

وزارة الجامعات والبحث العلمي
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT

GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

COMMANDE CLASSIQUE ET ADAPTATIVE
PAR FLUX ORIENTE D'UNE M.A.S
ALIMENTEE EN COURANT
SIMULATION NUMERIQUE

Proposé par :

Mr H. REZINE

Etudié par :

Mlle F. DEHIMI

Mr H. TAYEBI

Dirigé par :

Mr B. HEMICI

Mr H. REZINE

PROMOTION

JUIN 1992

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة الجامعات والبحث العلمي
Ministère aux Universités et de la Recherche Scientifique

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

DEPARTEMENT GENIE ELECTRIQUE

PROJET DE FIN D'ETUDES

SUJET

COMMANDE CLASSIQUE ET ADAPTATIVE
PAR FLUX ORIENTE D'UNE M.A.S
ALIMENTEE EN COURANT
SIMULATION NUMERIQUE

Proposé par :

Mr H. REZINE

Etudié par :

Mlle F. DEHIMI

Mr H. TAYEBI

Dirigé par :

Mr B. HEMICI

Mr H. REZINE

PROMOTION

JUIN 1992

Dédicaces

Je dédie ce modeste travail

A mes parents

A ma sœur Amel

Et à mon amie Katia

Fatma Zohra

Dédicaces

*A la mémoire de mon grand-père et de mon
ami Zitouni Mohamed qui n'ont pu partager
ma joie et goûter au fruit de cet aboutissement
auquel ils tenaient énormément.*

A ma grand-mère

A mes parents

A mes frères et sœurs

A toute la famille

A toute la promotion "G. Electrique"

A tout ceux que j'aime

Je dédie ce modeste travail

Hamid.

TITRE ET RESUME

COMMANDE CLASSIQUE ET ADAPTATIVE
PAR FLUX ORIENTE D'UNE
M.A.S ALIMENTEE EN COURANT
PRINCIPE ET SIMULATION

RESUME:

Le but de cette étude est de simuler la commande de vitesse et de position d'une machine asynchrone alimentée en courant, après découplage par la méthode du contrôle vectoriel.

Une stratégie de commande classique est étudiée et commentée. De plus une méthode de commande adaptative avec identification du système en temps réel est proposée et analysée.

SUMMARY:

The purpose of this study is to simulate the speed and position control, of a CSI-Fed Induction motor drive using field-oriented control.

A classical control method and strategy is studied and discussed. Adding to this an adaptative control with on-line identification of the plant is proposed and developed.

Mots clés:

-commande classique : les régulateurs utilisés sont à action proportionnelle ou proportionnelle intégrale.

-contrôle vectoriel : orientation du flux par la méthode vectorielle.

-commande adaptative : identification du système en temps réel et calcul du régulateur auto-ajustable à partir des paramètres du modèle.

REMERCIEMENTS

A travers ce modeste document, nous exprimons notre
profonde reconnaissance à Mrs B.HEMICI et H.REZINE pour
les conseils et les orientations qu'ils nous ont
prodigué tout au long de notre travail.

Nous remercions aussi tous ceux qui de près ou de loin,
par leur présence ou leur pensée ont contribué à cet
aboutissement.

NOTATIONS

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

$[X_{abc}]$: grandeurs statoriques

$[X_{ABC}]$: grandeurs rotoriques

où X peut désigner des tensions, des courants ou des flux

R_s : résistance statorique

R_r : résistance rotorique ramenée au stator

L_s : inductance statorique

L_r : inductance rotorique ramenée au stator

L_{sr} : inductance mutuelle

$[A]$: matrice de Park

d^s-q^s : référentiel lié au stator (fixe)

d^e-q^e : référentiel lié au champ tournant

ω_r : vitesse angulaire électrique rotorique

ω_s : pulsation des courants statoriques

ω_{sl} : glissement de vitesse angulaire électrique

θ_s : angle électrique statorique

θ_{sl} : angle électrique de glissement

Γ_s : couple électromagnétique

Γ_l : couple de charge

P : nombre de paires de pôles

f : coefficient de frottement visqueux

J : moment d'inertie

Ω_r : vitesse mécanique

ψ : flux

V : tension

i : courant

P : opérateur de Laplace

$T_r = L_r/R_r$: constante de temps électrique

σ : coefficient de fuite totale ($\sigma = 1 - L_{sr}^2/L_r L_s$)

θ^T : vecteur des paramètres estimés

ϕ^T : vecteur des observations (entrées / sorties).

SOMMAIRE

	Page
INTRODUCTION.....	1
CHAPITRE I:	
I. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
I.1. Hypothèses simplificatrices.....	3
I.2. Equations électriques.....	3
I.3. Transformation de Park.....	3
CHAPITRE II:	
II. THEORIE DU FLUX ORIENTE (FIELD ORIENTED CONTROL)	
II.1. Introduction.....	8
II.2. Analogie avec la machine à courant continu (à excitation séparée).....	9
II.3. Principe du flux orienté.....	10
II.4. Orientation des flux statoriques, rotoriques et mutuels.....	11
II.4.1. Orientation par rapport au flux statorique.....	11
II.4.2. Orientation par rapport au flux mutuel.....	11
II.4.3. Orientation par rapport au flux rotorique.....	12
II.4.4. Conclusion.....	12
II.5. Principe des méthodes directe et indirecte du contrôle vectoriel.....	14
II.5.1. Méthode directe du flux orienté.....	14
II.5.2. Méthode indirecte du flux orienté.....	16
CHAPITRE III:	
III. COMMANDE CLASSIQUE	
III.1. Structure de commande sans modélisation du convertisseur indirect de fréquence.....	19
III.1.1. Modèle mathématique de la M.A.S.....	19
III.1.2. Commande de vitesse.....	20

III.1.3.Synthèse du régulateur de vitesse.....	23
III.1.4.Commande de position	24
III.1.5.Synthèse du régulateur de position.....	24
III.1.6.Interprétation des résultats et conclusion.....	25
III.2.Structure de commande avec modélisation du convertisseur indirect de fréquence	
III.2.1.Modèle mathématique de la M.A.S.....	26
III.2.2.Modélisation de l'onduleur.....	29
III.2.3.Modélisation du redresseur.....	38
III.2.4.Calcul des grandeurs de commande en appliquant le principe de l'orientation du flux.....	40
III.2.5.Commande de vitesse.....	43
III.2.6.Commande de position.....	44
III.2.7.Synthèse des régulateurs.....	44
III.2.7.1.Synthèse du régulateur de courant.....	44
III.2.7.2.Synthèse du régulateur de vitesse.....	45
III.2.7.3.Synthèse du régulateur de position.....	46
III.2.8.Interprétation des résultats et conclusion.....	46
CHAPITRE IV:	
IV.COMMANDE ADAPTATIVE	
IV.1.Introduction.....	48
IV.2.Identification des modèles dynamiques de procédés.....	49
IV.3.Synthèse du régulateur auto-ajustable (Méthode de placement de pôles).....	53
IV.4.Application de la commande adaptative à la M.A.S.....	57
IV.4.1.Commande de vitesse.....	57
IV.4.2.Commande de position.....	60
IV.7.Interprétation des résultats	

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

et conclusion	60
CONCLUSION GENERALE.....	62
ANNEXES.....	
BIBLIOGRAPHIE.....	

Introduction

INTRODUCTION

Cette dernière décennie a connu un développement considérable, des asservissements utilisant des variateurs électriques. L'apparition de nouveaux matériaux magnétiques utilisés dans la construction des machines électriques, et de certains composants électroniques, ainsi que l'évolution spectaculaire de la micro-informatique ont permis finalement une association parfaite des convertisseurs statiques et des machines électriques. Actuellement les travaux de recherche sont orientés vers les techniques de contrôle de ces ensembles.

Parmi les machines les plus répandues et les plus utilisées dans les entraînements à vitesse variable, la machine à courant continu reste sans équivalent, du point de vue souplesse et performances.

Cependant malgré ces avantages, la présence du collecteur mécanique qui est un organe coûteux et fragile, impose des limitations de commutation à grandes vitesses et sous hautes tensions, de plus il nécessite un entretien permanent (environnement poussiéreux et corrosif), et empêche l'emploi en atmosphère explosive. C'est pourquoi on remplace de plus en plus fréquemment le moteur à courant continu par des moteurs alternatifs tels que le moteur synchrone et le moteur asynchrone.

La plus grande difficulté, pour commander une machine asynchrone, réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables internes de la machine.

Une méthode de commande classique consiste à contrôler le couple par le glissement et le flux par le rapport de la tension d'alimentation à la fréquence. Toutefois, ce type de commande ne peut donner des performances dynamiques appréciables, à cause du manque de connaissance de cette quantité (flux) à priori.

En 1971, BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Cette théorie est restée ignorée jusqu'aux années quatre-vingts à cause de la complexité de sa réalisation.

Le but de cette étude est de modéliser et commander une machine asynchrone triphasée, à cage d'écureuil, alimentée en courant, par la méthode du flux orienté.

L'alimentation en courant est justifiée dès qu'il s'agit de grandes puissances.

Chapitre I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES:

La machine étudiée est une machine asynchrone triphasée, à rotor en cage, alimentée en courant [Ref.1].

Pour la modélisation, on admet les hypothèses suivantes:

-On suppose que le circuit magnétique est non saturé et que la densité de courant est uniforme, afin d'avoir des relations linéaires entre les courants et les flux.

-On suppose que les inductances propres et mutuelles sont constantes et que la machine est symétrique équilibrée.

I.2. EQUATIONS ELECTRIQUES:

Les équations de tensions et de flux de la machine en grandeurs de phase sont données sous forme matricielle par:

$$[V_{abc}] = R_s [i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{abc}] \quad (I.1)$$

$$[V_{ABC}] = R_r [i_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\Psi_{ABC}] \quad (I.2)$$

$$(I.3) \quad [\Psi_{abc}] = L_s [i_{abc}] + L_{sr} [i_{ABC}]$$

$$[\Psi_{ABC}] = L_{sr} [i_{abc}] + L_r [i_{ABC}] \quad (I.4)$$

I.3. TRANSFORMATION DE PARK:

Pour des commodités de calcul, on applique la transformation de Park, cette dernière nous donne les deux relations générales suivantes: (I.5)

et sa transformation inverse: (I.6)

$$[X_{dq}]_s = [A]_s [X_{abc}] \quad (I.5)$$

$$[X_{abc}] = [A]_s^{-1} [X_{dq}]_s \quad (I.6)$$

où X : représente des tensions, des courants ou des flux

$$[A]_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

et

$$[A]_s^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

on a aussi:

$$[X_{dq}]_r = [A]_r [X_{ABC}]$$

$[A]_r$: est obtenu en remplaçant θ_s par θ_r dans $[A]_s$

θ_s : angle électrique entre a et d

θ_r : angle électrique entre A et d

La (fig I.1) illustre la représentation spatiale des enroulements statoriques et rotoriques.

Les relations liant les flux aux courants sont données par les expressions suivantes:

Expressions des flux statoriques:

$$\Psi_{ds} = L_{l ds} i_{ds} + L_{sr} i_{dr} \quad (I.7)$$

$$\Psi_{qs} = L_s j_{qs} + L_{sr} j_{qr} \quad (\text{I.8})$$

Expressions des flux rotoriques:

$$\Psi_{dr} = L_r j_{dr} + L_{sr} j_{ds} \quad (\text{I.9})$$

$$\Psi_{qr} = L_r j_{qr} + L_{sr} j_{qs} \quad (\text{I.10})$$

Expressions des flux mutuels:

$$\Psi_{ds} = L_{sr} j_{dr} + L_{sr} j_{ds} \quad (\text{I.11})$$

$$\Psi_{qs} = L_{sr} j_{qr} + L_{sr} j_{qs} \quad (\text{I.12})$$

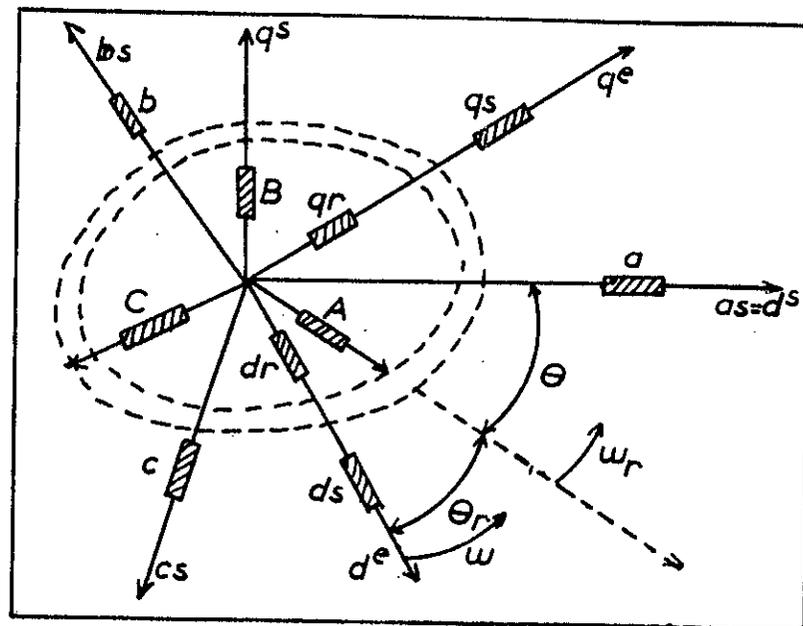


fig I.1 Représentation spatiale des enroulements statoriques et rotoriques.

Les relations liant les tensions aux courants et aux flux sont données par les expressions suivantes:

Expressions des tensions statoriques:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \psi_{ds} - \omega \psi_{qs} \quad (\text{I.13})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \psi_{qs} + \omega \psi_{ds} \quad (\text{I.14})$$

Expressions des tensions rotoriques:

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \psi_{dr} - (\omega - \omega_r) \psi_{qr} = 0 \quad (\text{I.15})$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \psi_{qr} + (\omega - \omega_r) \psi_{dr} = 0 \quad (\text{I.16})$$

où ω : représente la vitesse électrique du référentiel considéré.
référentiel lié au stator $\omega=0$
référentiel lié au rotor $\omega=\omega_r$
référentiel lié au champ tournant $\omega=\omega_s$

Expression du couple:

Le couple électromagnétique est donné par l'équation suivante:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p (\psi_{ds} i_{qr} - \psi_{qs} i_{dr}) \quad (\text{I.17})$$

ou encore:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \frac{L_{sr}}{L_r} (\psi_{ds} i_{qr} - \psi_{qs} i_{dr}) \quad (\text{I.18})$$

Equation mécanique:

La vitesse de rotation du rotor en fonction du couple électromagnétique et du couple de charge s'exprime comme suit:

$$J \frac{d}{dt} \Omega_r + f \Omega_r = \Gamma_e - \Gamma_l \quad (I.19)$$

Equations trigonométriques:

La relation liant la vitesse électrique du champ statorique à la pulsation rotorique et à celle de glissement s'écrit:

$$\omega_e = \omega_s + \omega_r \quad (I.20)$$

Les vitesses électriques s'obtiennent à partir des positions angulaires par simple dérivation:

$$\omega_e = \frac{d}{dt} \theta_e$$

$$\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$$

$$\omega_s = \frac{d}{dt} \theta_s$$

Comme pour la pulsation, la position angulaire du champ statorique s'écrit:

$$\theta_e = \theta_s + \theta_r \quad (I.21)$$

La relation entre la vitesse électrique et la vitesse mécanique du rotor est donnée par:

$$\Omega_r = \frac{\omega_r}{p} \quad (I.22)$$

Chapitre II

THEORIE DU FLUX ORIENTE

II.1. INTRODUCTION:

La commande de vitesse de la machine asynchrone peut se faire par:

-Variation de la tension statorique en maintenant la fréquence constante (par action sur l'angle d'amorçage du gradateur alimentant le stator).

-Dissipation de l'énergie rotorique au moyen de résistances insérées au rotor (on agit ainsi sur le glissement fréquentiel)

-Récupération de l'énergie rotorique par la cascade hyposynchrone (variation du glissement fréquentiel).

-Fonctionnement selon $V_s/f_s = \text{constante}$.

Toutefois ces méthodes ne peuvent donner des performances dynamiques appréciables. La difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine tels que le flux, le couple, les courants, la vitesse, la position...

En 1971 BLASCHKE a proposé une nouvelle théorie de commande par flux orienté, qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu [Ref.2].

II.2. ANALOGIE AVEC LA MACHINE A COURANT CONTINU:

(à excitation séparée)

La (fig II.1) représente la M.C.C (induit et inducteur).

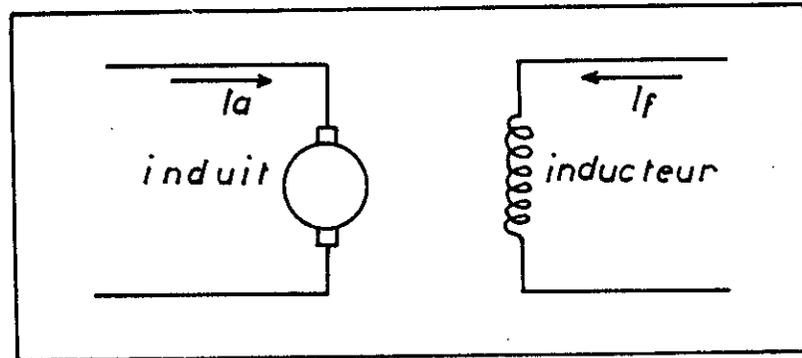


fig II.1 Représentation schématique de la M.C.C.

où I_a : courant d'induit I_f : courant de l'inducteur.

L'expression du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante:

$$\Gamma_e = K\psi_f i_a - K i_f i_a \quad (\text{II.1})$$

I_a et I_f peuvent être considérés comme orthogonaux ou découplés. Le couple est contrôlé par I_a et le flux par I_f .

En partant de l'expression (I.17) on veut réaliser un découplage, permettant d'avoir un couple électromagnétique semblable à celui du moteur à courant continu, de façon que le flux soit commandé par le courant $i_{a\phi}$ et le couple par le courant $i_{a\tau}$ comme le montre la (fig II.2).

L'expression du couple devient alors:

$$\Gamma_e = K i_{a\phi} i_{a\tau} \quad (\text{II.2})$$

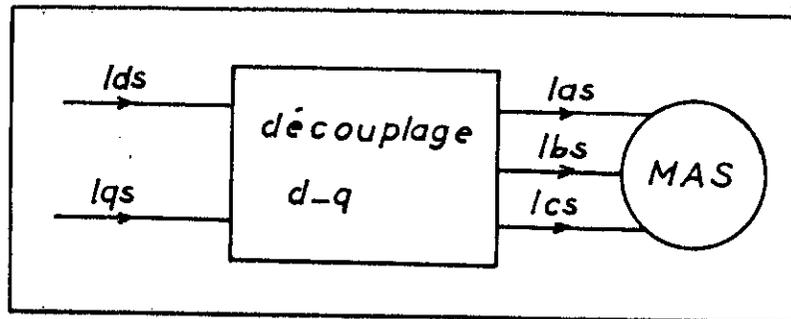


fig II.2 Découplage de la M.A.S

II.3. PRINCIPE DU FLUX ORIENTÉ:

Comme il a été expliqué au paragraphe (II.2), la machine asynchrone possède un couple électromagnétique dont l'expression montre l'interaction entre les flux et les courants, statoriques et rotoriques [Ref.3].

Le flux qu'il soit rotorique ou statorique peut être décomposé en deux grandeurs (dans un référentiel orthogonal (d,q)), une composante directe selon l'axe d et une composante transversale selon l'axe q.

L'orientation du flux consiste à maintenir la composante directe constante et à annuler la composante en quadrature, ce-ci peut être réalisé en choisissant un référentiel (d^e, q^e) lié au champ tournant, afin que l'axe d^e coïncide avec la direction désirée du flux. L'expression du couple électromagnétique devient alors:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \frac{L_{sr}}{L_r} \Psi_{d^e}^s j_{q^e}^c - \frac{3}{2} p \Psi_{d^e}^s j_{d^e}^c \quad (\text{II.2})$$

II.4. ORIENTATION DES FLUX ROTORIQUE STATORIQUE ET MUTUEL: [Ref.4]

II.4.1. Orientation par rapport au flux statorique:

Dans ce type d'orientation, le contrôle vectoriel impose la condition suivante :

$$\psi_{ds} = \psi_s \text{ et } \psi_{qs} = 0$$

Des équations (I.7) et (I.8) on tire les expressions des courants i_{ar} et i_{ar} , puis on les remplace dans les équations (I.9) et (I.10). Les équations des tensions rotoriques deviennent en fonction des flux comme suit:

$$\frac{L_r}{L_{sr}} \frac{d}{dt} \psi_s + \frac{R_r}{L_{sr}} \psi_s - \frac{R_r L_s}{L_{sr}} i_{ds} + (L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}}) \frac{d}{dt} i_{ds} - \omega_s (L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}}) i_{qs} = 0$$

$$-\frac{R_r L_s}{L_{sr}} i_{qs} + (L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}}) \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_s (\frac{L_r}{L_{sr}} \psi_s + (L_{sr} - \frac{L_r L_s}{L_{sr}}) i_{ds}) = 0$$

Le couple devient :

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \psi_s i_{qs}$$

ψ_s dépend à la fois de i_{qs} et i_{ds} , le couplage existe toujours.

