux ψ_{dr}

f : L'erreur sur le flux ψ_{qr}

Fig III.5 Les réponses indicielles du système avec observateur global par rapport au couple de charge.



a : Le courant i_{ds}
 c : Le courant i_{qs}

b : L'erreur sur i_{ds}
 d : L'erreur sur i_{qs}

Fig III.6 Les réponses indicielles du système avec observateur global par rapport au couple de charge.

III.2 OBSERVATEUR D'ORDRE REDUIT:-[7,16]

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 Luenbeger, a un grand apport dans ce domaine grâce à la simplicité qu'elle présente.

III.2.1 Structure de l'observateur de Luenberger :-

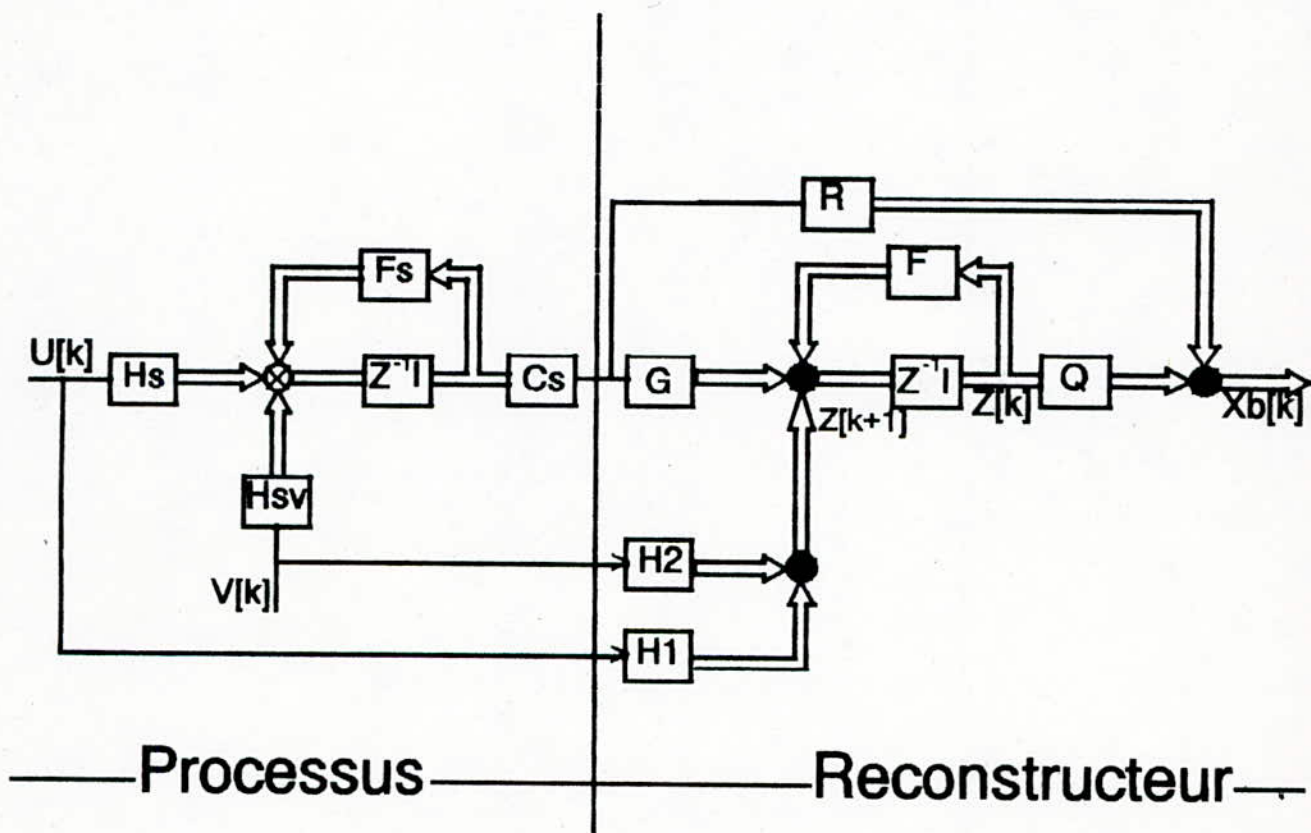


Fig. III.3 Structure de l'observateur de LUENBERGER.

III.2.2 Equations de l'observateur:-

Soit un système à régler linéaire d'ordre n à m entrées et s sorties.

$$\begin{cases} X_s[k+1] = F_s X_s[k] + H_s U[k] + H_{sV} V[k] \\ Y[k] = C_s X_s[k] \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

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 carrée d'ordre s est régulière, alors le reconstituteur d'état permet de déterminer les $(n-s)$ composantes inconnues du vecteur $X_s[k]$.

Le reconstituteur est décrit par les équations :

$$\begin{cases} Z[k+1] = FZ[k] + GY[k] + H_1 U[k] + H_2 V[k] \\ X_b[k] = QZ[k] + RY[k] \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

avec :

$Z[k]$: vecteur d'état du reconstituteur.

$X_b[k]$: son vecteur de sortie.

$Q(n, n-s)$: matrice d'observation.

$F(n-s, n-s)$: matrice d'évolution de l'observateur.

$G(n-s, s), H_i(n-s, m)$: matrices d'application des entrées ($i = 1, 2$).

$R(n, s)$: matrice de transmission directe.

III.2.3 Condition d'existence du reconstituteur:-

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

$$Z = LX_s \quad \forall X, U$$

avec (III.7)

$$\dim L = (n-s, n)$$

$$\forall k :$$

$$Z[k] = LX_s + e[k] \quad (III.8)$$

avec :

$$e[k] \rightarrow 0$$

La substitution de (III.6) dans (III.3 et III.4) et (III.1 et III.2), aboutit à :

$$(LF_s - FL - GC_s) X_s[k] + (LH_s - H_1) U[k] + (LH_{sv} - H_2) e[k+1] - Fe[k] = 0 \quad (III.9)$$

Cette relation doit être vraie quelque soit X, U, de la quelle on déduit les conditions d'existences :

$$\left\{ \begin{array}{ll} LF_s - FL - GC_s & (i) \\ LH_s - H_1 & (ii) \\ LH_{sv} - H_2 & (iii) \\ e[k+1] - Fe[k] & (iv) \end{array} \right. \quad (III.10)$$

L'équation (III.10(i)) est vérifiée si F_s et F n'ont pas des valeurs propres communes.

L'équation (III.10(iv)) permet de définir la dynamique du reconstituteur sur laquelle est basée la méthode de Luenberger. Cette dynamique est déterminée par les valeurs propres de la matrice F . En régime établi ($e=0$), nous aurons $x_b = X_s$ d'où :

$$QL + RC_s - I \quad (III.11)$$

III.2.4 Détermination des matrices de l'observateur:-

Considérons le reconstructeur défini par (III.6), dans l'espace d'état X^* , la matrice F sous forme compagne sera alors:

$$\tilde{F} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & -f_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & -f_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & -f_{n-2} \end{pmatrix}; \tilde{F}_s = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & -a_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & -a_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - a_{n-1} \end{pmatrix} \quad (III.12)$$

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 .

Les coefficients de F sont ceux du polynôme caractéristique:

$$f_{n-2}s^{n-2} + f_{n-3}s^{n-3} + \dots + f_0 \quad (III.13)$$

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

$$\prod_{i=1}^{n-1} (s - \lambda_i) \quad (III.14)$$

Luenberger a proposé une solution simple, permettant de réaliser:

$$\tilde{L}\tilde{F}_s - \tilde{F}\tilde{L} = \tilde{G}\tilde{C}_s \quad (III.15)$$

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

$$\tilde{L} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & l_0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & l_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 - l_{n-2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}; \tilde{G} = \begin{pmatrix} g_1 \\ g_2 \\ \dots \\ \dots \\ g_{n-2} \\ g_{n-1} \end{pmatrix} \quad (III.16)$$

avec:

$$\left\{ \begin{array}{l} l_i = f_i \quad i = \overline{0, n-2} \\ g_k = f_{k-1} (a_{n-1} - f_{n-2}) + f_{k-2} \quad k = \overline{2, n-2} \\ g_1 = f_0 (a_{n-1} - f_{n-2}) - a_0 \end{array} \right. \quad (III.17)$$

et:

$$[\tilde{Q} \tilde{R}] = \begin{bmatrix} \tilde{L} \\ \tilde{C} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & -f_0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & -f_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 1 & -f_{n-2} \end{pmatrix}^{-1} \quad (III.18)$$

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

Soit les matrices Q(n,n-1),R(n,1) suivantes:

$$\tilde{Q} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 1 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots & 0 \end{pmatrix}; \quad \tilde{R} = \begin{pmatrix} f_0 \\ f_1 \\ \dots \\ \dots \\ f_{n-2} \\ 1 \end{pmatrix} \quad (III.19)$$

$$\tilde{H} = \tilde{L} \tilde{B}$$

III.2.5 *Simulation/Interprétation*:-

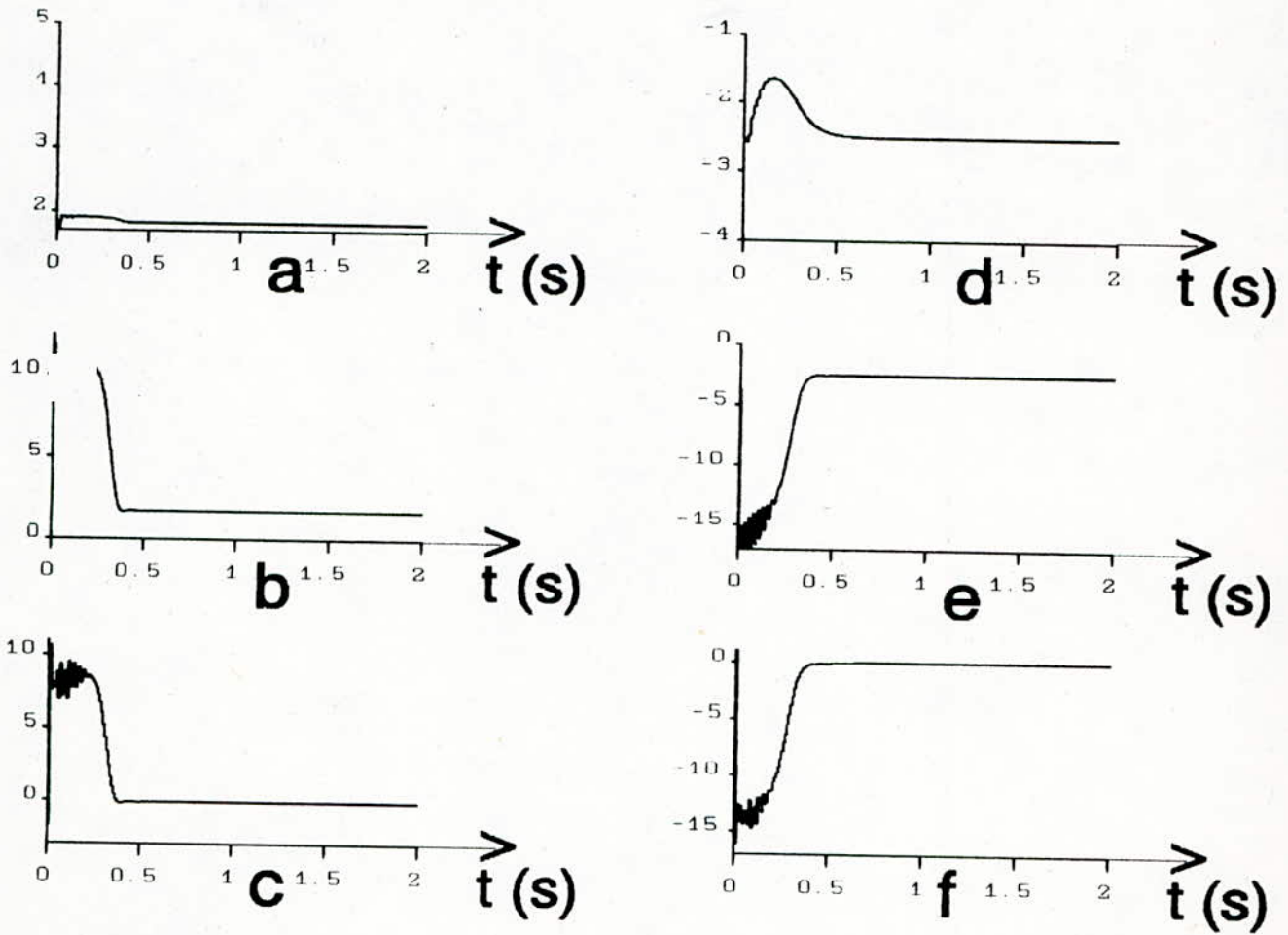
Dans la mesure où on a un écart d'observation nul, pour un observateur d'ordre réduit, la perturbation excitant le système est considérée complètement connue.

Les mêmes remarques citées précédemment, concernant le comportement de l'observateur, peuvent être signalées.

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.