II.4.2. Orientation par rapport au flux mutuel:

Ce type d'orientation impose :

$$\psi_{dm} = \psi_m \text{ et } \psi_{qm} = 0$$

à partir des équations (I.11) et (I.12) on tire les expressions des courants i_{ar} et i_{ar} , qu'on remplace dans les équations (I.9) et (I.10). Les équations des tensions rotoriques deviennent:

$$\frac{L_r}{L_{sr}} \frac{d}{dt} \psi_m + \frac{R_r}{L_{sr}} \psi_m - R_r i_{ds} + (L_{sr} - L_r) \frac{d}{dt} i_{ds} - \omega_s (L_{sr} - L_r) i_{qs} = 0$$

$$-R_r i_{qs} + (L_{sr} - L_r) \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_s (\frac{L_r}{L_{sr}} \psi_m + (L_{sr} - L_r) i_{ds}) = 0$$

et le couple électromagnétique:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \psi_m i_{qs}$$

On remarque que ψ_m dépend à la fois de i_{qs} et i_{ds} , le couplage existe toujours.

II.4.3. Orientation par rapport au flux rotorique:

Dans ce type d'orientation, le contrôle vectoriel impose $\psi_{dr} = \psi_r$ et $\psi_{qr} = 0$ d'après l'équation (I.16) on a:

$$i_{dr}^e = - \frac{1}{R_r} \frac{d}{dt} \psi_r^e \quad (II.3)$$

on remplace i_{dr}^e dans l'équation (I.9) on obtient:

$$\psi_r^e + \frac{L_r}{R_r} \frac{d}{dt} \psi_r^e = L_{sr} i_{ds}^e \quad (II.4)$$

l'équation du couple électromagnétique:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \frac{L_{sr}}{L_r} \psi_r^e i_{qs}^e$$

On constate que seule la composante directe du courant statorique ' i_{ds}^e ' détermine l'amplitude du flux rotorique alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature ' i_{qs}^e ' si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi on a décomposé le courant statorique en deux termes i_{ds}^e et i_{qs}^e pour commander le flux et le couple indépendamment l'un de l'autre, c'est le principe du flux orienté qui ramène la structure de commande d'une machine asynchrone à une structure proche de celle d'une machine à courant continu à excitation séparée (fig II.3 a et b).

II.4.4. Conclusion:

Le meilleur choix permettant de réaliser un découplage entre les variables internes de la machine est donc l'orientation du flux rotorique, c'est ce type d'orientation que nous utiliserons pour le reste de notre travail.

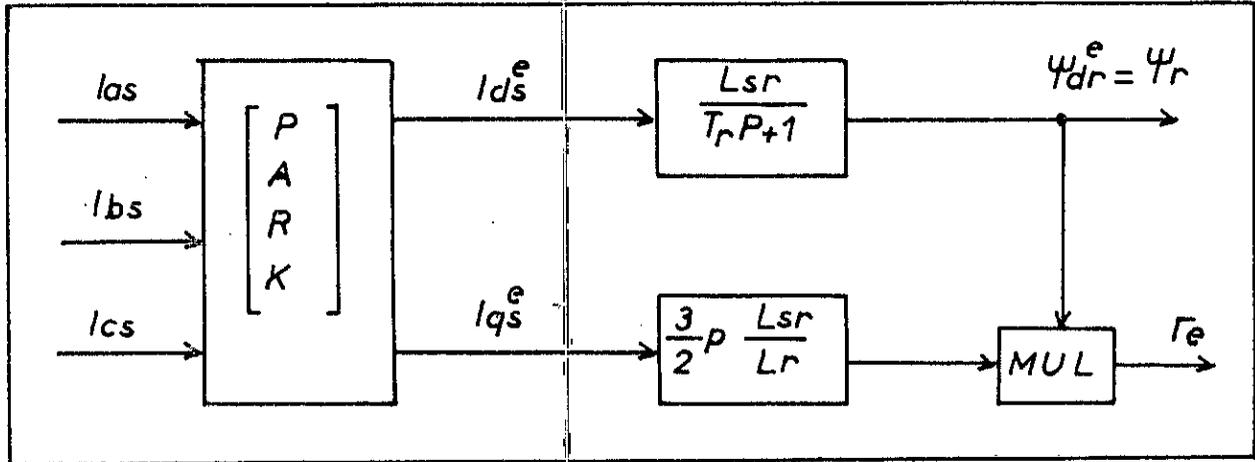


fig II.3.a Modèle du flux orienté

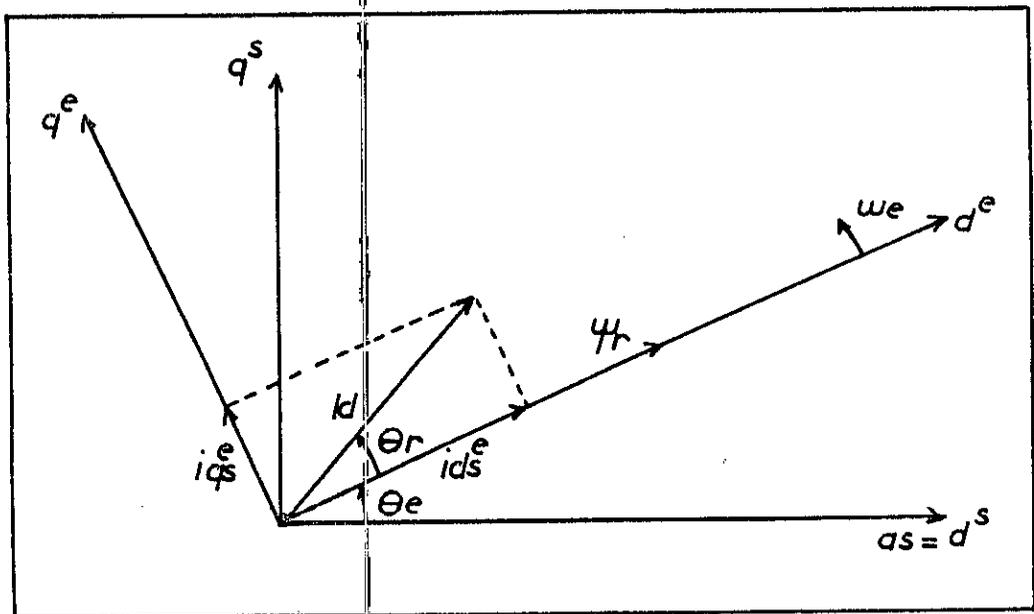


fig II.3.b Orientation du flux rotorique

sur l'axe d^e $\psi_{ds^e} = \psi_r$

$\psi_{qs^e} = 0$

II.5. PRINCIPLE DES METHODES DIRECTES ET INDIRECTES DU CONTROLE VECTORIEL:

II.5.1. Méthode directe du flux orienté:

La méthode directe a été appliquée pour la première fois par BLASCHKE, elle consiste à mesurer les flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs à effet Hall ou de bobines de flux, afin de pouvoir générer les commandes adéquates.

Les principaux paramètres de commande i_{ds}^{*} et i_{qs}^{*} qui sont des variables continues sont convertis dans un référentiel lié au stator à l'aide des vecteurs unitaires $(\cos(\omega_e t), \sin(\omega_e t))$ comme le montre la (fig II.4), enfin ils sont convertis en courants triphasés pour la commande de l'onduleur, les vecteurs unitaires sont déterminés à partir de ψ_{dm}^e et ψ_{qm}^e .

L'amplitude du flux résultant dans l'entrefer est donnée par:

$$|\psi_m| = \sqrt{\psi_{dm}^2 + \psi_{qm}^2} \quad (II.5)$$

Expressions liant ψ_{dm}^e et ψ_{qm}^e aux vecteurs unitaires:

$$\psi_{dm}^e = |\psi_m| \cos(\omega_e t) \quad (II.6)$$

$$\psi_{qm}^e = |\psi_m| \sin(\omega_e t) \quad (II.7)$$

passage du référentiel tournant au référentiel fixe et transformation biphasée-triphasée.

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^{*s} \\ i_{qs}^{*s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_e t) & -\sin(\omega_e t) \\ \sin(\omega_e t) & \cos(\omega_e t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{*e} \\ i_{qs}^{*e} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} i_{as}^{*} \\ i_{bs}^{*} \\ i_{cs}^{*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^{*s} \\ i_{qs}^{*s} \end{bmatrix}$$

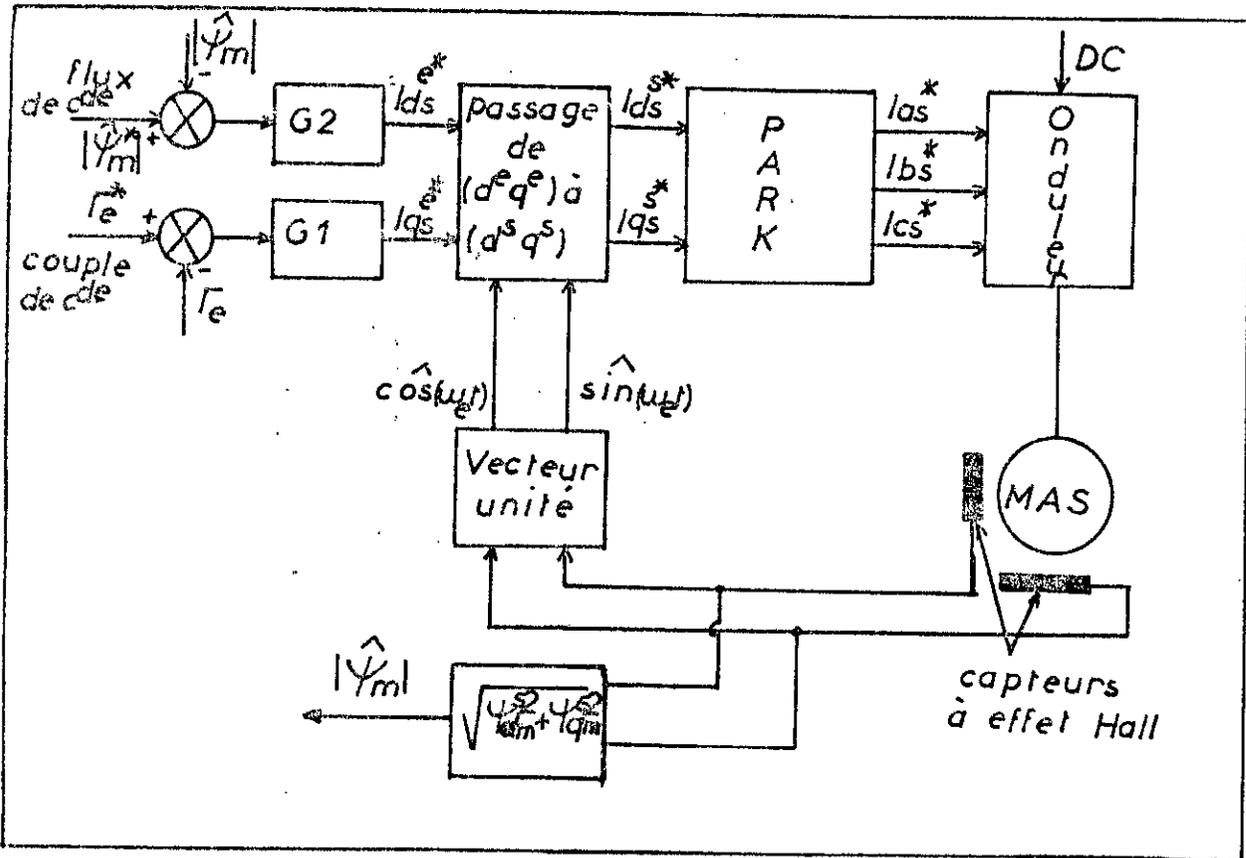


fig II.4 Méthode directe d'orientation du flux

Les composantes du flux peuvent être mesurées de deux manières:
 -par des capteurs à effet Hall, mais ces derniers sont sensibles aux variations de température.

-ou par des bobines de flux placées dans l'entrefer, ainsi on peut estimer le flux en intégrant les tensions induites, la mise en place de ces dispositifs de mesure est délicate et rend la construction de la machine coûteuse. Une autre solution consiste à mesurer les tensions des phases statoriques auxquelles on retranche les chutes de tensions, les grandeurs obtenues représentent les tensions dans l'entrefer, et peuvent être

intégrées pour estimer le flux, la (fig II.5) illustre cette méthode.

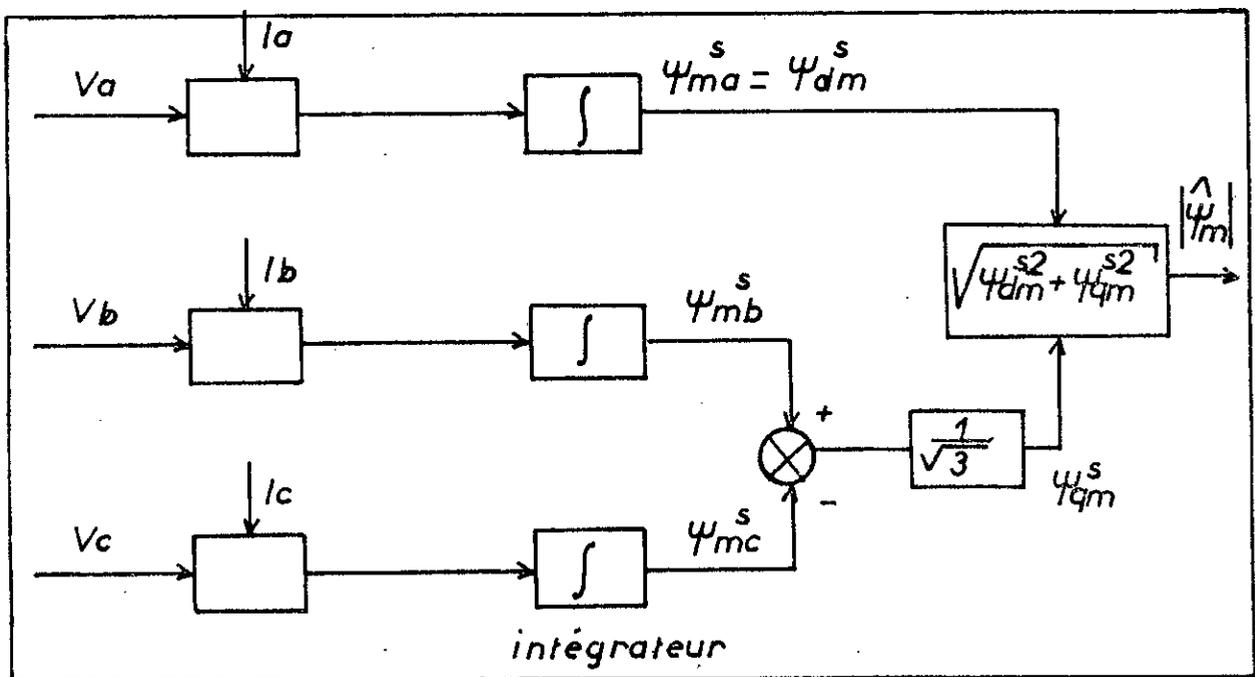


fig II.5 Estimation du flux dans l'entrefer

II.5.2.Méthode indirecte du flux orienté:

La méthode indirecte se base sur les équations régissant le fonctionnement de la M.A.S, il s'agit de découpler l'expression du couple électromagnétique en orientant le flux comme il a été

expliqué aux paragraphes (II.2) et (II.3). Les vecteurs unitaires $\cos(\omega_{sl}t)$ et $\sin(\omega_{sl}t)$ sont générés à partir de la somme entre la position rotorique et l'angle de glissement θ_{sl} .

Le signal de commande i_{as}^* qui détermine la valeur du flux rotorique désirée est donné par l'équation (II.4), la composante i_{as}^* qui contrôle le couple électromagnétique, si le flux rotorique est maintenu constant, est déterminée à partir d'un régulateur de vitesse. La valeur de la pulsation de glissement est donnée par l'équation suivante:

$$\omega_{sl} = \frac{L_{sr} i_{qs}^*}{T_r \psi_r^*} \quad (\text{II.8})$$

Ainsi dans la machine asynchrone, on peut connaître à chaque instant la position du flux. La (fig II.6) décrit la méthode indirecte du flux orienté.

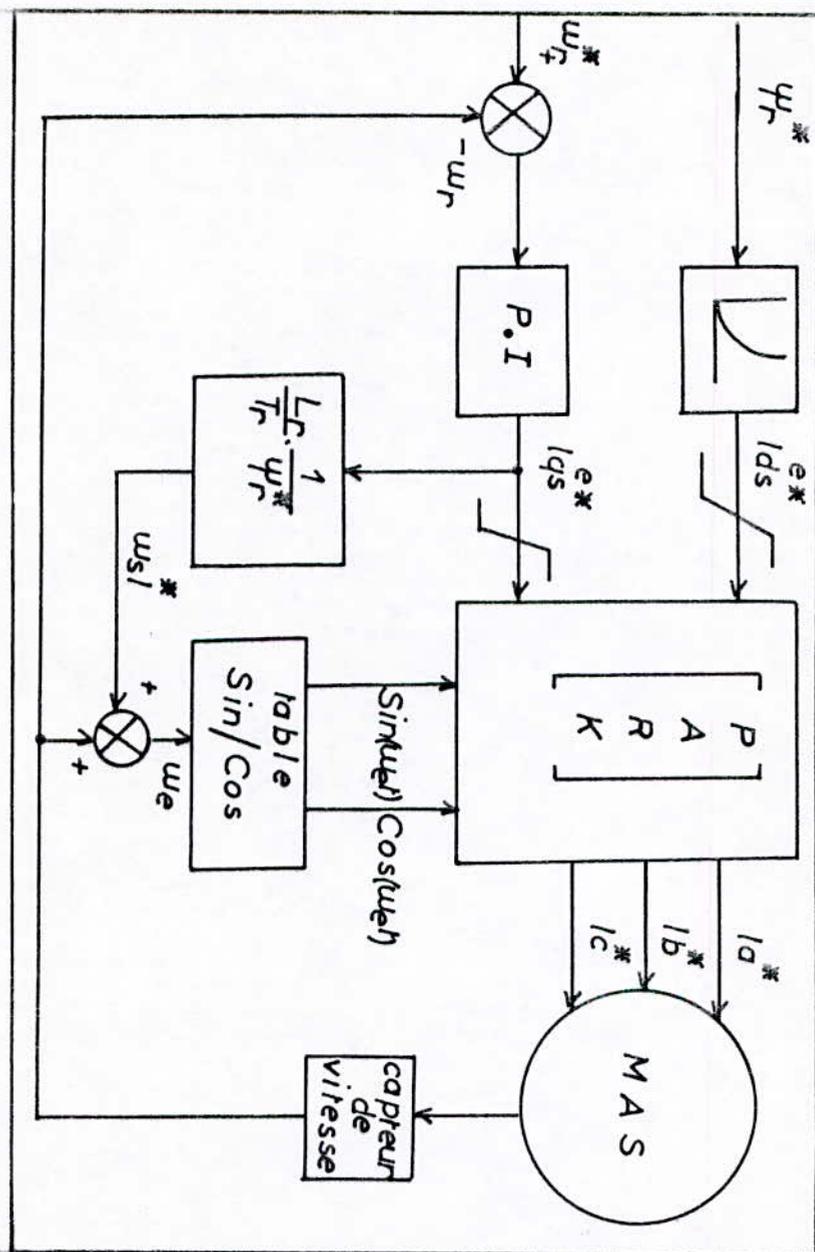


fig II.6 Asservissement de vitesse d'une M.A.S par la méthode indirecte du flux orienté

Chapitre III

COMMANDE CLASSIQUE

III.1 STRUCTURE DE COMMANDE SANS MODELISATION DU CONVERTISSEUR INDIRECT DE FREQUENCE:

Cette partie sera consacrée à la simulation de la commande classique par flux orienté, d'une machine asynchrone alimentée en courant, sans modélisation du redresseur et de l'onduleur, ces derniers sont supposés parfaits et par conséquent les courants statoriques alimentant la machine sont sinusoïdaux.

Pour cela nous allons établir un modèle en courant dans un référentiel lié au champ tournant pour que les grandeurs de commande i_{ds}^* , i_{qs}^* et ω_{sl}^* soient directement les entrées du moteur.