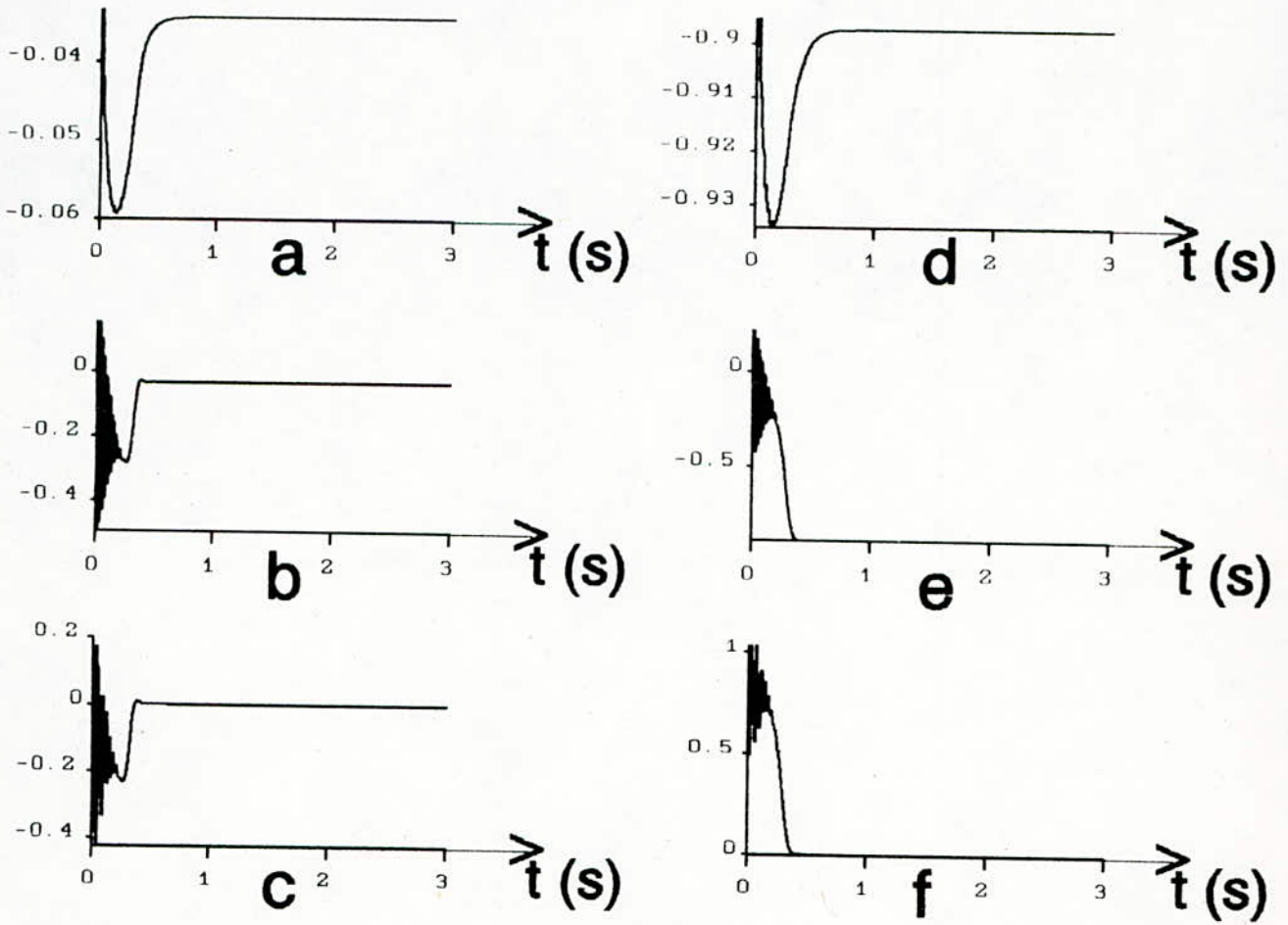
En outre, on remarque qu'il y en a une réduction dans l'importance de calcul nécessaire pour élaborer l'algorithme d'observation, et également le temps d'établissement par rapport à un observateur complet.



a : Le courant observé i_{ds}
 b : Le courant réel i_{ds}
 c : L'erreur sur le courant i_{ds}

d : Le courant observé i_{qs}
 e : Le courant réel i_{qs}
 f : L'erreur sur le courant i_{qs}

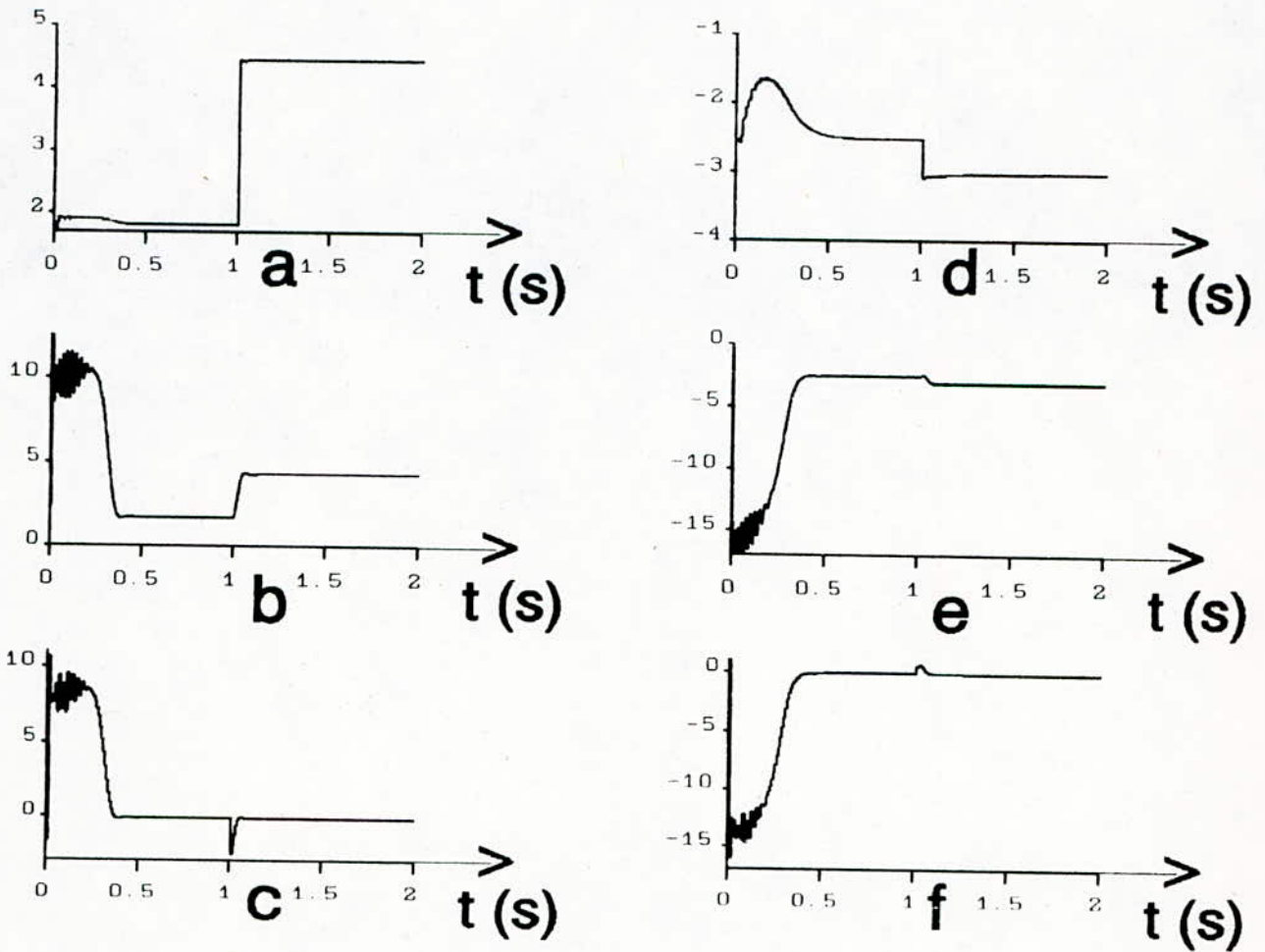
Fig III.7 Les caractéristiques (observées/réelles) de la machine avec un observateur d'ordre réduit.



a : Le flux observé ψ_{dr}
 b : Le flux réel ψ_{dr}
 c : L'erreur sur le flux ψ_{dr}

d : Le flux observé ψ_{qr}
 e : Le flux réel ψ_{qr}
 f : L'erreur sur le flux ψ_{qr}

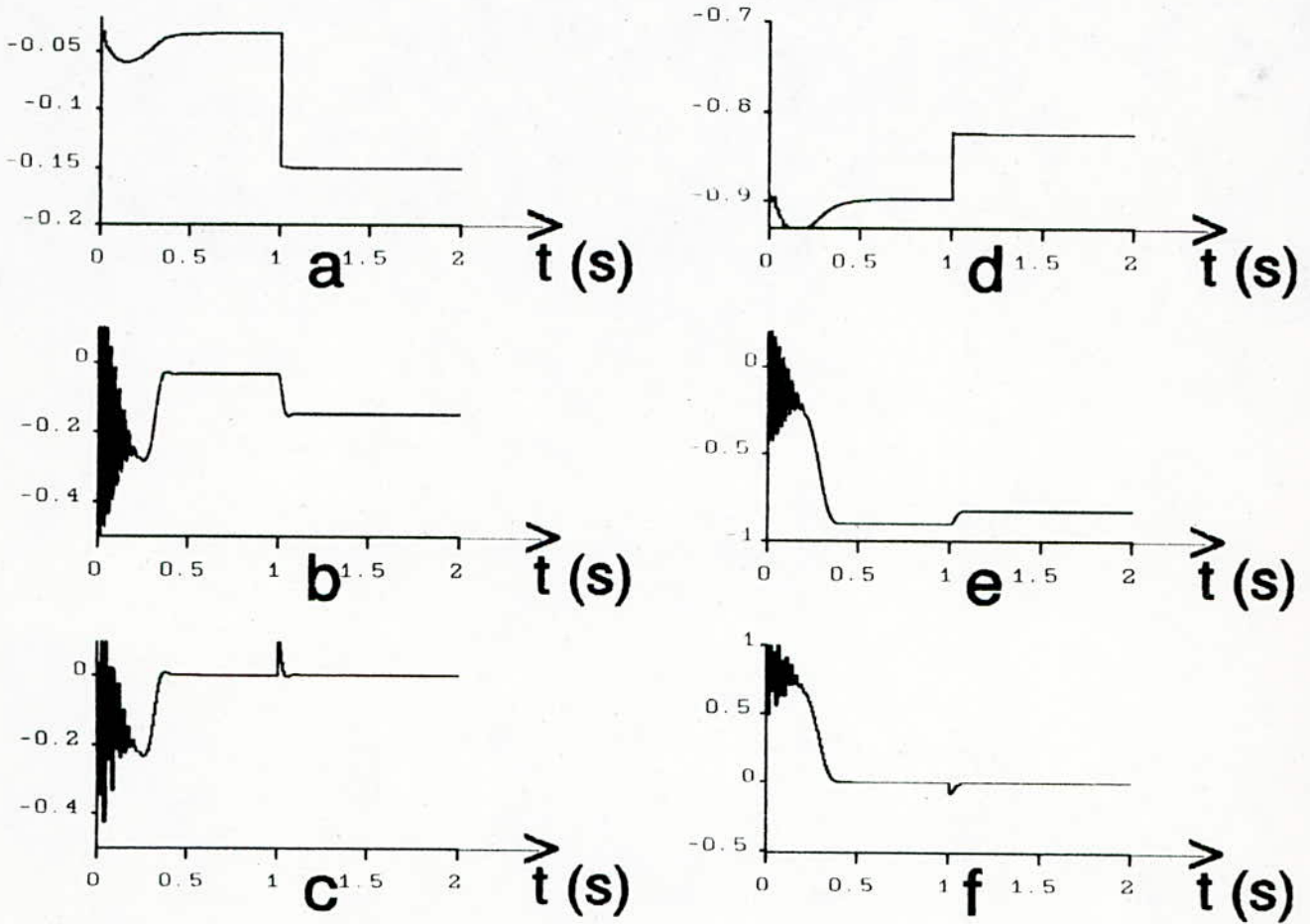
Fig III.8 Les caractéristiques (observées/réels) de la machine avec un observateur d'ordre réduit.



a : Le courant observé i_{ds}
 b : Le courant réel i_{ds}
 c : L'erreur sur le courant i_{ds}

d : Le courant observé i_{qs}
 e : Le courant réel i_{qs}
 f : L'erreur sur le courant i_{qs}

Fig III.9 Les réponses indicielles du système avec observateur d'ordre réduit par rapport au couple de charge.



a : Le flux observé ψ_{dr}
 b : Le flux réel ψ_{dr}
 c : L'erreur sur le flux ψ_{dr}

d : Le flux observé ψ_{qr}
 e : Le flux réel ψ_{qr}
 f : L'erreur sur le flux ψ_{qr}

Fig III.10 Les réponses indicielles du système avec observateur d'ordre réduit par rapport au couple de charge.

III .3. REGLAGE D'ETAT AVEC OBSERVATEUR:-

III.3.1 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].

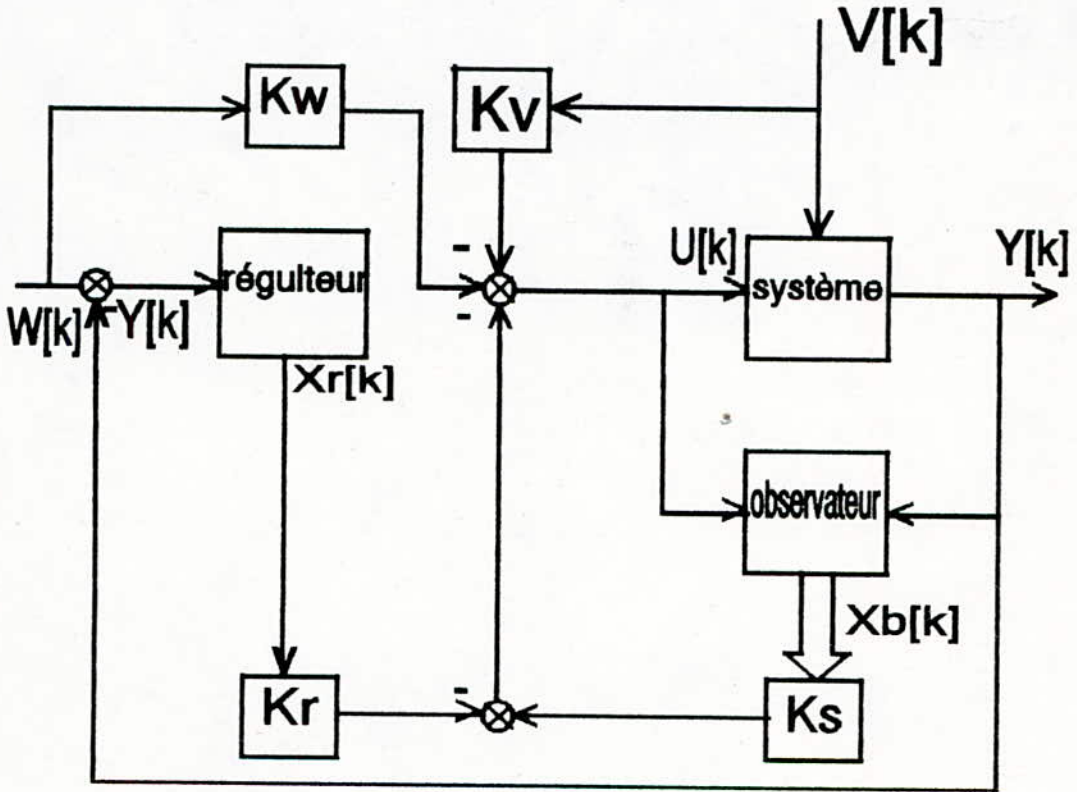


Fig III.4 Structure générale du réglage d'état avec observateur.