III.1.1 MODELE MATHEMATIQUE DE LA M.A.S ALIMENTEE EN COURANT:

$$T_r \frac{d\psi_{dr}^{\circ}}{dt} + \psi_{dr}^{\circ} - L_{sr} I_{ds}^{\circ} + T_r \omega_{sl}^{\circ} \psi_{qr}^{\circ} \quad (III.1)$$

$$T_r \frac{d\psi_{qr}^{\circ}}{dt} + \psi_{qr}^{\circ} - L_{sr} I_{qs}^{\circ} - T_r \omega_{sl}^{\circ} \psi_{dr}^{\circ} \quad (III.2)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r - \Gamma_e - \Gamma_l \quad (III.3)$$

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} p \frac{L_{sr}}{L_r} (I_{qs}^{\circ} \psi_{dr}^{\circ} - I_{ds}^{\circ} \psi_{qr}^{\circ}) \quad (III.4)$$

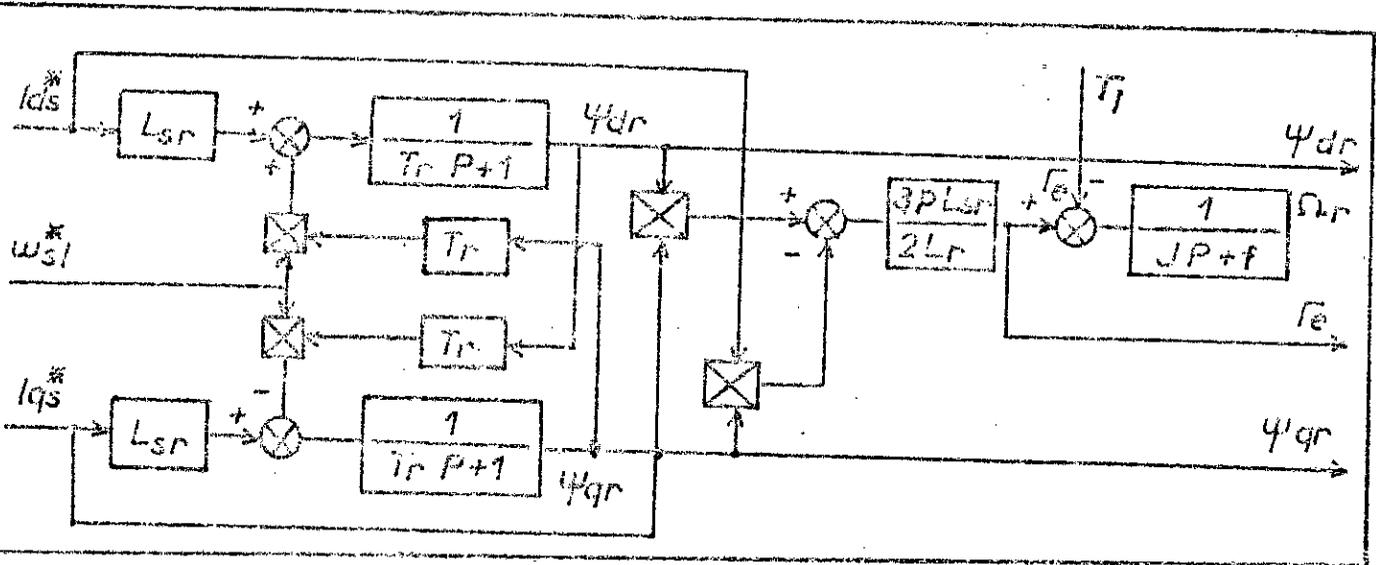


fig.III.1 Modèle de la M.A.S alimentée en courant.

III.1.2 COMMANDE DE VITESSE :

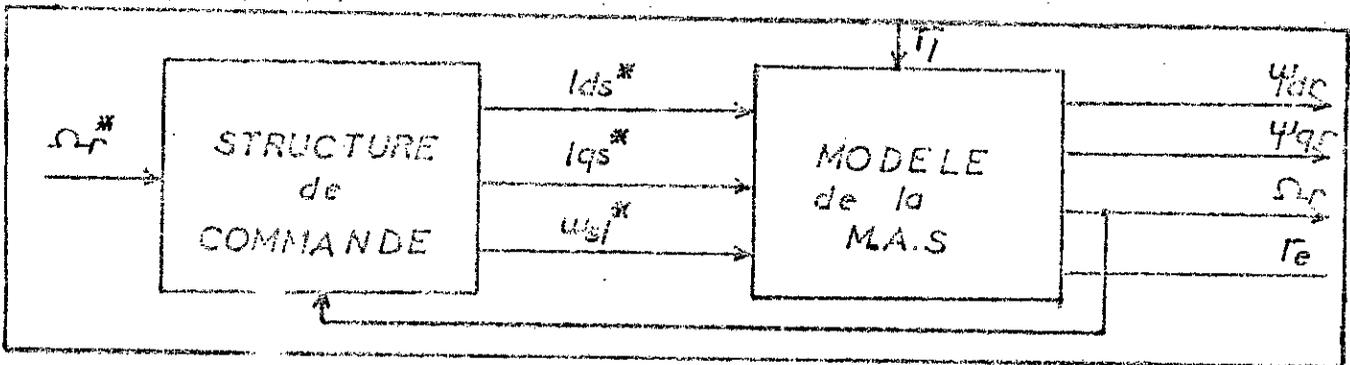


fig III.2 Structure de commande par orientation indirecte du flux.

Les grandeurs de commande qui assureront le découplage sont calculées à partir du modèle de la M.A.S, en annulant la composante (Ψ_{gr}) du flux rotorique.

$$I_{ds}^* = \frac{1}{L_{sr}} (T_r \frac{d\psi_r^*}{dt} + \psi_r^*) \quad (III.5)$$

$$I_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{l_r}{pL_{sr}} \frac{\Gamma_e^*}{\psi_r^*} \quad (III.6)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_{sr}}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\psi_r^*} \quad (III.7)$$

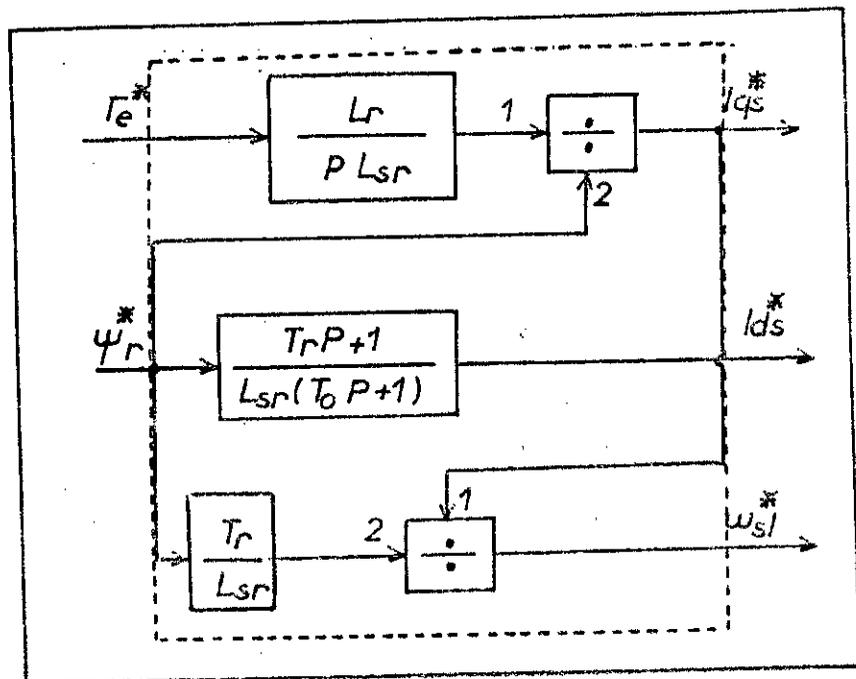
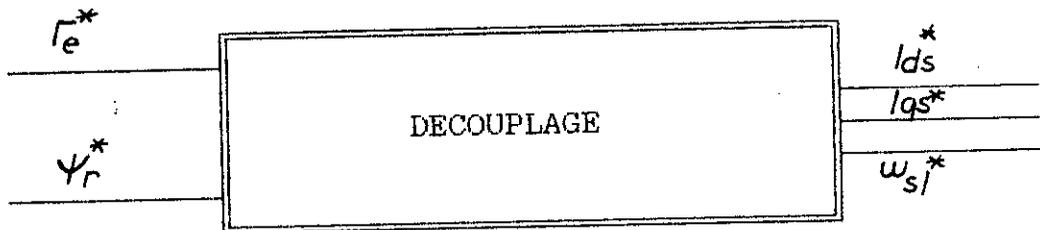


fig III.3 Bloc d'orientation du flux.

D'après l'équation (III.5) on a :

$$\frac{I_{ds}^*(p)}{\Psi_r^*(p)} = \frac{1}{L_{sr}} (T_r p + 1) \quad (III.8)$$

Cette fonction de transfert est celle d'un filtre passe-haut qui amplifie les signaux à hautes fréquences, elle est donc très sensible aux bruits. Pour éviter ce problème on introduit un faible retard T_0 .

La fonction de transfert devient :

$$\frac{I_{ds}^*(p)}{\Psi_r^*(p)} = \frac{1}{L_{sr}} \frac{(1 + T_r p)}{(1 + T_0 p)} \quad (III.9)$$

- Le couple de commande est délivré par le régulateur de vitesse.
- Le flux de commande est obtenu à partir d'un bloc de défluxage qui maintient (Ψ_r^*) constant pour des vitesses inférieures à la vitesse nominale, permettant ainsi un fonctionnement à couple constant, et qui affaiblit le flux inversement proportionnel à la vitesse pour permettre un fonctionnement à puissance constante, lorsque la vitesse excède la vitesse nominale.
- Des limitations sont introduites sur les grandeurs de commande pour éviter les valeurs élevées en régime transitoire.

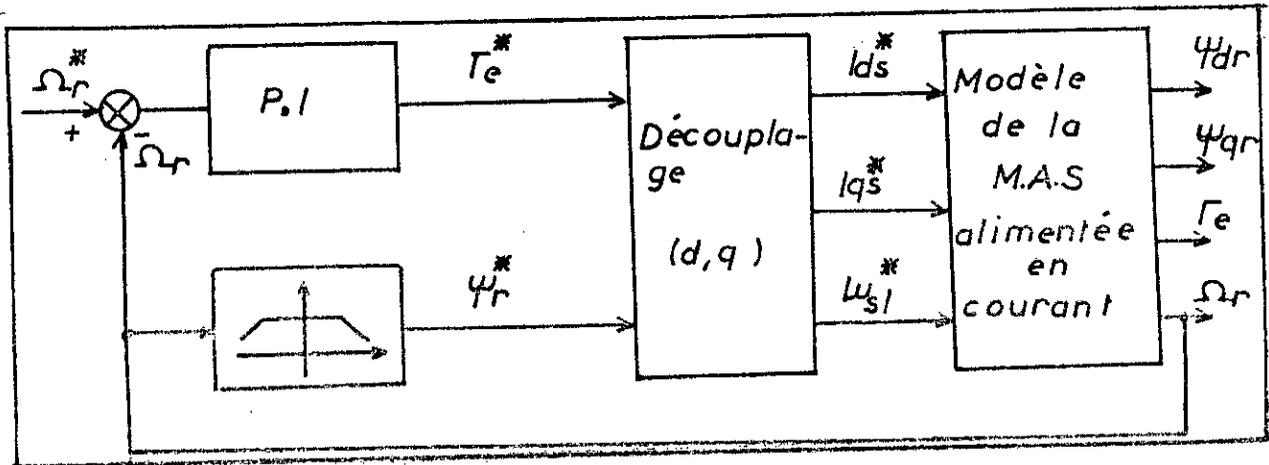
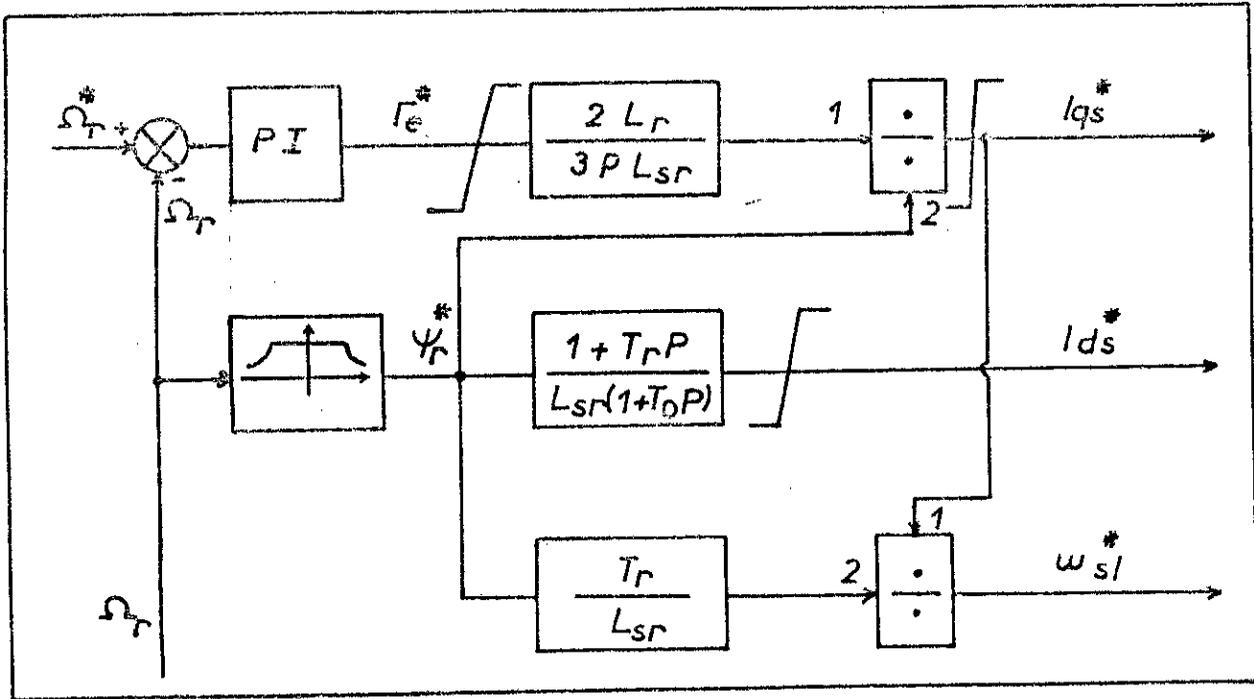


fig III.4 Structure de commande de vitesse

III.1.3. SYNTHESE DU REGULATEUR DE VITESSE:

La fonction de transfert du P.I est:

$$R_v(p) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i p} \right) = \frac{K_p}{T_i} \left(\frac{1 + T_i p}{p} \right)$$

Le régulateur doit compenser la constante de temps mécanique ($T_m=J/f$) donc on choisira $T_1=J/f$

Le système devient:

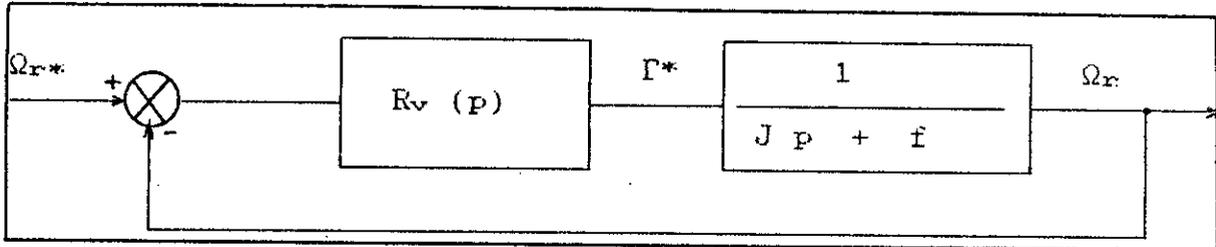


fig III.5

$$\Omega_r(p) = \frac{1}{1 + (f.T_1/K_p)P} \Omega_r^*(p)$$

$T_v = f.T_1/K_p$ (constante de temps du système en B.F)

Le K_p est choisi de façon à ce que T_v soit assez faible.

III.1.4. COMMANDE DE POSITION:

Pour la commande de position, on ajoute un régulateur proportionnel, en cascade avec le régulateur de vitesse; le schéma de la commande est illustré par la (fig III.5).

III.1.5. SYNTHÈSE DU RÉGULATEUR DE POSITION:

Etant donnée que la chaîne d'action comporte une action intégrale, un régulateur proportionnel est suffisant:

$$R_p(p) = K_{p2}$$

Le système devient:

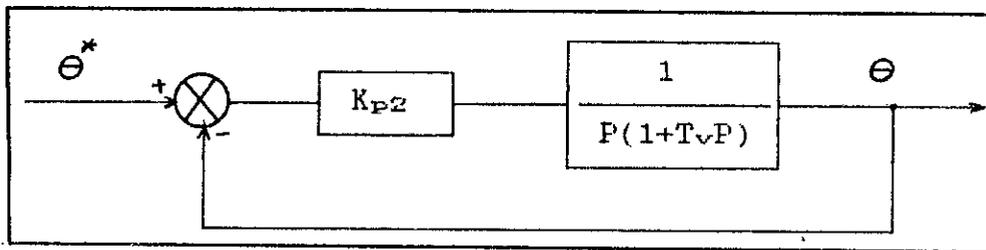


fig III.6 Asservissement de position.

$$\frac{\theta^*(P)}{\theta(P)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{K'_{p2}}P + \frac{t_v}{K'_{p2}}P^2} \quad (III.10)$$

K_{p2} est choisi de manière à ce que le polynôme caractéristique correspondant à la fonction de transfert en boucle fermée soit équivalent à un polynôme du second ordre permettant d'obtenir une dynamique optimale, en imposant un coefficient d'amortissement et une fréquence propre bien appropriés.

$$1 + \frac{1}{K_{p2}} p + \frac{T_v}{K_{p2}} p^2 = 1 + \frac{2\xi}{\omega_n} p + \frac{1}{\omega_n^2} p^2$$

III.1.6. INTERPRÉTATION DES RESULTATS ET CONCLUSION:-

Les (fig III.7) et (fig III.8) représentent les différentes réponses pour une variation de la consigne de vitesse en créneaux (+100 et -100 rd/s), à couple de charge constant (2 N.m).

-Les (fig III.9) et (fig III.10) représentent les différentes réponses pour une inversion de la consigne de position de +100 à -100 radians, à couple de charge constant (2 N.m).

-La (fig III.11) représente les réponses de vitesse et de position pour une variation du couple de charge de 2 à 10 N.m.

Les résultats de simulation obtenus sont satisfaisants:

-Temps de réponse assez faible.

-Pas de dépassements.

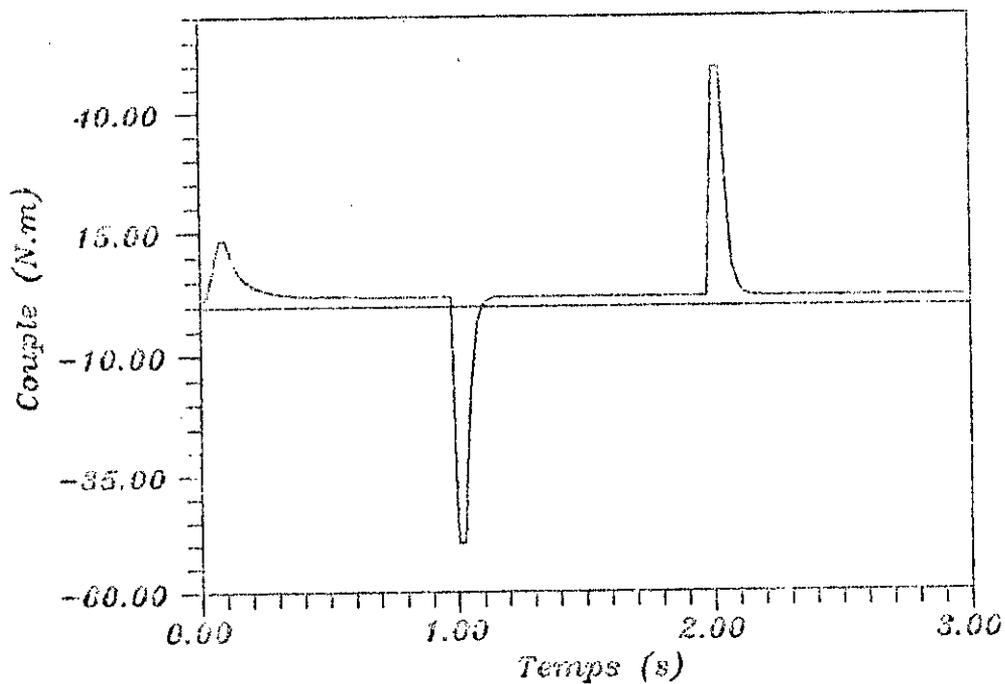
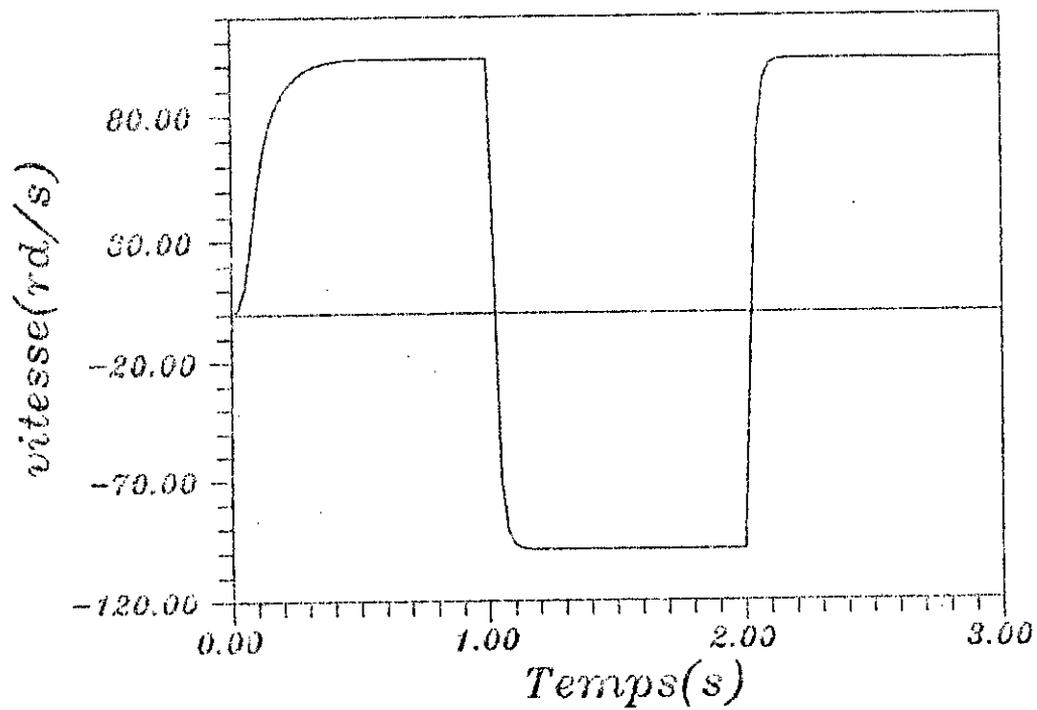
-L'orientation du flux est mise en évidence par les réponses des flux rotoriques:

la composante directe ψ_{dr} est maintenue à sa valeur de consigne et la composante en quadrature ψ_{qr} est maintenue à zéro, en régime établi, quelque soit la perturbation appliquée au système (variation de la consigne et perturbation du couple de charge).