III.3.2 *Système d'équations:*

Le système à régler est:

$$\left| \begin{array}{l} X_s[k+1] - F_s X_s[k] + H_s U[k] + H_{sv} V[k] \\ Y_s[k] - C_s X_s[k] \end{array} \right. \quad (\text{III.20})$$

Le régulateur intégrateur est donné par:

$$X_r[k+1] - X_r[k] + W[k] - Y[k] \quad (\text{III.21})$$

Le vecteur de commande est:

$$U[k] = -K_s X_b[k] + K_r X_r[k] + K_w W[k] - K_v V[k] \quad (\text{III.22})$$

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

$$\left| \begin{array}{l} Z[k+1] - FZ[k] + Gy[k] + H_1 U[k] + H_2 V[k] \\ X_b[k] - QZ[k] + Ry_s[k] \end{array} \right. \quad (\text{III.23})$$

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

$$\left| \begin{array}{l} e[k] = Z[k] - L X_s[k] \\ \tilde{X}_b[k] = X_s[k] - X_b[k] \\ \tilde{X}_b[k+1] = Qe[k] \end{array} \right. \quad (\text{III.24})$$

Le vecteur de commande devient alors:

$$| \quad U[k] = -K_s X_b[k] + K_r X_r[k] + K_s Qe[k] + K_w W[k] - K_v V[k] \quad (\text{III.25})$$

Le système à régler devient alors:

$$| X_s[k+1] - (F_s - H_s K_s) X_s[k] + H_s K_r X_r[k] + H_s K_o \epsilon[k] + H_s K_w W[k] - \sqrt{V[k]} \quad (III.26)$$

Le régulateur deviendra:

$$| X_r[k+1] - -C_r X_s[k] + X_r[k] + W[k] \quad (III.27)$$

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

$$X_c[k] = [X_s[k] \quad X_r[k] \quad \epsilon[k]]^T \quad (III.28)$$

L'équation aux différences totales, sera:

$$\begin{cases} X_c[k+1] - F_c X_c[k] + H_{cw} W[k] + H_{cv} V[k] \\ y[k] - C_c X_c[k] \end{cases} \quad (III.29)$$

Avec:

$$F_c = \begin{pmatrix} F_s - H_s K_s & H_s K_r & H_s K_o \\ -C_s & 1 & 0 \\ 0 & 0 & F_b \end{pmatrix}; H_{sw} = \begin{pmatrix} H_s K_w \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix}; H_{cv} = \begin{pmatrix} H_{sv} - H_s K_v \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}; C_c = (C_s \quad d \quad 0) \quad (III.30)$$

La matrice F_c peut être exprimée par:

$$F_c = \begin{pmatrix} F_a & H_{sb} \\ 0 & F_b \end{pmatrix} \text{ Avec } F_a = F - HK$$

$$F = \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -C_s & I \end{pmatrix}; H = (H_s \ 0); H_{sb} = \begin{pmatrix} H_s K_s Q \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{III.31})$$

$$\det(ZI - F_c) = \det(ZI - F_a) \times \det(ZI - F_b)$$

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 [17], ce qui facilite fortement la synthèse du système global, car il est subdivisé en deux sous-système d'ordre inférieur.

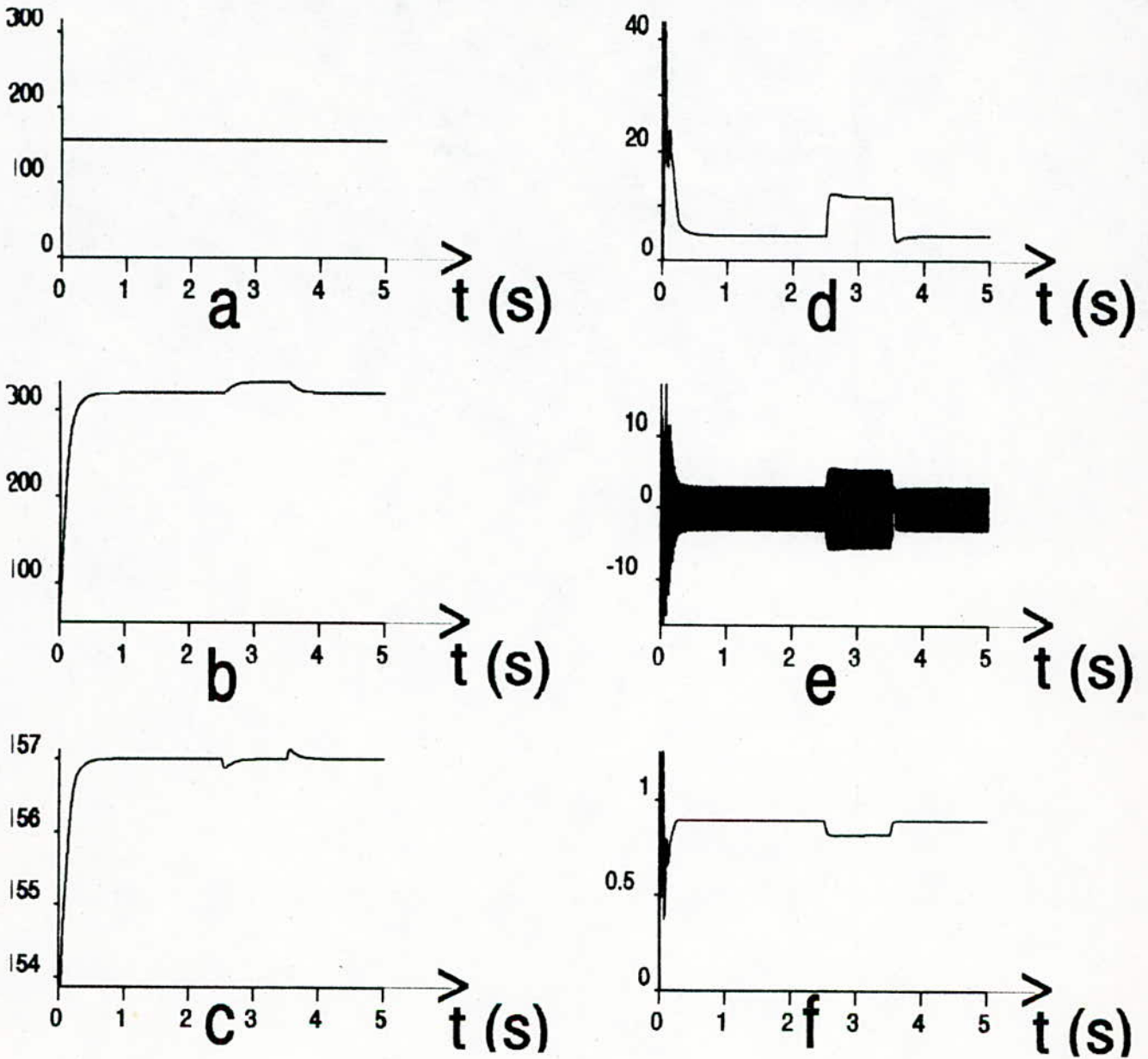
Si le comportement de l'observateur est stable et sa dynamique est plus rapide que celle du système, alors, son influence est négligeable sur la dynamique du système à régler. Ce qui permet d'éviter le dérangement qui peut résulter lors d'un régime transitoire dû à une variation de la grandeur de perturbation.

III.3.3 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 le poursuit de la vitesse est conservé, 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 linéarisé, n'est valable qu'autour du point de fonctionnement. Lorsque ce dernier varie, le système 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.



a : La vitesse de référence

b : La commande en vitesse

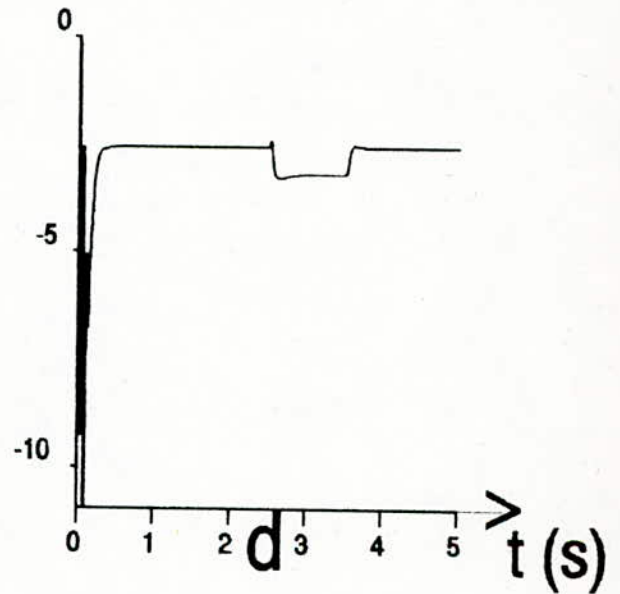
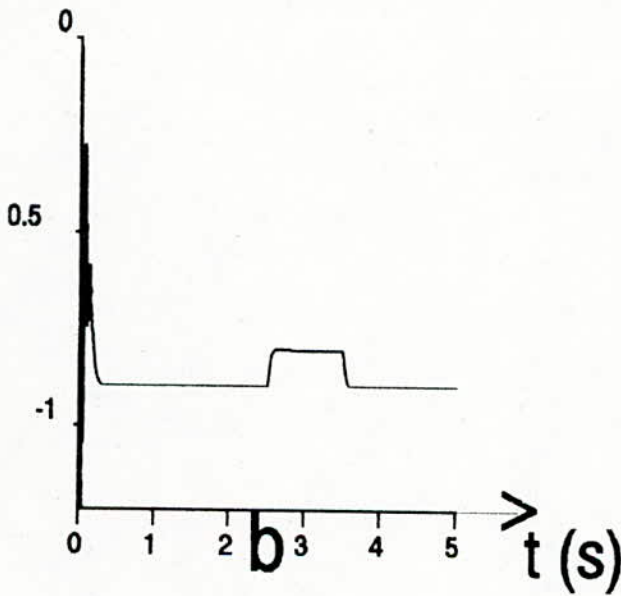
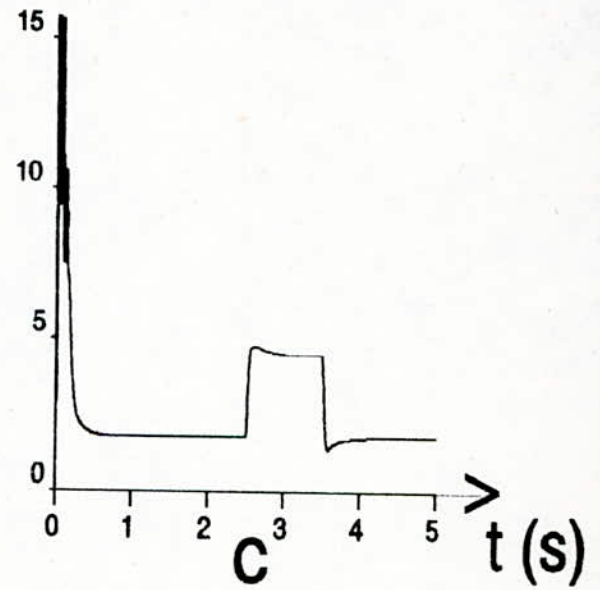
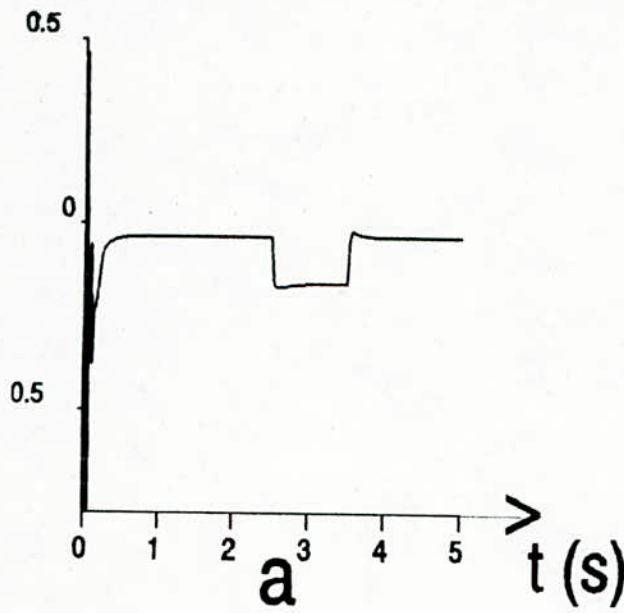
c : La vitesse de rotation

d : Le couple électromagnétique

e : Le courant de ligne

f : Le flux rotorique

Fig III.11 Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport à une variation du couple de charge.