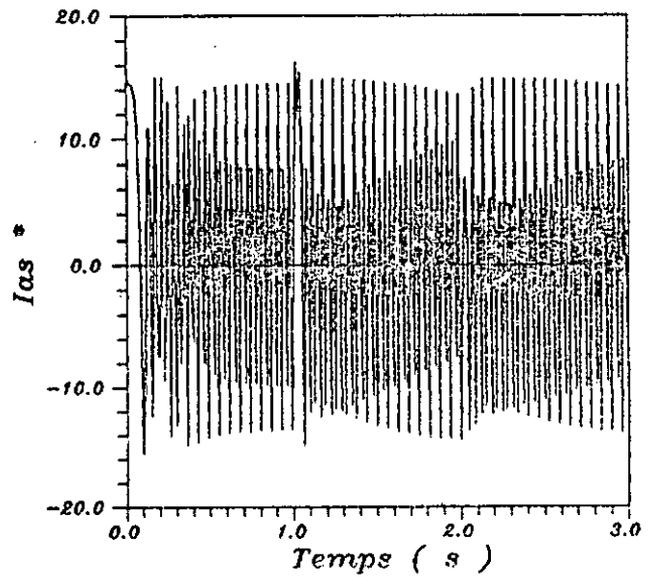
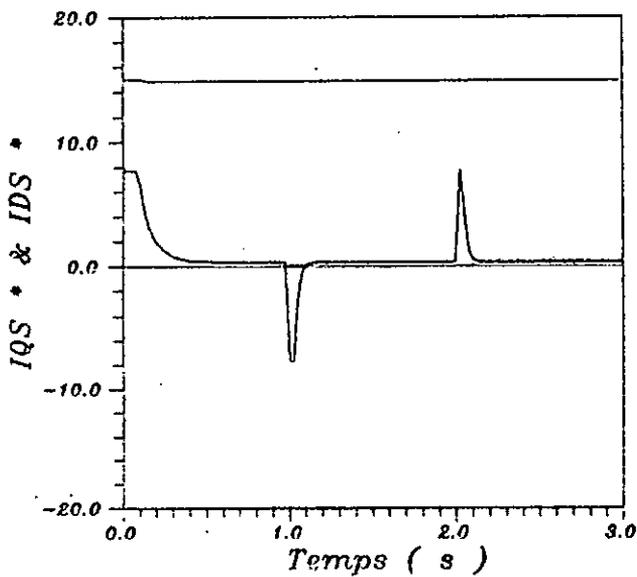
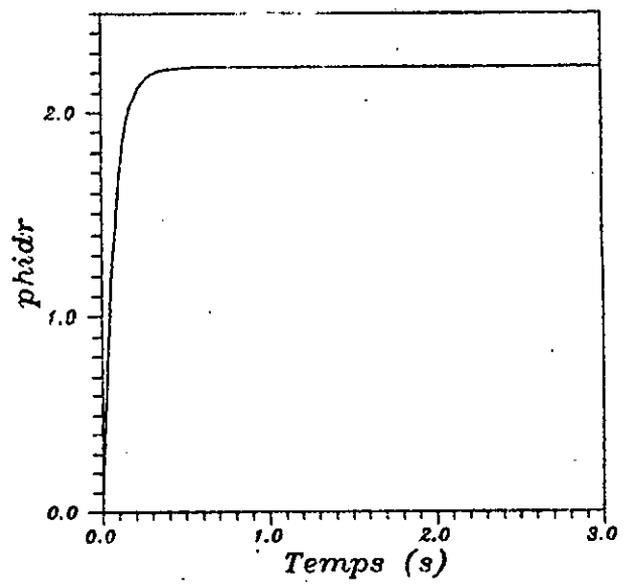
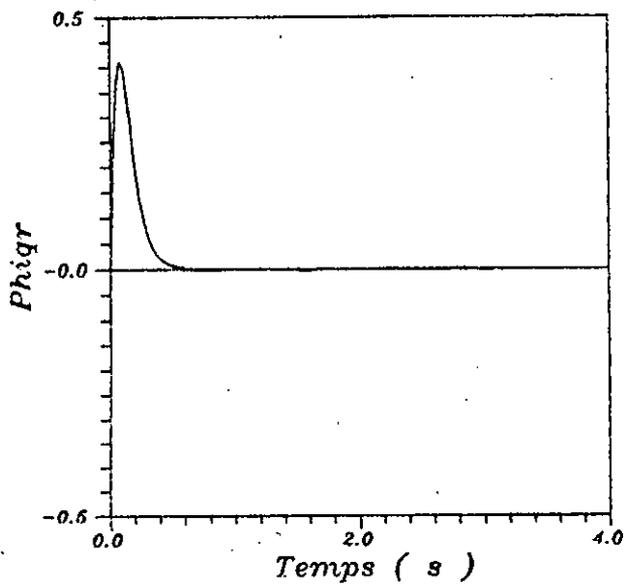
Remarque:

Le dimensionnement des régulateurs pour la commande de vitesse et de position à l'aide du modèle mécanique simplifié ne donne pas des résultats performants, on a dû réajuster les paramètres des régulateurs pour améliorer les réponses.

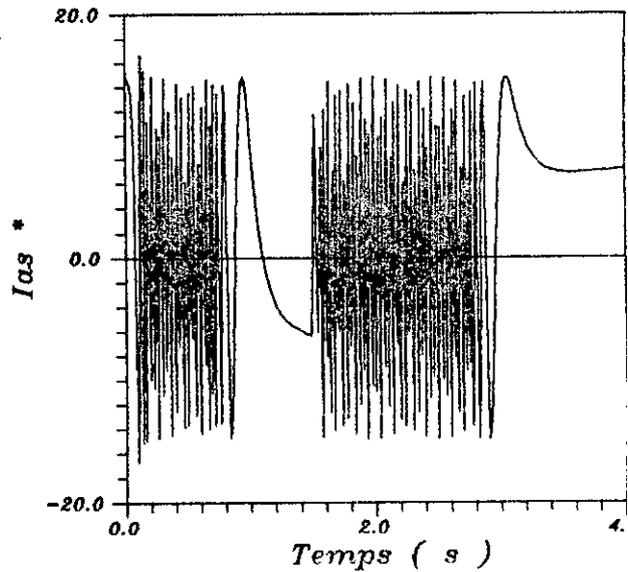
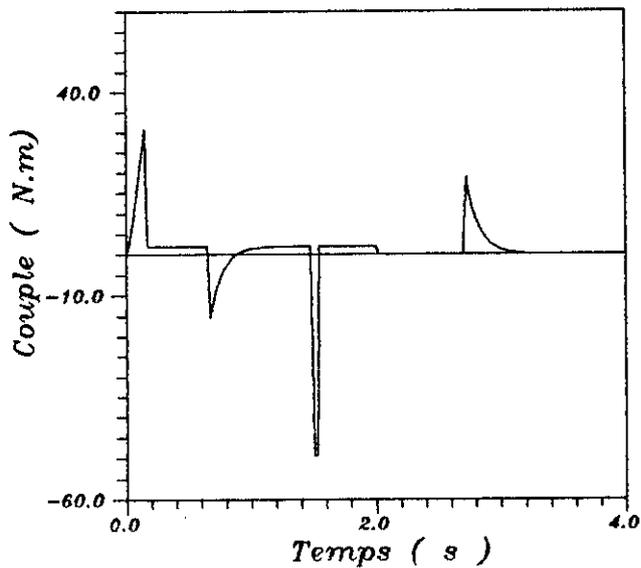
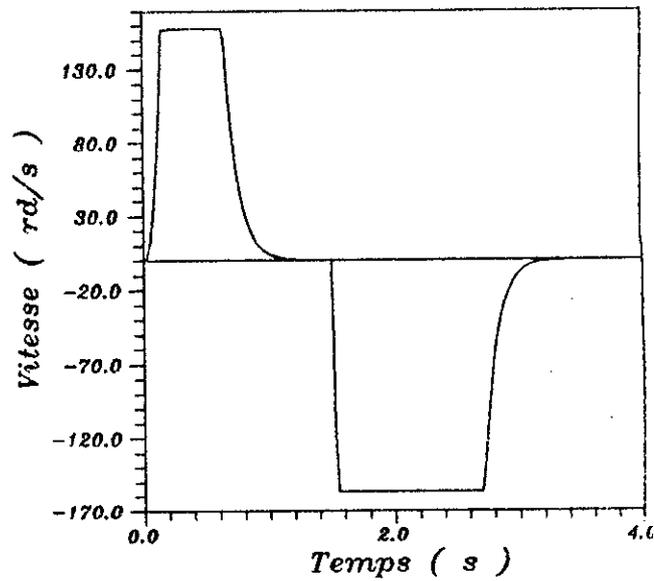
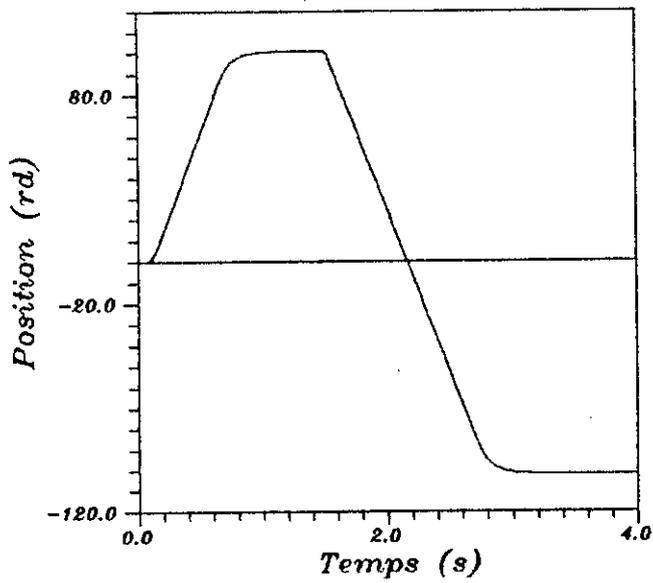
RESULTATS DE SIMULATION



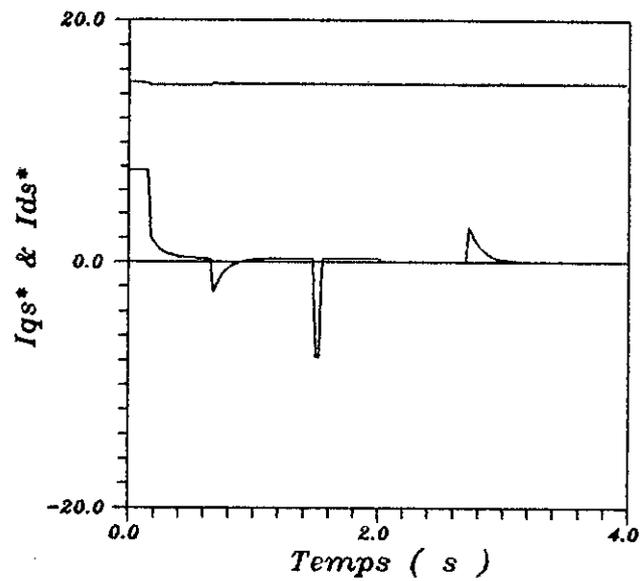
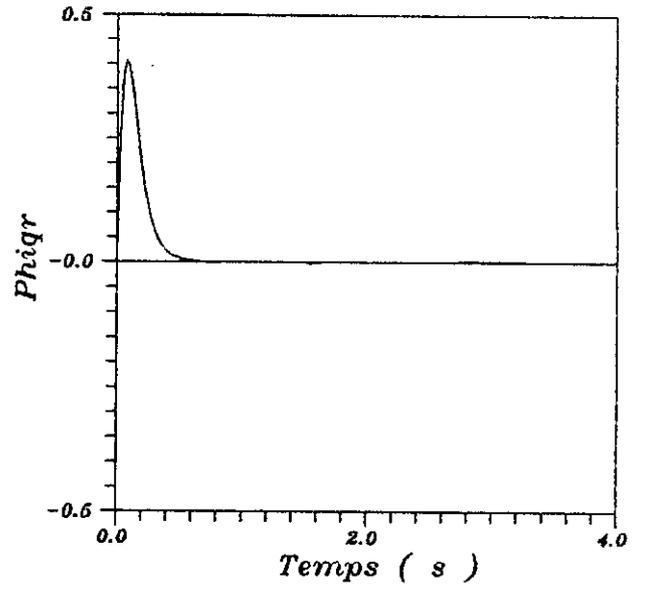
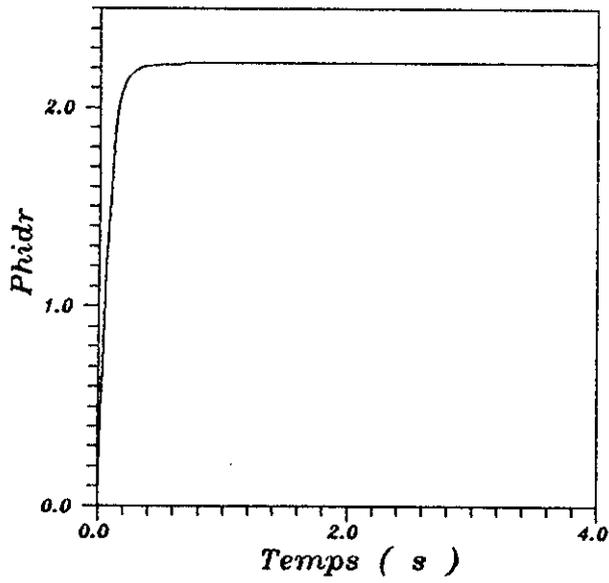
(fig.III.7) Vitesse et Couple pour une consigne de vitesse en creneaux (-100 et 100 rd/s)



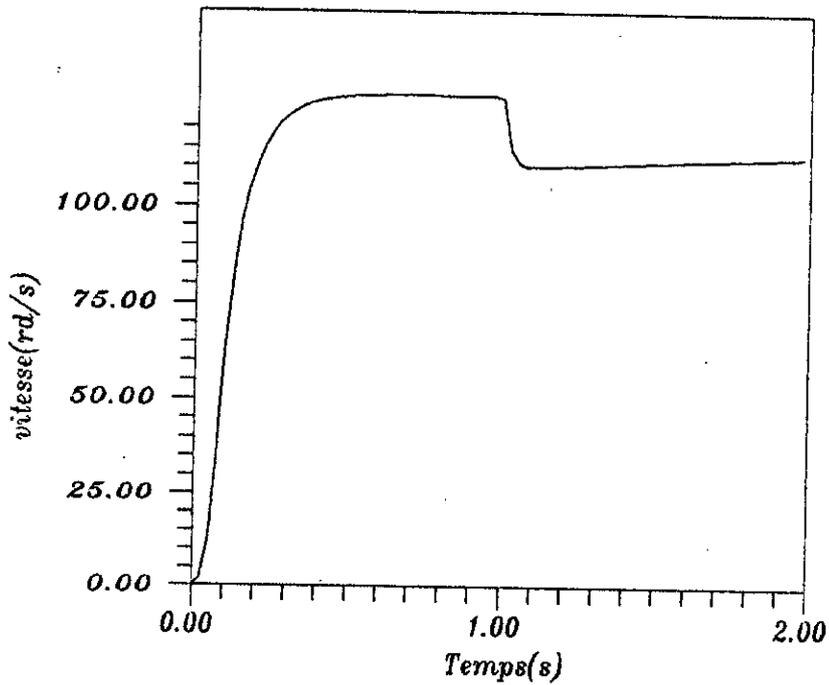
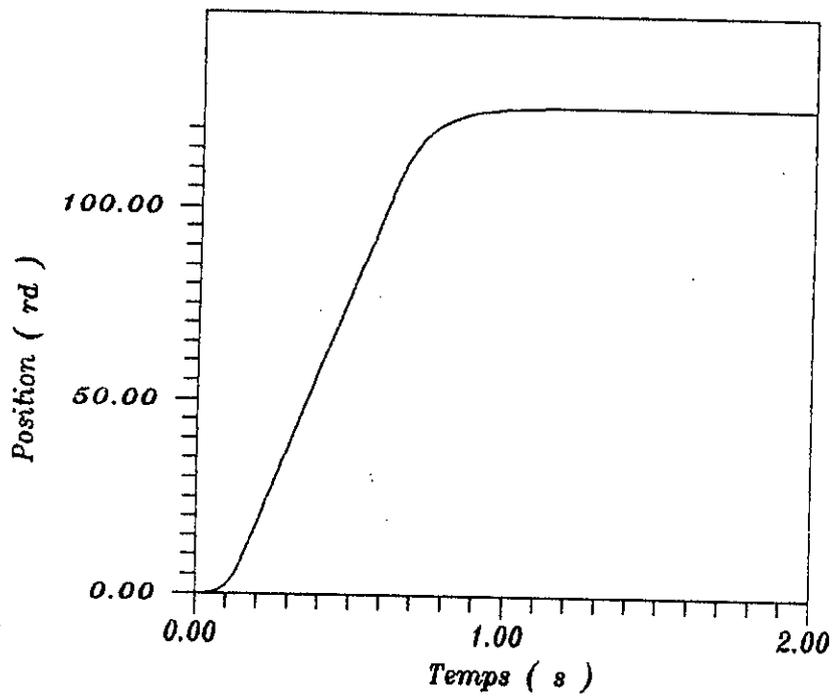
(fig.III.8) flux et courants pour une consigne de vitesse en creneaux (-100 et 100 rd/s)



(fig.III.9) position, vitesse, couple et courant
pour une inversion de vitesse (-100 et 100 rd/s)
position



(fig.III.10) flux et courants
pour une variation de la consigne
de position de (+100 a -100 rd)



Reponse de vitesse et de position pour
une variation du couple de (10 N.m)

III.2. STRUCTURE DE COMMANDE AVEC MODELISATION DU CONVERTISSEUR INDIRECT DE FREQUENCE:

Le développement rapide que connaît l'électronique de puissance, dû essentiellement à la fabrication de nouveaux composants électroniques, tels que les thyristors asymétriques les G.T.O, les transistors de puissance (MOSFET et IGBT...) ayant des caractéristiques intéressantes (fréquence de commutation élevée), ont permis la conception de convertisseurs statiques destinés à alimenter les machines à courant alternatif, remplaçant ainsi la commutation mécanique (qui se fait naturellement dans la M.C.C) par une commutation électronique. Un convertisseur indirect de fréquence est constitué d'un pont de Grätz délivrant une tension V_a et un courant redressé I_a , celui-ci est lissé par une self (R_L, L_L), en augmentant la valeur de l'inductance L_L , les ondulations du courant diminuent, cependant il existe des limites au delà desquelles il devient impossible d'avoir une inductance plus importante pour des raisons de construction et de dimensionnement. Ce courant I_a est contrôlé par un régulateur P.I avant d'alimenter un onduleur placé en série avec la self de lissage; à fréquence variable, l'onduleur délivre un système de courants rectangulaires, triphasé équilibré alimentant les phases statoriques de la machine asynchrone la (fig III.12) décrit le modèle ainsi choisi. On constate que deux variables de commande sont à déterminer:

- l'amplitude du courant I_a .
- la séquence d'allumage des thyristors de l'onduleur.