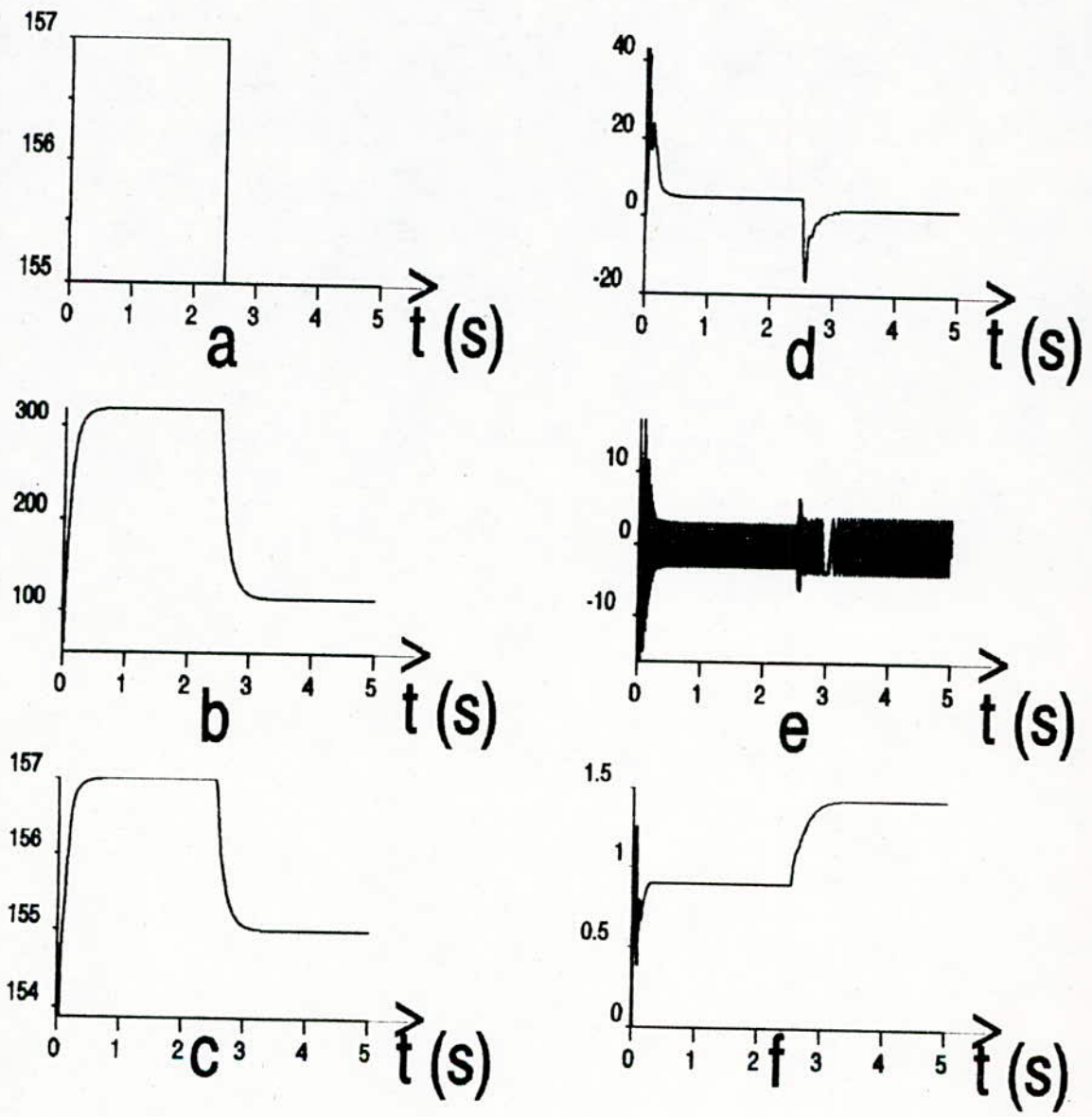
a : Le flux ψ_{dr}

c : Le courant i_{ds}

b : Le flux ψ_{qr}

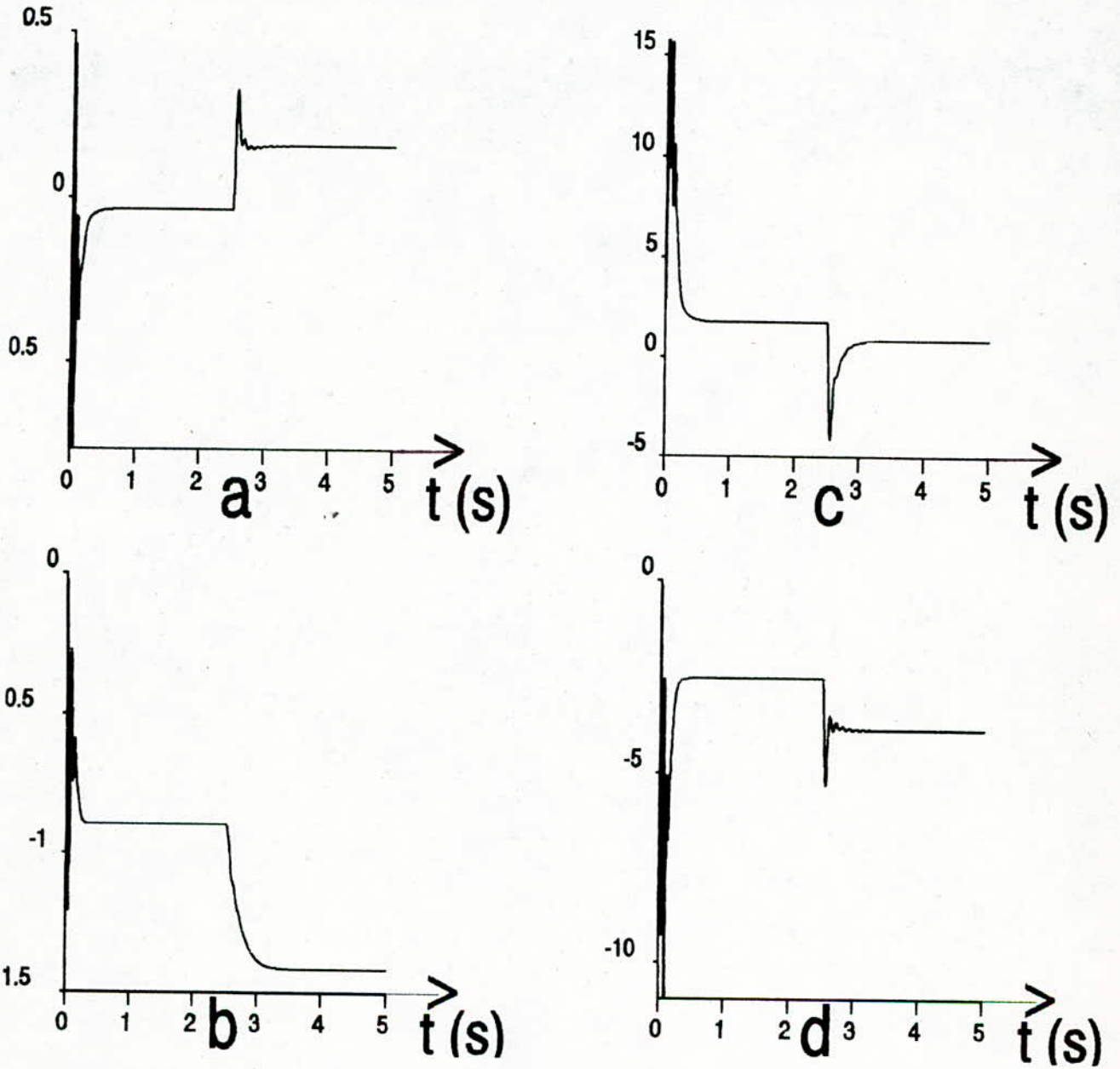
d : Le courant i_{qs}

Fig III.12 Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport à une variation du couple de charge.



- a : La vitesse de référence
- b : La commande en vitesse
- c : La vitesse de rotation
- d : Le couple électromagnétique
- e : Le courant de ligne
- f : Le flux rotorique

Fig III.13 Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport à une variation de la vitesse de référence.



a : le flux ψ_{dr}

b : le flux ψ_{qr}

c : le courant i_{ds}

d : le courant i_{qs}

Fig III.14 Réponses indicielles du réglage d'état avec observateur par rapport à une variation de la vitesse de référence.

III.4 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 qu'il soit adapté aux conditions initiales du système à régler, on met en fonction le réglage d'état. Ce qui se manifeste dans le principe de séparation qui annonce que le réglage d'état et l'observateur peuvent être étudiés séparément et n'ont pas une influence réciproque directe.

On remarque bien, qu'un observateur d'ordre réduit dans une chaîne de régulation, est assez sensible aux erreurs de modélisation [11]. En effet, lorsqu'on s'éloigne du point de fonctionnement, l'observateur ne devient plus satisfaisant, ceci est dû au fait que son vecteur d'état est 'hétérogène'.