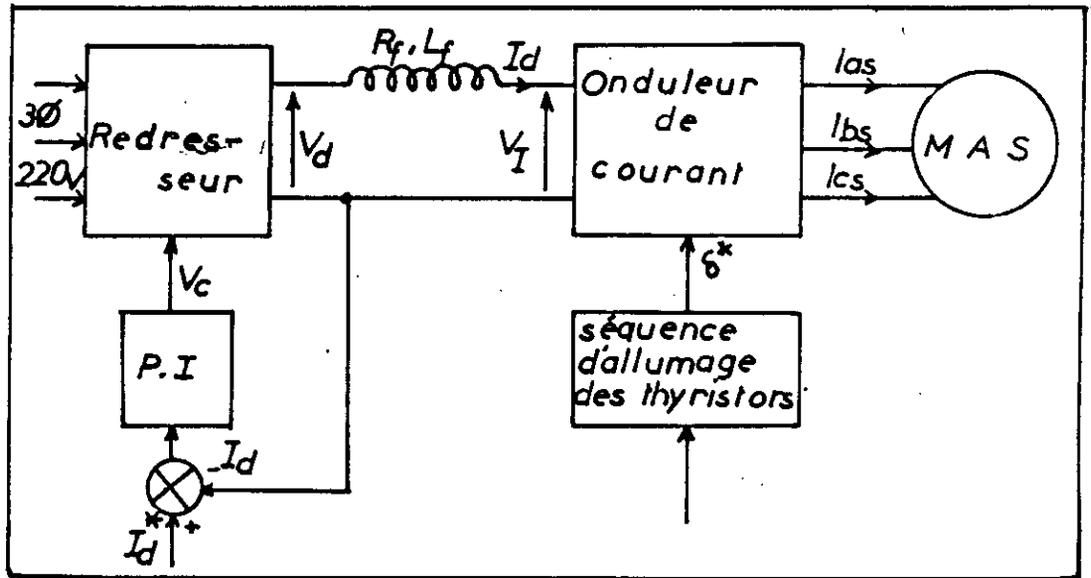


fig III.12 M.A.S alimentée en courant par un convertisseur indirect de fréquence

II.2.1. MODELE MATHEMATIQUE DE LA M.A.S.:[Ref.5]

Pour représenter la machine asynchrone par ses grandeurs instantanées on choisit de travailler dans un référentiel fixe, lié au stator ($\omega = 0$). Ce choix facilite la conversion triphasée-biphasée comme il sera expliqué plus loin dans la modélisation de l'onduleur.

Les équations (I.13) et (I.14) deviennent:

$$V_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{d}{dt} \psi_{ds}^s$$

$$V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s + \frac{d}{dt} \Psi_{qs}^s$$

En remplaçant Ψ_{ds}^s et Ψ_{qs}^s par leurs expressions on obtient :

$$V_{ds}^s - R_s i_{ds}^s + PL_s i_{ds}^s + PL_{sr} i_{dr}^s \quad (\text{III.11})$$

$$V_{qs}^s - R_s i_{qs}^s + PL_s i_{qs}^s + PL_{sr} i_{qr}^s \quad (\text{III.12})$$

Les équations (I.15) et (I.16) deviennent :

$$R_r i_{dr}^s + P(L_r i_{dr}^s - L_{sr} i_{ds}^s) + \omega_r (L_r i_{qr}^s + L_{sr} i_{qs}^s) - 0 \quad (\text{III.13})$$

$$R_r i_{qr}^s + P(L_r i_{qr}^s - L_{sr} i_{qs}^s) - \omega_r (L_r i_{dr}^s + L_{sr} i_{ds}^s) - 0 \quad (\text{III.14})$$

On définit les pseudo-courants pour simplifier les équations et faciliter les calculs comme suit :

$$i_D = \frac{\Psi_{dr}^s}{L_r} - i_{dr}^s + \frac{L_{sr}}{L_r} i_{ds}^s$$

$$i_Q = \frac{\Psi_{qr}^s}{L_r} - i_{qr}^s + \frac{L_{sr}}{L_r} i_{qs}^s$$

Les équations (III.13) et (III.14) nous donnent alors :

$$P i_D = -\omega_r i_Q - \frac{R_r}{L_r} i_D + \frac{R_r L_{sr}}{L_r^2} i_{ds}^s \quad (\text{III.15})$$

$$P i_Q = \omega_r i_D - \frac{R_r}{L_r} i_Q + \frac{R_r L_{sr}}{L_r^2} i_{qs}^s \quad (\text{III.16})$$

L'équation mécanique s'exprime en fonction des pseudo-courants:

$$P\Omega_r - \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2} p L_{sr} (i_{qs}^s i_D - i_{ds}^s I_D) - f\Omega_r - \Gamma_I \right) \quad (\text{III.17})$$

Les équations (III.11) et (III.12) en fonction des pseudo-courants deviennent comme suit:

$$V_{ds}^s = \left(R_s + \frac{R_r L_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{ds}^s + p L_s \sigma i_{ds}^s - \omega_r L_{sr} i_D - \frac{R_r L_{sr}}{L_r} i_D \quad (\text{III.18})$$

$$V_{qs}^s = \left(R_s + \frac{R_r L_{sr}^2}{L_r^2} \right) i_{qs}^s + p L_s \sigma i_{qs}^s + L_{sr} \omega_r i_D - \frac{L_{sr} R_r}{L_r} i_D \quad (\text{III.19})$$

En approximant les courants statoriques par des échelons (comme il sera expliqué plus loin) les termes $P i_{ds}^s$ et $P i_{qs}^s$ génèrent des impulsions de Dirac, lors de la commutation. Ces impulsions sont responsables des pics de tension surgissants durant la commutation.

III.2.2. MODELISATION DE L'ONDULEUR:

L'onduleur à commutation forcée est représenté par la (fig III.13), c'est un montage en pont triphasé ; en série avec chaque thyristor se trouve une diode. Dans chaque moitié du pont se trouvent trois condensateurs d'extinction C qui empêchent la discontinuité du courant dans la machine.

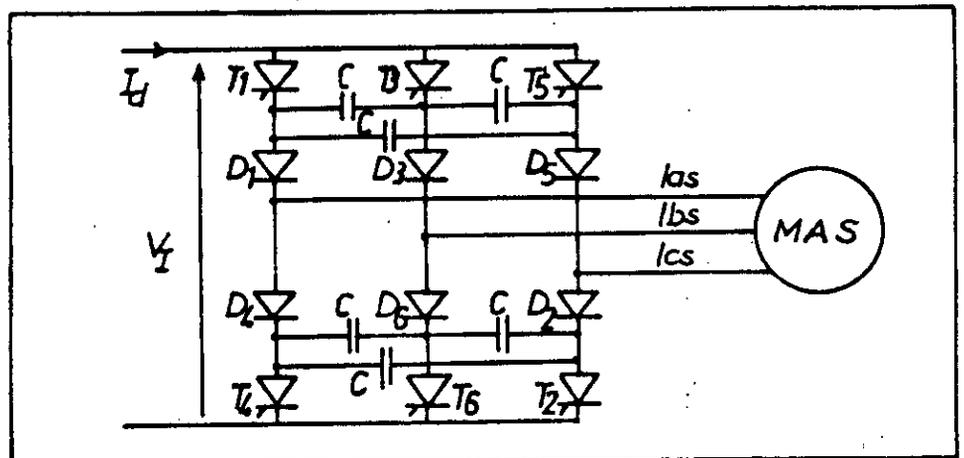


fig III.13 Représentation de l'onduleur et de la M.A.S

Dans un premier temps, on suppose que la commutation est parfaite, donc les courants ont une forme en échelon. L'allumage des thyristors se fait séquentiellement selon la valeur de l'angle δ , ce dernier est déterminé comme expliqué ci-dessous. Le référentiel lié au champ tournant, tourne à la vitesse de synchronisme d'après l'équation (I.19):

$$\omega_e = \omega_{sl} + \omega_r$$

En passant d'un référentiel lié au champ tournant à un référentiel lié au stator, les courants s'expriment comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & -\sin(\theta_e) \\ \sin(\theta_e) & \cos(\theta_e) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} \quad (\text{III.20})$$

La transformation biphasée-triphasée appliquée aux courants et aux tensions, dans un référentiel fixe, tel qu'initialement l'axe d^e coïncide avec l'axe de la phase a^e nous donne les équations suivantes:

$$i_{as} = i_{ds}^s \quad (\text{III.21})$$

$$i_{bs} = \frac{1}{2} (\sqrt{3} i_{qs}^s - i_{ds}^s) \quad (\text{III.22})$$

$$i_{cs} = -\frac{1}{2} (i_{ds}^s + \sqrt{3} i_{qs}^s) \quad (\text{III.23})$$

$$V_{as} = V_{ds}^s \quad (\text{III.24})$$

$$V_{bs} = \frac{1}{2} (\sqrt{3} V_{qs}^s - V_{ds}^s) \quad (\text{III.25})$$

$$V_{cs} = -\frac{1}{2} (V_{ds}^s + \sqrt{3} V_{qs}^s) \quad (\text{III.26})$$

La transformation triphasée-biphasée appliquée aux courants donne:

$$i_{ds}^* = i_{as} \quad (\text{III.27})$$

$$i_{qs}^* = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{bs} - i_{cs}) \quad (\text{III.28})$$

Les courants i_{as} , i_{bs} et i_{cs} fournis par l'onduleur sont représentés par la (fig III.14), ils forment un système triphasé équilibré, chaque courant a une amplitude I_a et une période de 2π . A chaque instant deux phases seulement peuvent conduire en même temps, chaque thyristor reste allumé pendant 120° par demi période, ce qui donne six modes de fonctionnement.

Les séries de Fourier des courants i_{as}^e et i_{qs}^e sont données par les équations suivantes:

$$i_{ds}^*(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_d}{n\pi} \left(\sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) + \sin\left(\frac{2n\pi}{3}\right) \right) \cos(n\omega_e t) \quad (\text{III.29})$$

$$i_{qs}^*(t) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{4I_d}{\sqrt{3}\pi(2n+1)} \left(1 + \cos\left((2n+1)\frac{\pi}{3}\right) \right) \sin((2n+1)\omega_e t) \quad (\text{III.30})$$

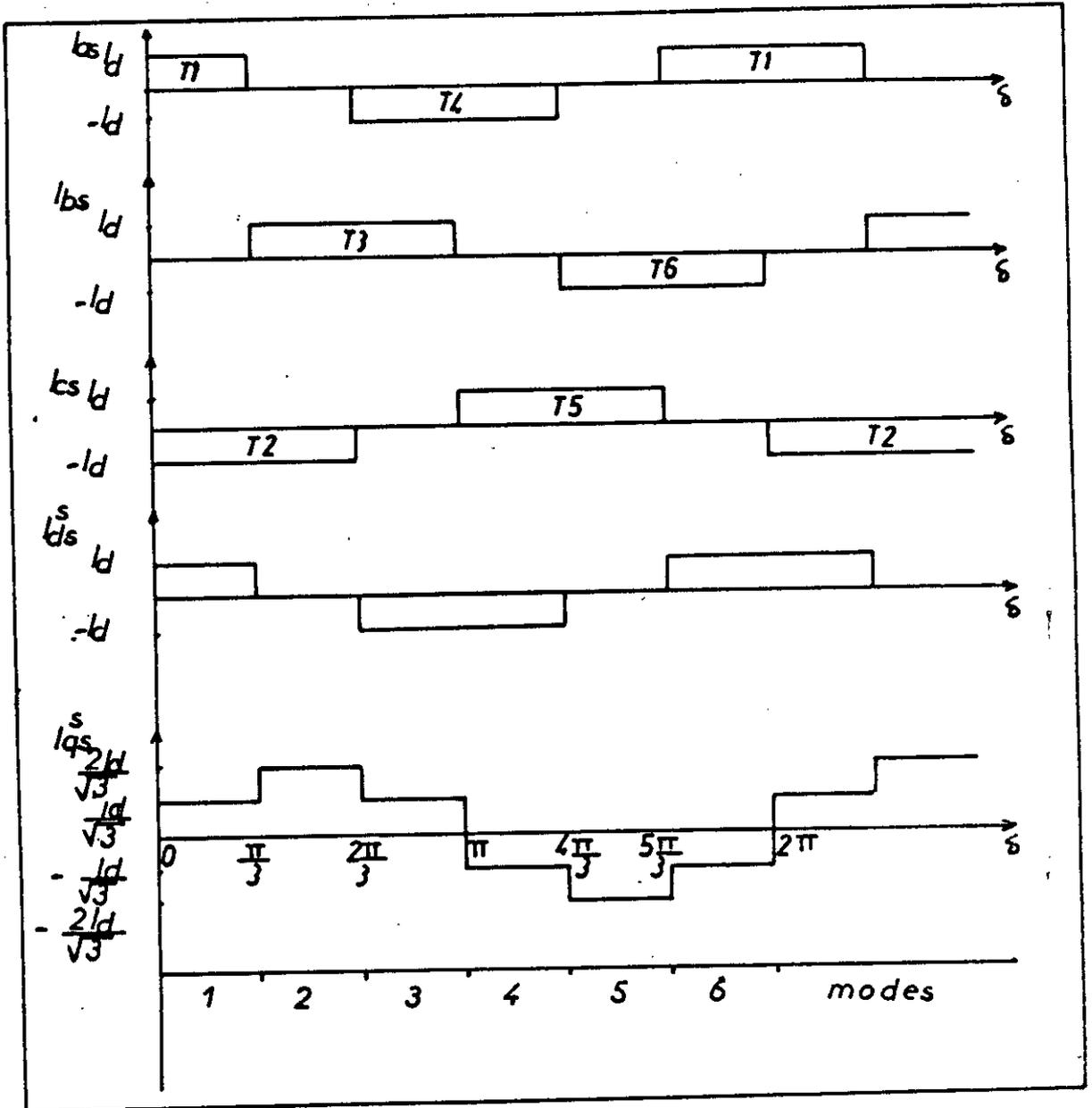


fig III.14 Les courants des phases statoriques (approximation en échelon).

En approximant i_{as} et i_{qs} par leur signal fondamental, on obtient:

$$i_{ds}^* = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \cos(\delta)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin(\delta)$$

avec : $\delta = \omega_e t + \theta_T$

θ_T : le déphasage des courants statoriques.

D'après la transformation (III.20) on détermine les grandeurs de commande continues ids^* et iqs^* :

$$id_s^* = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} id \cos(\theta_T)$$

$$iq_s^* = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} id \sin(\theta_T)$$

θ_T^* et δ^* sont donnés par les deux équations suivantes :

$$\theta_T^* = \arctan \frac{(iq_s^{**})}{(id_s^{**})}$$

$$\delta^* = \theta_e + \theta_T^* \tag{III.31}$$

Ainsi, l'amplitude des courants statoriques est déterminé à partir des courants de commande ids^{**} et iqs^{**} :

$$Id^* = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} \sqrt{(id_s^{**})^2 + (iq_s^{**})^2}$$

La séquence d'allumage des thyristors est imposée par l'angle de commande δ^* .

Les modes de fonctionnement de l'onduleur sont résumés dans le tableau (III.1), la tension d'entrée de l'onduleur V_i est déterminée par les tensions des trois phases statoriques.

Modes	$i_{a\alpha^s}$	$i_{\alpha\alpha^s}$	thyristor -conduct	VI
1: $0 \leq \delta < \pi/3$	I_a	$I_a(2u(t)-1)/\sqrt{3}$	T_1, T_2	$V_{a\alpha} - V_{c\alpha}$
2: $\pi/3 \leq \delta < 2\pi/3$	$I_a(1-u(t))$	$I_a(u(t)+1)/\sqrt{3}$	T_2, T_3	$V_{b\alpha} - V_{c\alpha}$
3: $2\pi/3 \leq \delta < \pi$	$-I_a u(t)$	$I_a(2-u(t))/\sqrt{3}$	T_3, T_4	$V_{b\alpha} - V_{a\alpha}$
4: $\pi \leq \delta < 4\pi/3$	$-I_a$	$I_a(1-2u(t))/\sqrt{3}$	T_4, T_5	$V_{c\alpha} - V_{a\alpha}$
5: $4\pi/3 \leq \delta < 5\pi/3$	$I_a(u(t)-1)$	$-I_a(u(t)+1)/\sqrt{3}$	T_5, T_6	$V_{c\alpha} - V_{b\alpha}$
6: $5\pi/3 \leq \delta < 2\pi$	$I_a u(t)$	$I_a(u(t)-2)/\sqrt{3}$	T_6, T_1	$V_{a\alpha} - V_{b\alpha}$

Tableau III.1 Les six modes de fonctionnement de l'onduleur.

Dans cette partie, on suppose que la commutation n'est plus parfaite, mais on considère un temps de commutation constant; dans ce cas, on approxime le courant durant la commutation par une rampe.

La durée d'une commutation est $\Delta\alpha = \omega_s t_c$ avec $\omega_s = 2\pi f_s$.

Les courants $i_{a\alpha}$, $i_{b\alpha}$ et $i_{c\alpha}$ fournis par l'onduleur sont représentés par la (fig III.15). Ils forment un système triphasé équilibré, chaque courant a une amplitude I_a et une période de 2π ;

hors commutation deux phases seulement peuvent conduire en même temps, pendant la commutation il y'a trois phases qui conduisent, deux phases sont court-circuitées, les thyristors qui leur

correspondent sont entrain de commuter, la troisième phase continue de conduire normalement. On retient donc douze modes de fonctionnement. L'angle δ est donné par l'équation (III.31).

Les modes de fonctionnement de l'onduleur sont résumés dans les tableaux (III.2 a et b).

Modes	i_{de^s}	i_{qe^s}
1: $0 \leq \delta < \pi/3 - \Delta_\alpha$	I_d	$I_d/\sqrt{3}$
2: $\pi/3 - \Delta_\alpha \leq \delta < \pi/3$	$I_d(\pi/3 - \delta)/\Delta_\alpha$	$I_d((\delta - \pi/3 + \Delta_\alpha)/\Delta_\alpha + 1)/\sqrt{3}$
3: $\pi/3 \leq \delta < 2\pi/3 - \Delta_\alpha$	0	$2I_d/\sqrt{3}$
4: $2\pi/3 - \Delta_\alpha \leq \delta < 2\pi/3$	$I_d(-\delta + 2\pi/3 - \Delta_\alpha)/\Delta_\alpha$	$I_d(1 - (\delta - 2\pi/3)/\Delta_\alpha)/\sqrt{3}$
5: $2\pi/3 \leq \delta < \pi - \Delta_\alpha$	$-I_d$	$I_d/\sqrt{3}$
6: $\pi - \Delta_\alpha \leq \delta < \pi$	$-I_d$	$2I_d(\pi - \delta - \Delta_\alpha/2)/\sqrt{3}\Delta_\alpha$
7: $\pi \leq \delta < 4\pi/3 - \Delta_\alpha$	$-I_d$	$-I_d/\sqrt{3}$
8: $4\pi/3 - \Delta_\alpha \leq \delta < 4\pi/3$	$I_d(\delta - 4\pi/3)/\Delta_\alpha$	$I_d((4\pi/3 - \Delta_\alpha - \delta)/\Delta_\alpha - 1)/\sqrt{3}$
9: $4\pi/3 \leq \delta < 5\pi/3 - \Delta_\alpha$	0	$-2I_d/\sqrt{3}$
10: $5\pi/3 - \Delta_\alpha \leq \delta < 5\pi/3$	$I_d(\delta - 5\pi/3 + \Delta_\alpha)/\Delta_\alpha$	$-I_d(1 + (5\pi/3 - \delta)/\Delta_\alpha)/\sqrt{3}$
11: $5\pi/3 \leq \delta < 2\pi - \Delta_\alpha$	I_d	$-I_d/\sqrt{3}$
12: $2\pi - \Delta_\alpha \leq \delta < 2\pi$	I_d	$2I_d(\delta - 2\pi + \Delta_\alpha/2)/\sqrt{3}\Delta_\alpha$

Tableau III.2.a Les douze modes de fonctionnement de l'onduleur

Modes	Thyristors conducteurs	V_I
1	T_1, T_2	$V_{AE} - V_{CE}$
2	$(T_1, T_3), T_2$	$V_{BE} - V_{CE}$
3	T_2, T_3	$V_{BE} - V_{CE}$
4	$(T_2, T_4), T_3$	$V_{BE} - V_{AE}$
5	T_3, T_4	$V_{BE} - V_{AE}$
6	$(T_3, T_5), T_4$	$V_{CE} - V_{AE}$
7	T_4, T_5	$V_{CE} - V_{AE}$
8	$(T_4, T_6), T_5$	$V_{CE} - V_{BE}$
9	T_5, T_6	$V_{CE} - V_{BE}$
10	$(T_5, T_1), T_6$	$V_{AE} - V_{BE}$
11	T_6, T_1	$V_{AE} - V_{BE}$
12	$(T_6, T_2), T_1$	$V_{AE} - V_{CE}$

Tableau III.2.b Les thyristors conducteurs et la tension d'entrée de l'onduleur

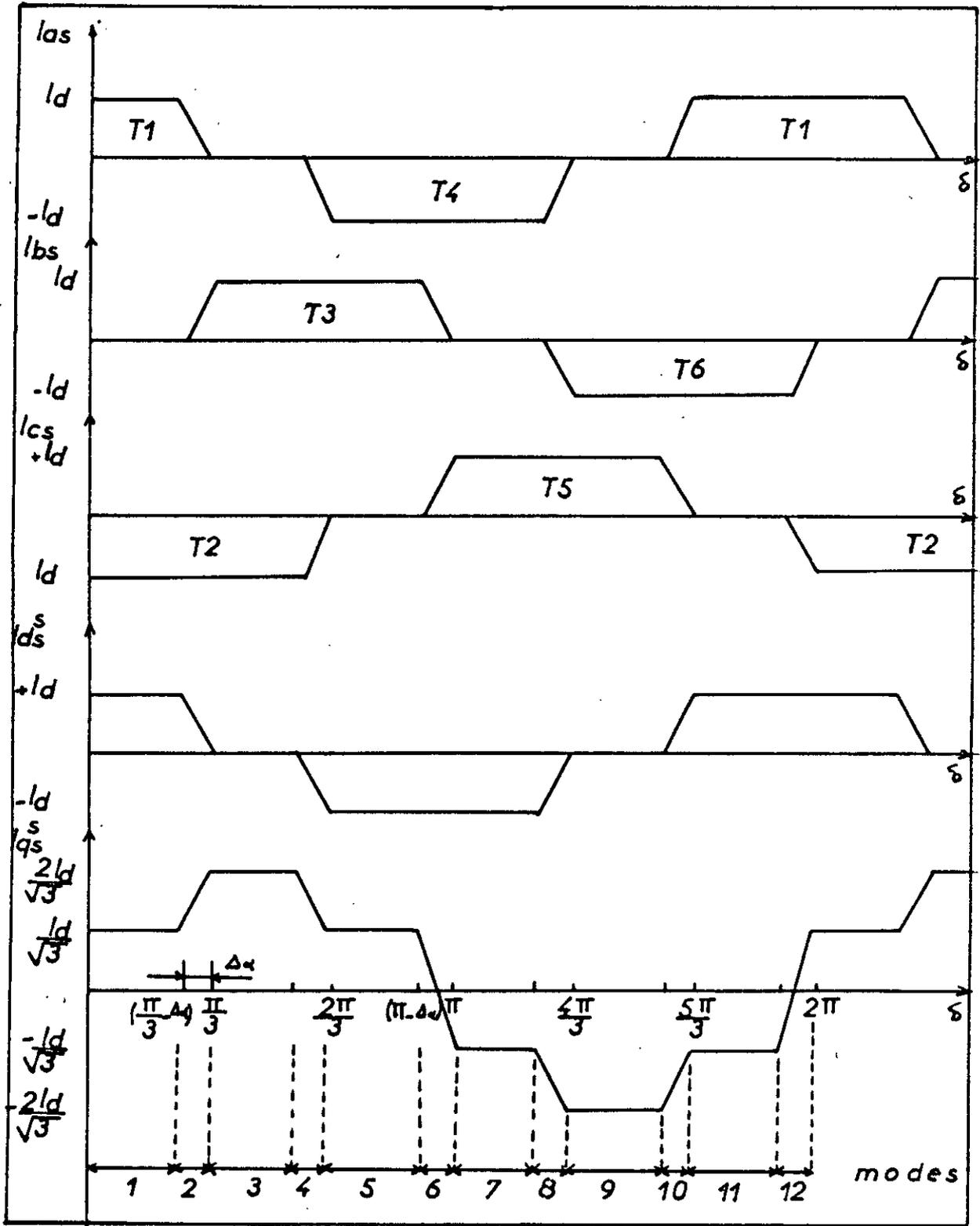


fig III.15 Les courants des phases statoriques (approximation en rampe).

III.2.3. MODELISATION DU REDRESSEUR:

Le pont redresseur utilisé est un pont de Gräetz comme le montre la (fig III.16.a).

La commande arccosinus est très utilisée pour contrôler l'angle d'allumage du redresseur, la fonction de transfert entre la tension de commande V_c et la tension de sortie V_d est linéaire, mais présente un faible retard T_d comme le montre la (fig III.16.b)

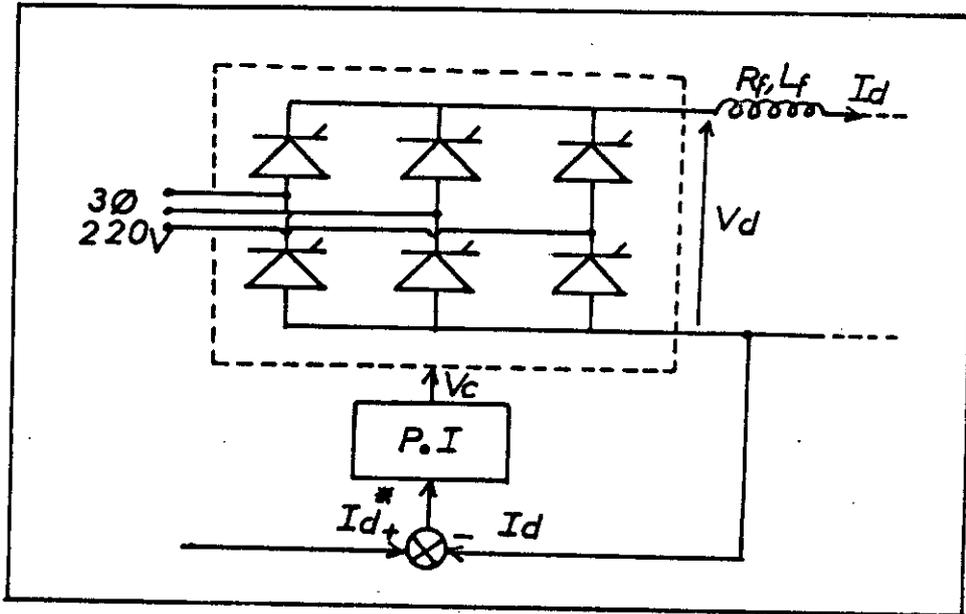


fig III.16.a Représentation du pont redresseur

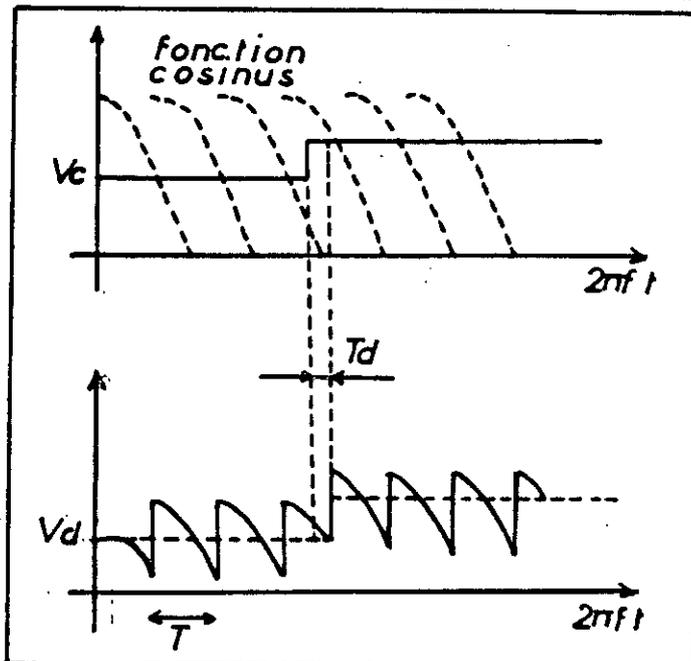


fig III.16.b Commande en arccosinus du pont redresseur

La fonction de transfert peut être exprimée simplement par un gain K et un retard τ .

$$\frac{V_d(P)}{V_c(P)} = Ke^{-\tau P}$$

ou encore:

$$\frac{V_d(P)}{V_c(P)} = \frac{K}{1+\tau P}$$

(III.32)

où $\tau=1/2f$ et f :fréquence du réseau.

La tension de commande $V_c(P)$ est donnée par le régulateur de courant et la tension de sortie $V_d(P)$ en fonction des courants s'exprime alors:

$$V_d(P) = \frac{K_{cl}K(1+K_{c2}P)}{\tau P(\frac{1}{\tau}+P)}(I_d^*(P) - I_d(P))$$

On détermine sa transformée en Z^{-1} qui donne l'équation aux différences suivante:

$$V_d(k) - V_d(k-1)(1+e^{-\frac{T_s}{\tau}}) - V_d(k-2)e^{-\frac{T_s}{\tau}} + \frac{KK_{cl}K_{c2}}{\tau}(I_d^*(k) - I_d(k)) - \frac{KK_{cl}}{\tau}(\tau(e^{-\frac{T_s}{\tau}} - 1) + K_{c2})(I_d^*(k-1) - I_d(k-1))$$

(III.33)

L'inductance placée à la sortie du redresseur permet de lisser le courant redressé I_d selon l'équation:

$$L_F \frac{d}{dt} I_d + R_F I_d + V_l - V_d$$

et sa transformée de Laplace:

$$P I_d = \frac{1}{L_F} (V_d - V_l - R_F I_d) \tag{III.34}$$

La tension V_i est déterminée avant que le courant I_a ne soit calculé. Les équations (III.15), (III.16), (III.17) et (III.34) sont intégrées par la méthode de Runge Kutta d'ordre quatre.

III.2.4. CALCUL DES GRANDEURS DE COMMANDE EN APPLIQUANT LE PRINCIPE DU FLUX ORIENTE:

Dans un repère lié au champ tournant, toutes les grandeurs de la machine sont données en valeurs continues permettant de réaliser la commande.

Les équations des tensions statoriques et rotoriques deviennent alors:

$$V'_d = R_j i'_d + \frac{d}{dt} \Psi'_d - \omega_e \Psi'_q \quad (III.35)$$

$$V'_q = R_j i'_q + \frac{d}{dt} \Psi'_q + \omega_e \Psi'_d \quad (III.36)$$

$$V'_d = R_r i'_d + \frac{d}{dt} \Psi'_d - \omega_s \Psi'_q = 0 \quad (III.37)$$

$$V'_q = R_r i'_q + \frac{d}{dt} \Psi'_q + \omega_s \Psi'_d = 0 \quad (III.38)$$

Les équations des flux statoriques deviennent:

$$\Psi'_d = L_j i'_d + L_{jr} i'_d \quad (III.39)$$

$$\Psi'_q = L_j i'_q + L_{jr} i'_q \quad (III.40)$$

Les équations des flux rotoriques deviennent:

$$\Psi'_d = L_r i'_d + L_{jr} i'_d \quad (III.41)$$

$$\psi_{\sigma}^* = L_j i_{\sigma}^* + L_{\sigma} j_{\sigma}^* \quad (\text{III.42})$$

Comme $\psi_{\sigma r}^{e*} = 0$ et $\psi_{\sigma r}^{e*} = \psi_r$ ce-ci nous donne:

$$\omega_{\sigma}^* = \frac{L_{\sigma} i_{\sigma}^{e*}}{T_r \psi_r^*}$$

d'après l'équation (II.4) on a:

$$\frac{d}{dt} \psi_r + \frac{1}{T_r} \psi_r = \frac{L_{\sigma} i_{\sigma}^{e*}}{T_r}$$

En général pour déterminer i_{σ}^{e*} à partir de cette équation on introduit un retard T_0 très faible par rapport à T_r .

$$i_{\sigma}^* = \frac{1}{L_{\sigma}} \frac{1 + T_r P}{1 + T_0 P} \psi_r \quad (\text{III.43})$$

Après découplage l'équation (I.17) nous donne:

$$i_{\phi}^{e*} = \frac{2L_r \Gamma_e^*}{3pL_{\sigma} \psi_r} \quad (\text{III.44})$$

Le couple de commande est obtenu à partir d'un régulateur proportionnel intégral qui contrôle la vitesse.

$$\Gamma_e^* = (K_{p1} + \frac{K_i}{P})(\Omega_r^*(P) - \Omega_r(P))$$

La transformée en Z^{-1} de cette équation en prenant comme approximation $P = (1 - Z^{-1})/T_e$, nous donne l'équation aux différences suivante:

$$\begin{aligned} \Gamma_e^*(k) &= \Gamma_e^*(k-1) + (K_{p1} + T_e K_i)(\Omega_r^*(k) - \Omega_r(k)) \\ &\quad - K_{p1}(\Omega_r^*(k-1) - \Omega_r(k-1)) \end{aligned} \quad (\text{III.45})$$

avec T_e : période d'échantillonnage.

Le courant de commande qui donne la tension de commande du redresseur (V_c) est donné par:

$$I_d^* = \sqrt{i_{ds}^{e*2} + i_{qs}^{e*2}} \tag{III.46}$$

d'après l'équation (III.31) on a:

$$\delta^* = \theta_T^* + \theta_e \text{ avec } \theta_e = \int \omega_d + \omega, dt$$

$$\text{et } \theta_T^* = \arctan \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}$$

La fonction flux de référence qui génère le courant i_{ds}^{e*} est définie comme suit:

$$\psi_r = \psi_{rnom} \text{ si } |\Omega_r| \leq \Omega_{rnom} \tag{III.47}$$

$$\psi_r = \frac{\psi_{rnom} \Omega_{rnom}}{|\Omega_r|} \text{ si } |\Omega_r| > \Omega_{rnom}$$

pour des vitesses plus petites que la vitesse nominale la machine travaille à couple constant, dès que la vitesse devient supérieure à la vitesse nominale, le couple diminue de manière à garder la puissance constante, ce-ci est illustré par la (fig III.17).

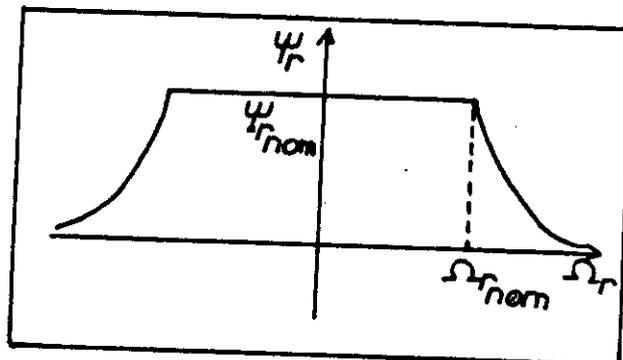


fig III.17 Flux de référence.

III.2.5. COMMANDE DE VITESSE:

La stratégie de commande est illustrée par la (fig III.18). Toutes les grandeurs de commande ont été définies dans le paragraphe (II.2.4).

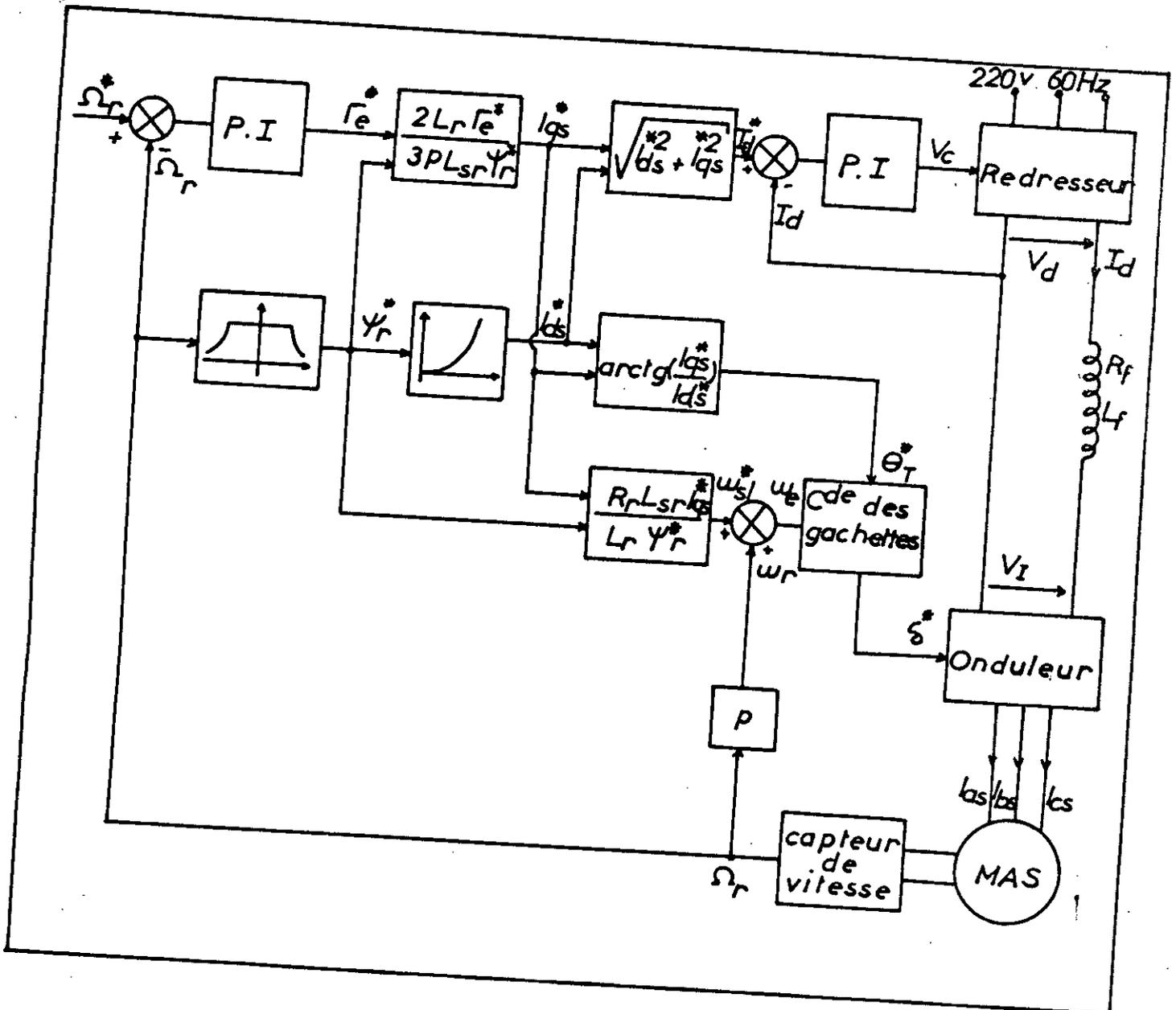


fig III.18 Asservissement de vitesse de la M.A.S avec orientation du flux.

III.2.6. COMMANDE DE POSITION:

La position est commandée par un régulateur proportionnel en cascade avec un régulateur P.I qui contrôle la vitesse, le schéma bloc de la commande est représenté par la (fig III.19), la vitesse de consigne est donnée par:

$$\Omega_r^*(k) = K_{p2}(\theta^*(P) - \theta(P))$$

La transformée en Z^{-1} cette équation, nous donne l'équation aux différences suivante:

$$\Omega_r^*(k) = K_{p2}(\theta^*(k) - \theta(k)) \tag{III.48}$$

où θ :représente la position angulaire du moteur, et obtenue par intégration de la vitesse.

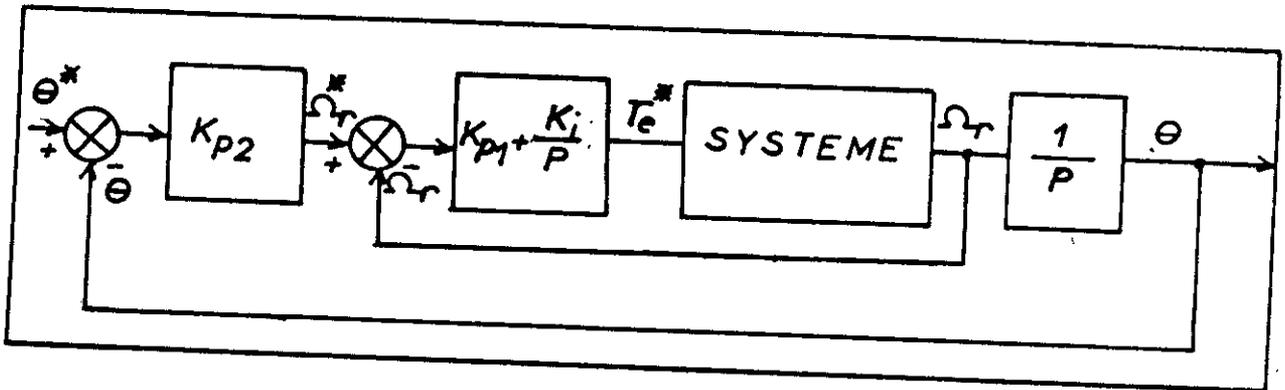


fig III.19 Asservissement de position de la M.A.S

III.2.7. SYNTHÈSE DES RÉGULATEURS:

III.2.7.1. Synthèse du régulateur de courant:

Le courant est contrôlé par un régulateur proportionnel intégral (fig III.20), la constante d'intégration peut être choisie de façon à compenser la constante de temps électrique et l'action proportionnelle est calculée afin d'avoir une réponse suffisamment rapide .