III.4 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 qu'il soit adapté aux conditions initiales du système à régler, on met en fonction le réglage d'état. Ce qui se manifeste dans le principe de séparation qui annonce que le réglage d'état et l'observateur peuvent être étudiés séparément et n'ont pas une influence réciproque directe.

On remarque bien, qu'un observateur d'ordre réduit dans une chaîne de régulation, est assez sensible aux erreurs de modélisation [11]. En effet, lorsqu'on s'éloigne du point de fonctionnement, l'observateur ne devient plus satisfaisant, ceci est dû au fait que son vecteur d'état est 'hétérogène'.

CONCLUSION GENERALE

Dans cette étude, nous avons introduit une des techniques modernes de réglage dans la commande d'une machine asynchrone, alimentée par un onduleur de tension.

Nous avons élaboré dans un premier lieu, une modélisation du système à régler constituer par une association onduleur MLI-machine asynchrone. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement, nous a permis d'appliquer le réglage d'état échantillonné, qui présente d'après les résultats obtenus par simulation un comportement stable lorsque le système est soumis à des perturbations de charges. A noter qu'un tel réglage devient très difficile à dimensionner si l'ordre du système est plus en plus élevé.

La mise en oeuvre de la méthode de placement de 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 leurs estimations définies à partir d'un observateur. Il est important de signaler que l'introduction d'un observateur ne modifie pas les pôles du système bouclé. Si l'introduction de l'observateur est susceptible de modifier le comportement transitoire du système, alors elle est sans effet sur son comportement dynamique permanent.

Ce travail peut être considéré comme initiation, pour entamer un sujet très vaste qui traite l'implémentation pratique de la commande numérique sur un ordinateur, et ceci afin de piloter la machine asynchrone en utilisant le contrôle moderne illustré par le retour d'état.

REFERENCES

- [1] J.Chatelain, **Machines électriques**, Presses polytechniques Romandes, Tome I, 1983, Suisse.
- [2] P.C.Krause, **Analysis of electrical machinery**, International Editions, 1987, USA.
- [3] B.K.Bose, **Power electronics and AC drives**, general electrical company, prentice -Hall, 1987, USA.
- [4] G. Segulier, F. Labrique, **Les convertisseurs de l'électronique de puissance**, Dunod, Tome IV, Paris, 1989, France.
- [5] K. Jelassi, " **Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté**", Thèse doctorat, Toulouse 1991, France.
- [6] N.Talbi & A.Nesba, " **Réalisable d'un onduleur de tension triphasé commandé par MLI alimentant un moteur asynchrone**", Projet de Fin d'Etude, ENP, Juillet 1993, Algérie.
- [7] T.L. Benmebarek & K.Hentabli, " **Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone: Conception d'une carte d'interface**", Projet de Fin d'Etude, ENP, Juin 1991, Algérie.
- [8] S. Touati & A. Djerdir, " **Développement d'un logiciel pour la simulation des convertisseurs statiques**", Projet de Fin d'Etude, Université de Bejaia, juin 1993, Algérie.
- [9] N.V. Philips ET S.A. Mble " **Components and know-how for 3 phase DC motors, PWM speed control system**", Assoc. SA, Belgique.
- [10] H. Buhler, **Conception des systemes automatiques**, Presses Polytechniques Romandes, 1988, Suisse.
- [11] H.Buhler, **Réglage échantillonné: traitement dans l'espace d'états**, Presses Polytechniques Romandes, Tome II, 1986, Suisse.
- [12] C. Foulard, **Commande et régulation par calculateur numérique**, Dunod, 1987.
- [13] B. Friedland, **Control system design an introduction to state-space methods**, Mc Grow-Hill Book Company, 1987.

- [14] F. Khen, " Etude par simulation de Réglage d'état échantillonné en cascade d'une machine synchrone autopilotée alimentée en courant", thèse de Magister, ENP, 1993, Algérie
- [15] M. Selatnia, " Synthèse sur la commade par retour d'état echantillonné d'un M.C.C", Projet de Fin d'Etude, ENP, Juillet 1992, Algérie.
- [16] D. Trabzi, " Commande par retour d'état avec observateur- étude comparative", Projet de Fin d'Etude, ENP, Juin, 1992, Algérie.
- [17] A. Fossard, Systèmes multientrées multsorties, Technique de l'Ingénieur, R7220, P 12-16, .
- [18] D.G. Luenberger, "Canonical forms for linear multivariable systems", IEEE Tran. On Automatic Control, p. 290-292, June, 1967, USA.
- [19] D. Boukhetala, " Observateurs d'état dans les systèmes échantillonnés", Compléments de cours de régulation automatique, ENP, Algérie.
- [20] C. Sen, Paresh, "Electric motor drives and control - past, present and futur", IEEE Trans. On Industriel Electronics, Vol. 37, N° 6, Dec., 1990.
- [21] H.Buhler, "Impacte of modern automatic control theory on electrical drives", Suiss Federal Institue Of Technology, Lausanne, suisse.

ANNEXE

MACHINE ASYNCHRONE : [5]

La machine asynchrone qui a été choisie pour la simulation est une machine à cage d'écureuil. Ses caractéristiques principales sont les suivantes:

$P_n=1.1 \text{ Kw}$	$N_n=1440 \text{ trs/mn}$
$V/U=220/380 \text{ V}$	$I/j=4.7/2.7$
$\cos(\phi)=0.8$	$p=2$

Les paramètres électriques de la machine se résume comme ci-dessous:

Stator :	$R_s = 5.5 \Omega$	$L_s = 0.386 \text{ H}$
Rotor :	$R_r = 3.42 \Omega$	$L_r = 0.386 \text{ H}$
Mutuelle :	$L_m = 0.363 \text{ H}$	

Les paramètres mécaniques sont :

- inertie : $J=0.0267 \text{ N.m/rd/s}^2$
- coefficient de frottement : $f=0.0297 \text{ N.m/rd/s}^2$

ANNEXE

La simulation du réglage d'état, observateur, et l'ensemble (régulateur avec observateur), est effectuée avec une période d'échantillonnage ($T = 2.3\text{ms}$) et les coefficients d'intervention directe suivants:

* Réglage en monovariabale:-

$$K_s = [0.73 \ 0.81 \ 0.75 \ 0.754 \ 0.0005]$$

$$K_r = 0.85$$

$$K_w = 0.95$$

$$K_v = 0.0065$$

* Réglage en multivariabale:-

$$K_s = \begin{bmatrix} 0.4328 & -2 & 2 & 2 & 0.0085 \\ 0.0011 & 0.0011 & 0.2 & 0.5 & 0.38 \end{bmatrix}$$

$$K_r = \begin{bmatrix} 2.22526 \cdot 10^5 & 0.11 \\ 2.2256 \cdot 10^{-2} & 0.11 \end{bmatrix}$$

$$K_w = \begin{bmatrix} 0.852 & 0.1 \\ 0.09 & 0.55 \end{bmatrix}$$

* Observateur:-

$$K_b = \begin{bmatrix} 1.7429 \\ 88.0636 \\ -2.1913 \\ -3.5508 \\ 4.0189 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} f_0 \\ f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.018 \\ -0.35 \\ 0.55 \\ -1.1 \end{bmatrix}$$

* Régulateur avec observateur:-

$$K_g = [0.73 \ 0.81 \ 0.75 \ 0.754 \ 0.5]$$

$$K_r = 0.85$$

$$K_w = 0.95$$

$$K_v = 0.0065$$