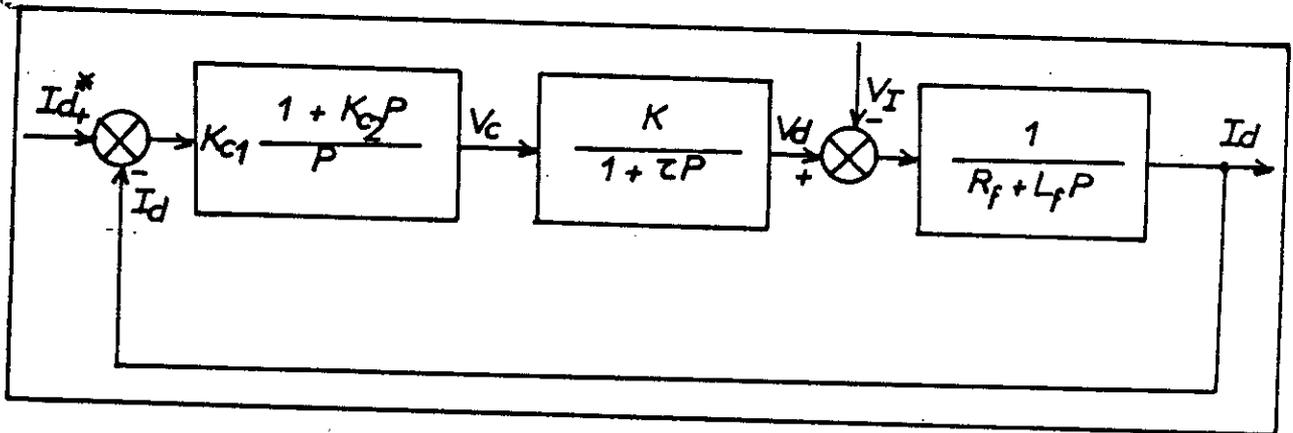


fig III.20 Boucle de régulation de courant

III.2.7.2. Synthèse du régulateur de vitesse:

La structure de commande de la vitesse est complexe, les simplifications sont difficiles à faire, pour cela on utilise des abaques (Voir Annexes) donnant le K_P et K_I du régulateur de vitesse en spécifiant la dynamique désirée (fig III.21), c'est à dire le rapport T_0/T :

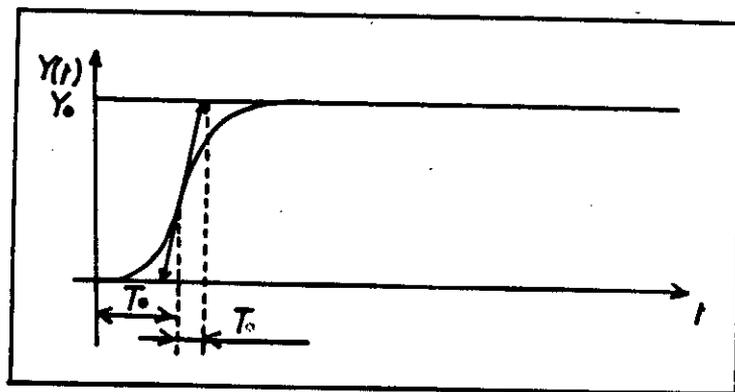


fig III.21 Représentation d'une réponse apériodique.

III.2.7.3. Synthèse du régulateur de position:

La (fig III.19) donne l'expression du couple de commande en fonction de la position angulaire:

$$\Gamma_c^* = (K_{p1} + \frac{K_I}{P})(K_{p2}(\theta^*(P) - \theta(P)) - \Omega_r(P))$$

$$\Gamma_c^* = (K_{p1} + \frac{K_I}{P})(K_{p2}\theta^*(P) - K_{p2}(1 + \frac{P}{K_{p2}})\theta(P)) \quad (III.49)$$

La relation précédente montre que le système comprenant un régulateur proportionnel de position en cascade avec un régulateur P.I de vitesse revient à un régulateur P.I.D où la dérivée n'agit pas sur la consigne de position, on évite ainsi l'apparition d'impulsions dans la commande lorsque la consigne est un échelon.

Le calcul du gain K_{p2} se fait par la méthode de Ziegler et Nichols, qui consiste à faire varier K_{p2} jusqu'à trouver sa valeur critique (K_{per}) rendant la réponse oscillatoire, $K_{p2} = K_{per}$.

III.2.8. INTERPRETATION DES RESULTATS ET CONCLUSION:

-COMMANDE DE VITESSE:

La réponse en vitesse sans application d'une perturbation est satisfaisante, le temps de réponse est d'environ 0.5 seconde, le principe du flux orienté est respecté, le couple présente des ondulations, les courants sont rectangulaires et les tensions sont sinusoïdales (fig III.22) et (fig III.23).

Dans le cas d'une variation de la résistance la vitesse reste inperturbée, mais les grandeurs internes tels que les flux, le courant, la tension et le couple sont affectés (fig III.24) et (fig III.25), alors que dans le cas d'une variation de la charge même la vitesse a varié, le régulateur P.I tend à la ramener à sa valeur de consigne très lentement (fig III.26) et (fig III.27).

-COMMANDE DE POSITION:

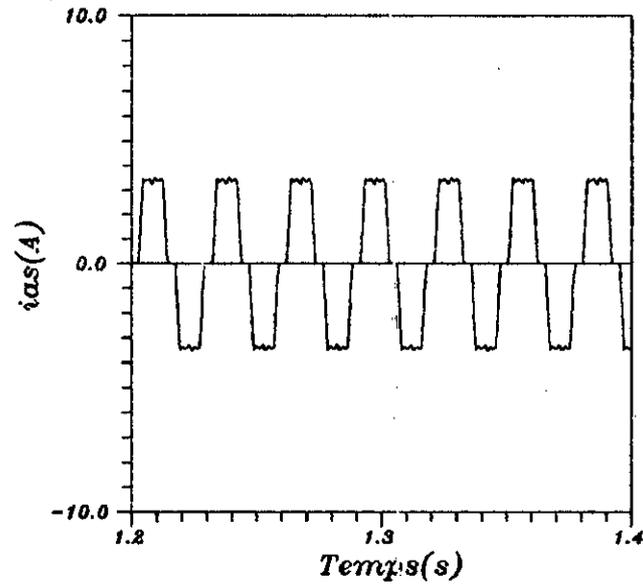
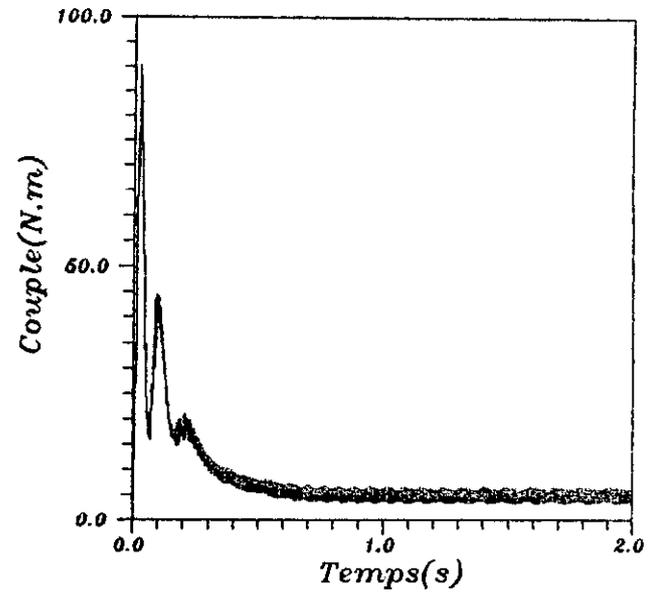
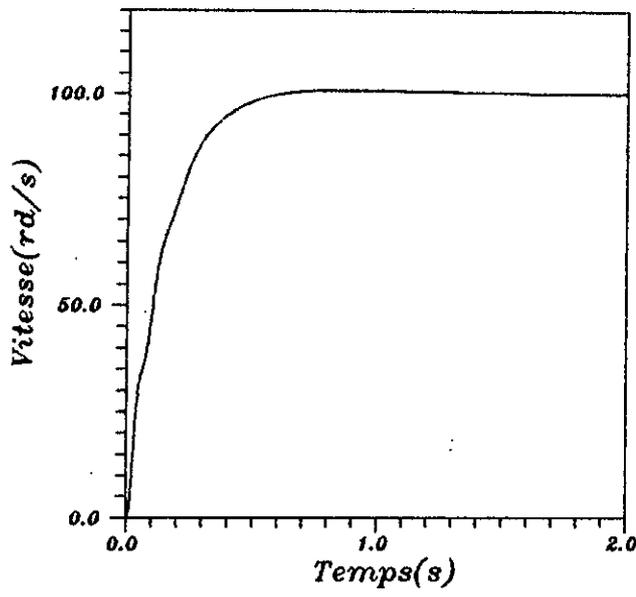
La réponse en position avec application d'une charge dépendant de la vitesse, pour une consigne de (20 rd) est bien amortie avec

un temps de réponse d'environ 1 seconde, (fig III.28) et (fig III.29).

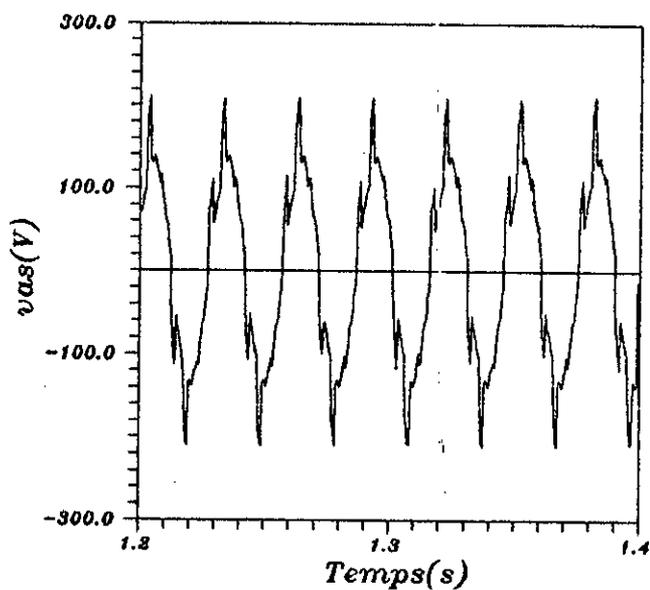
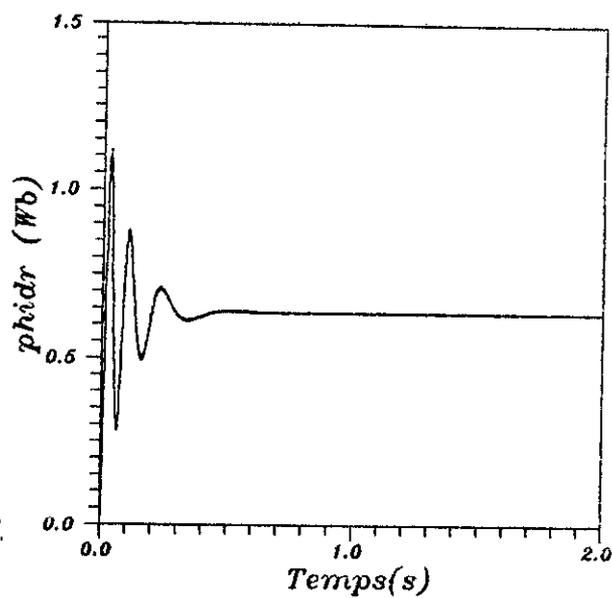
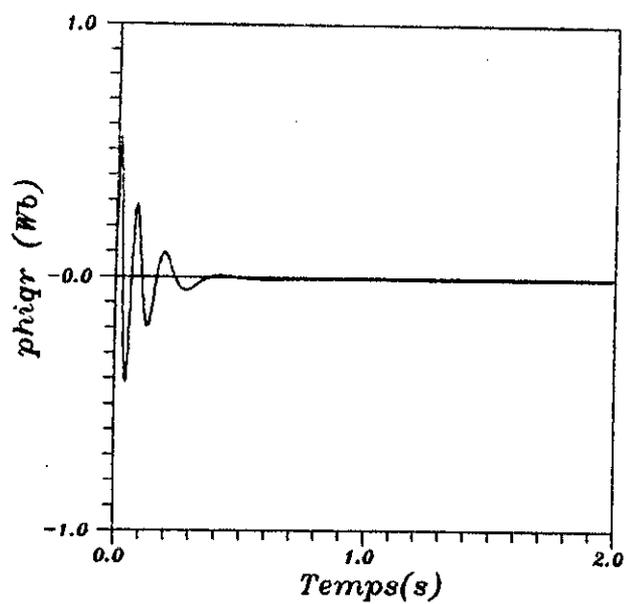
Dans le cas d'une variation de la charge en échelon, la réponse en position est très faiblement perturbée, alors que les grandeurs internes, comme la vitesse, le couple et les flux deviennent oscillatoires. La machine est entraînée de vibrer autour de la valeur de consigne (fig III.30) et (fig III.31).

La commande classique permet d'obtenir des performances satisfaisantes, cependant le rejet des perturbations se fait de manière assez lente.

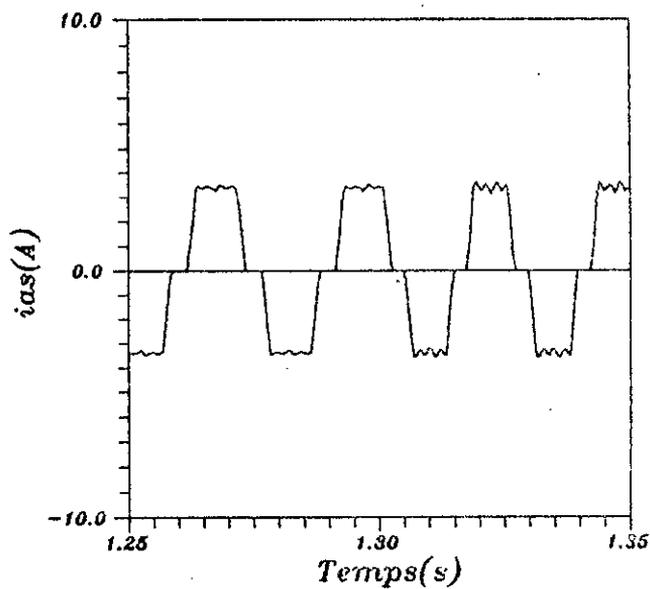
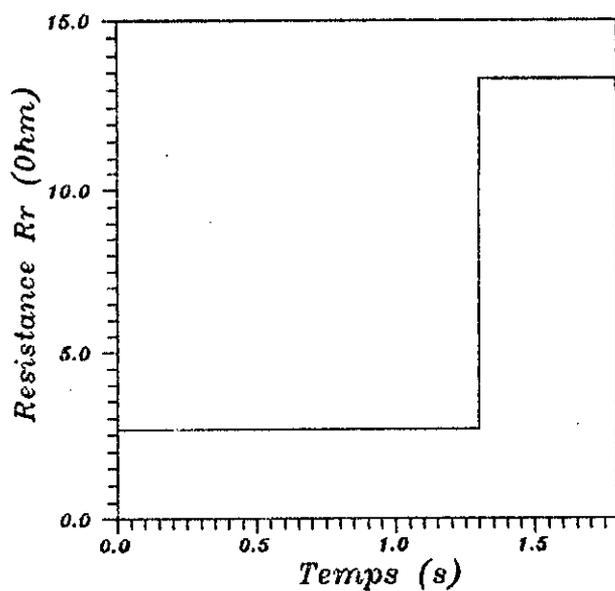
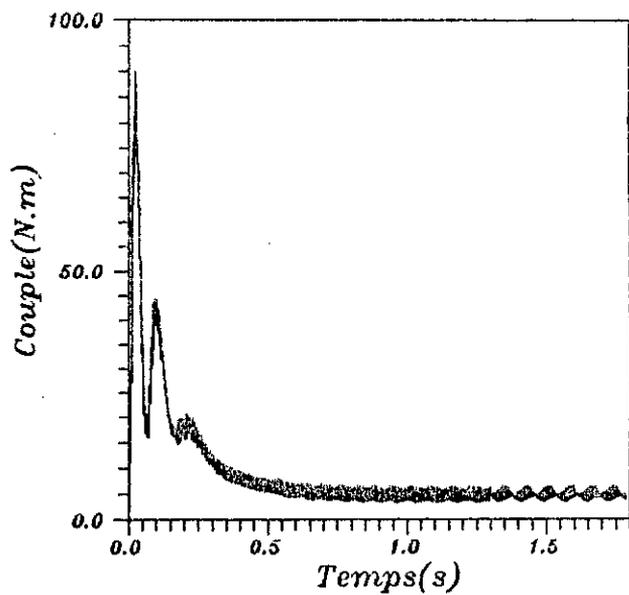
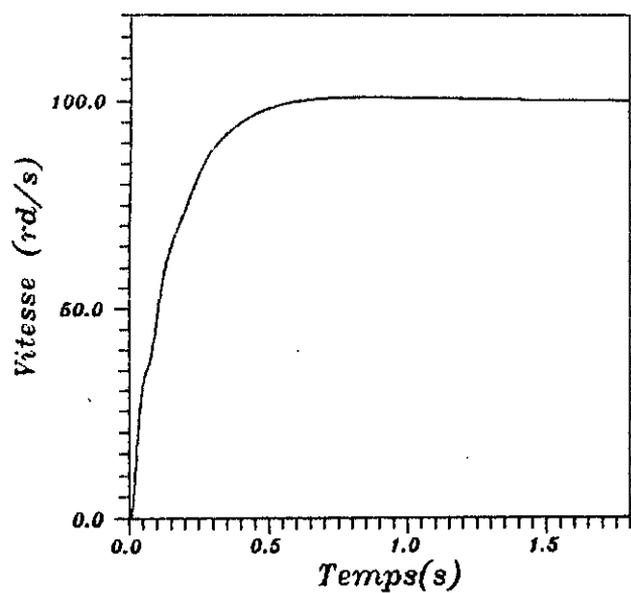
RESULTATS DE SIMULATION



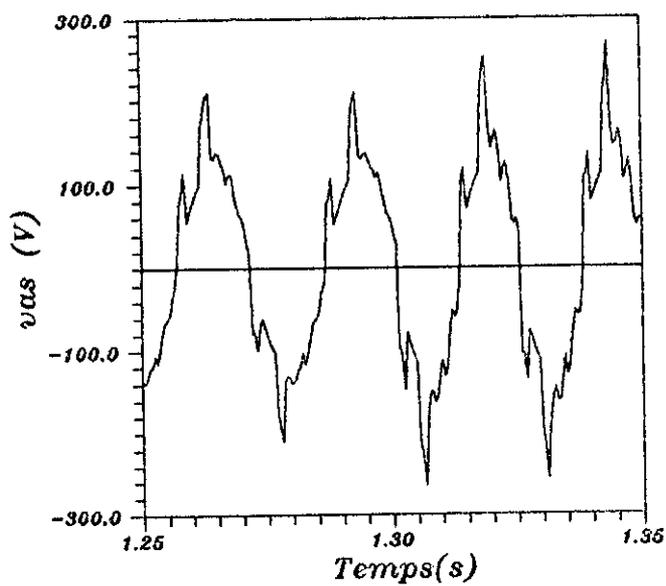
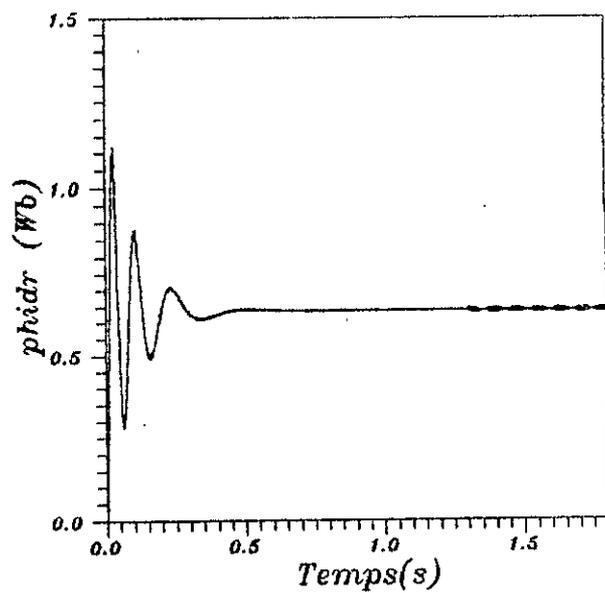
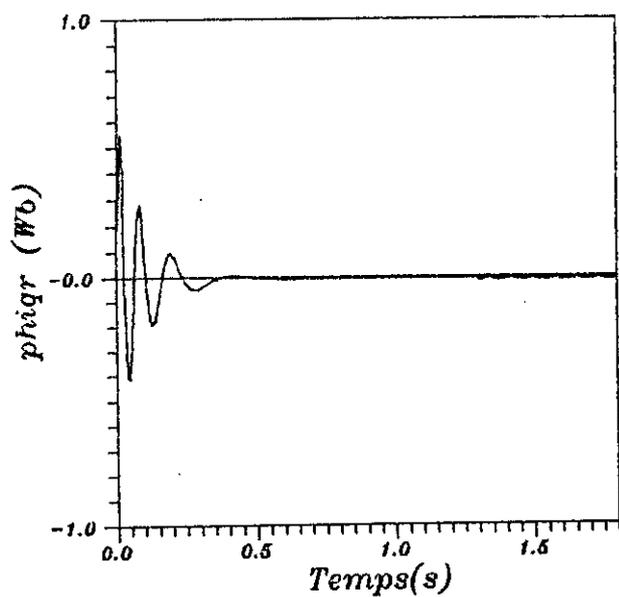
(fig.III.22) Commande classique:
 Vitesse,couple et courant
 pour un echelon de consigne(100 rd/s)



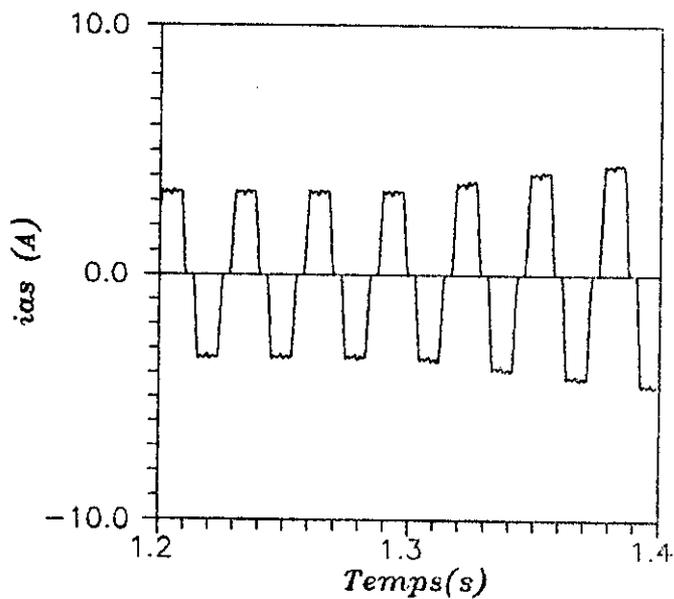
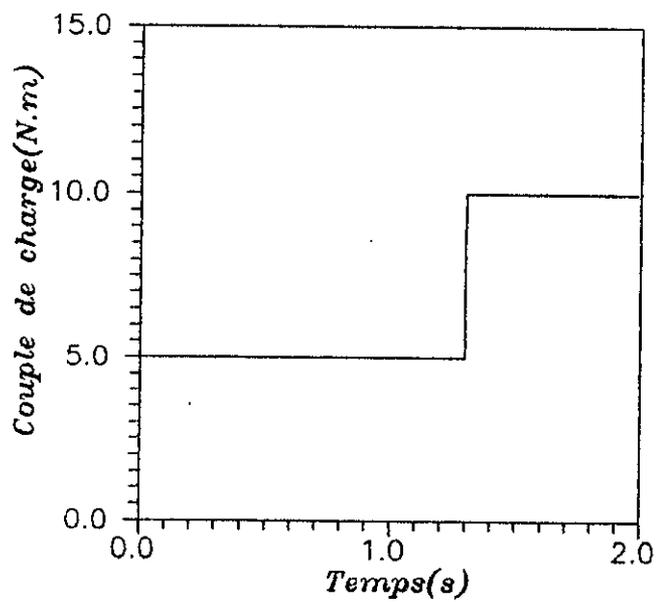
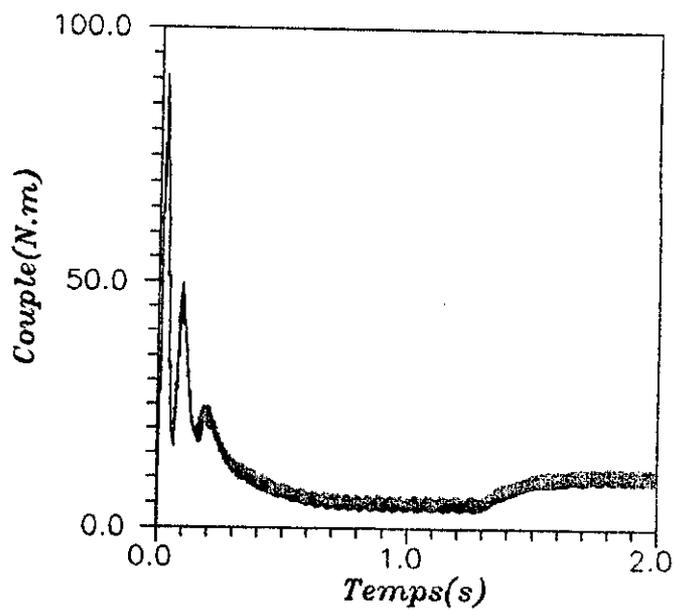
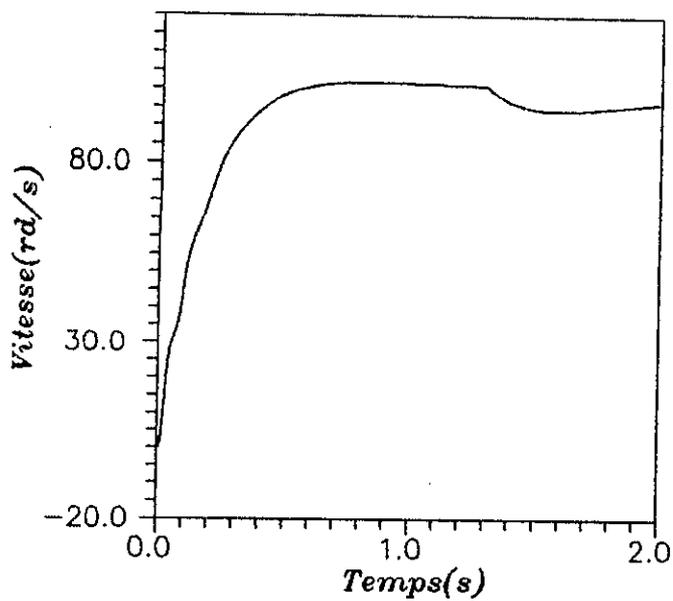
(fig.III.23) Commande classique :
flux et tension
pour un échelon de consigne (100 rd/s)



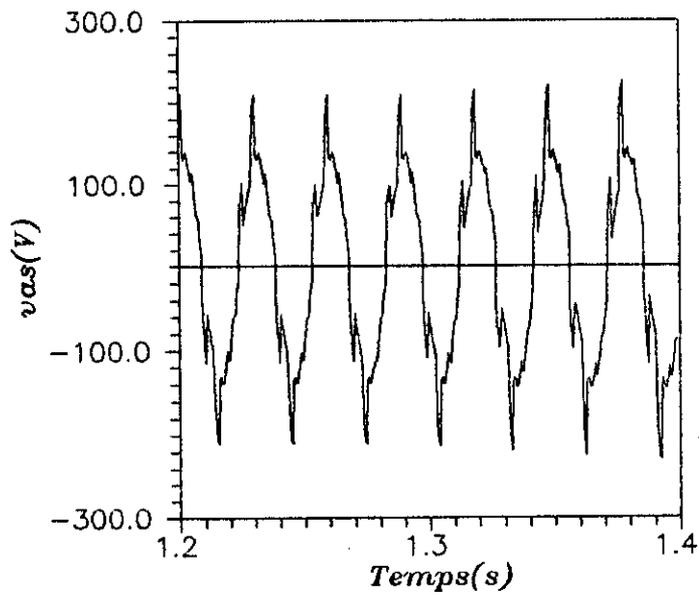
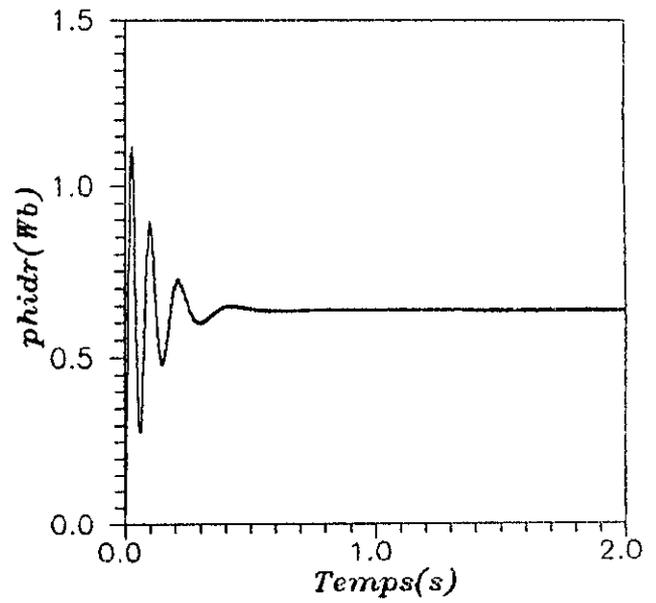
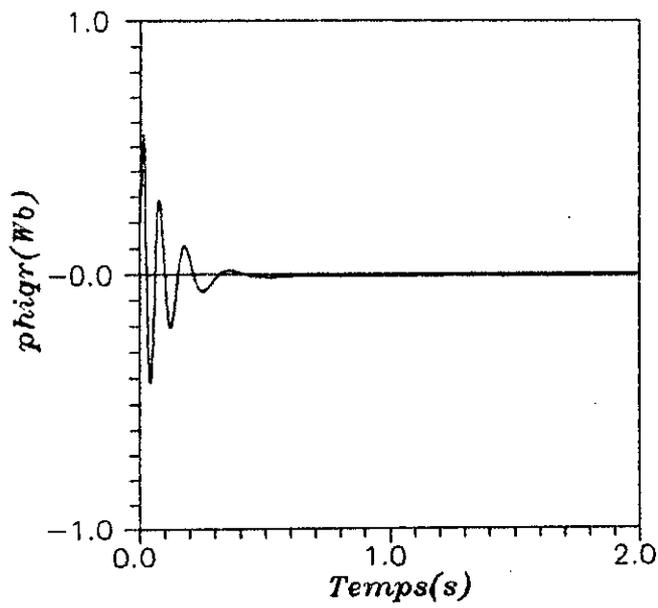
(fig.III.24) Commande classique:
Vitesse,couple,courant et resistance R_r
pour une variation de 500 %



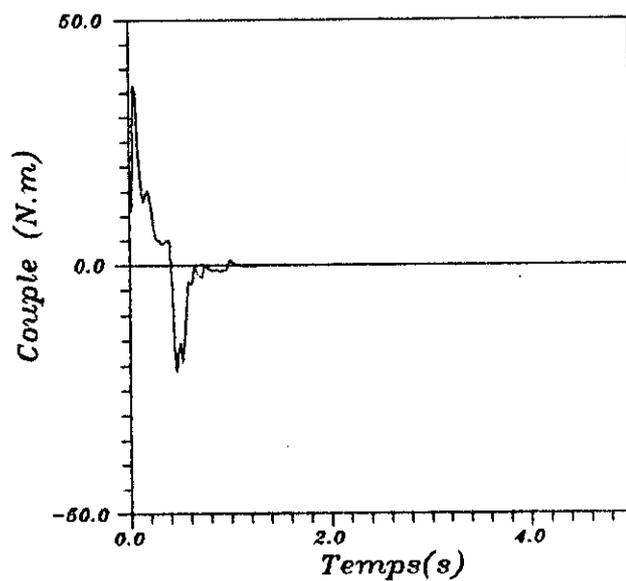
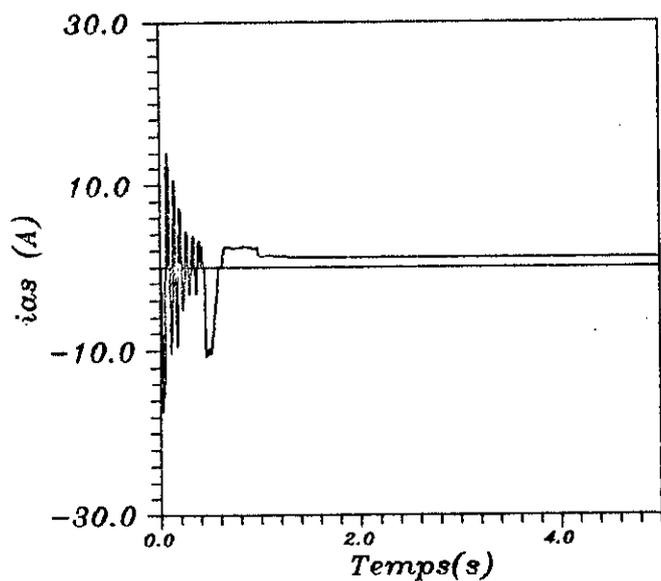
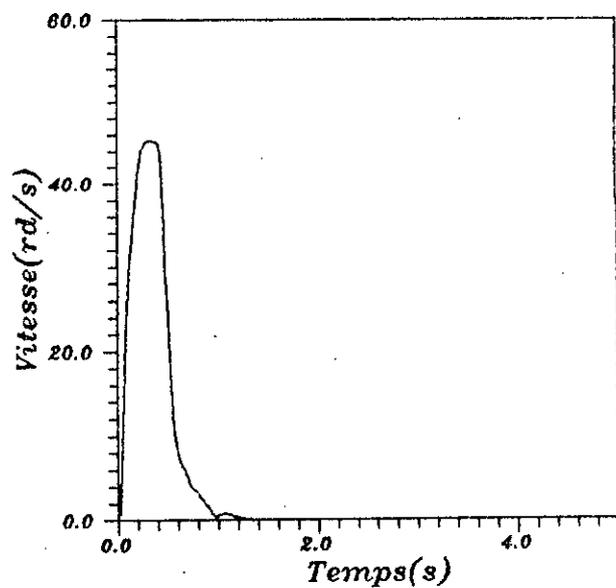
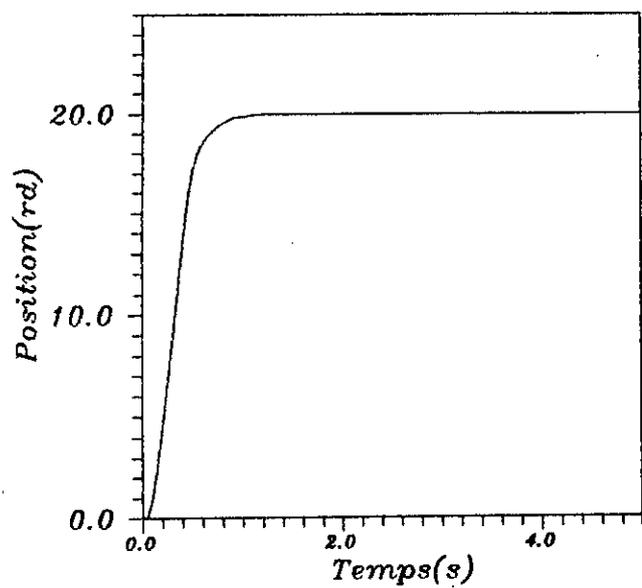
(fig.III.25) Commande classique:
flux et tension, pour une variation
de la resistance rotorique R_r de 500 %.



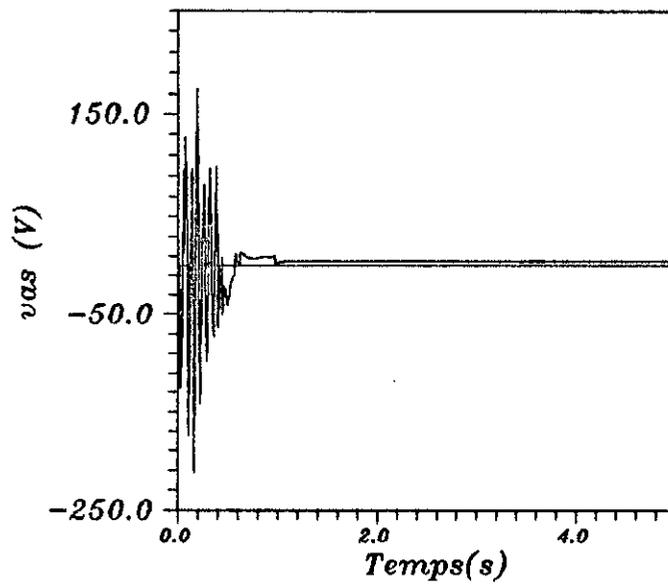
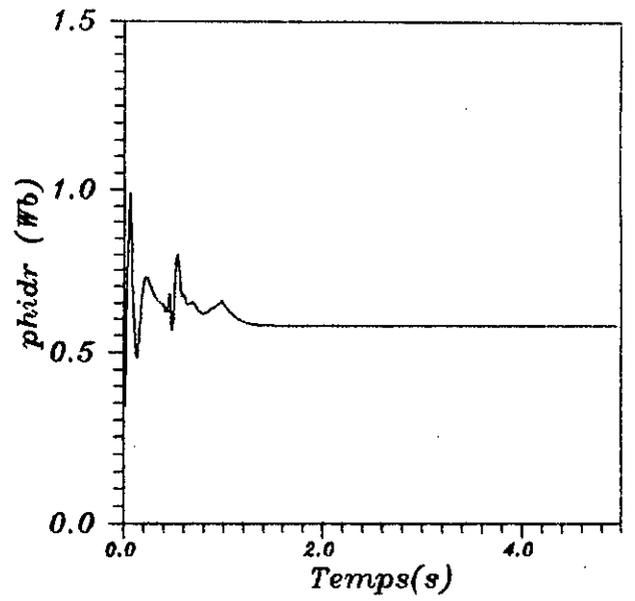
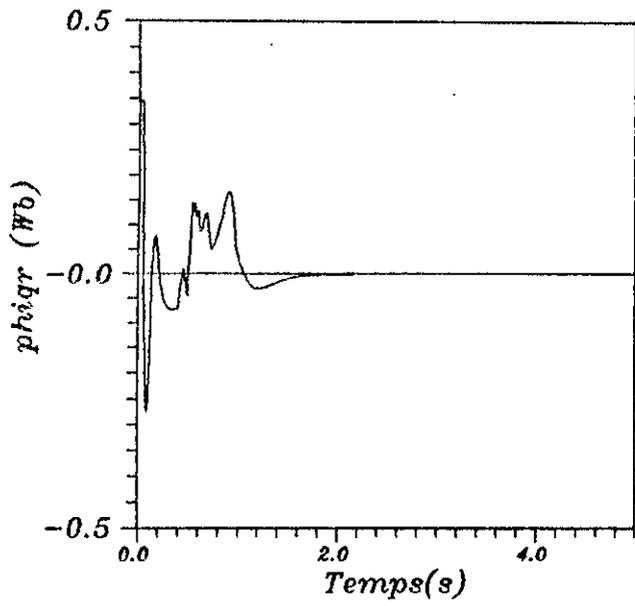
(fig.III.26) Commande classique:
 Vitesse, couple, courant et couple de charge
 pour une variation de (5:10 N.m)



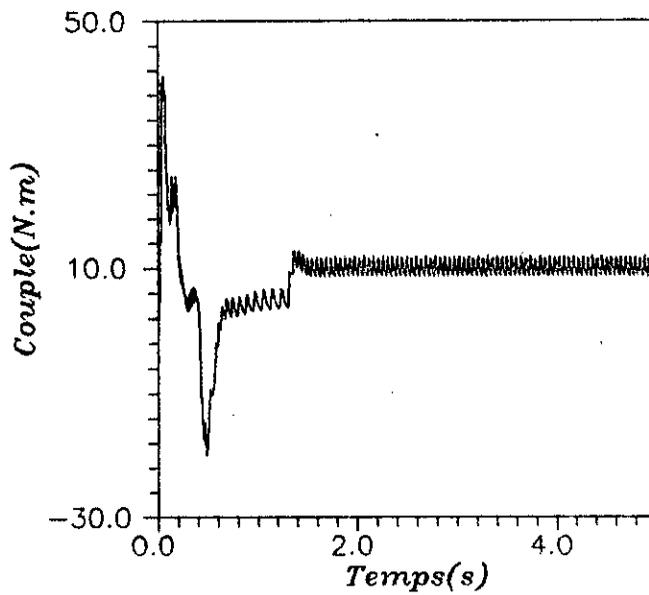
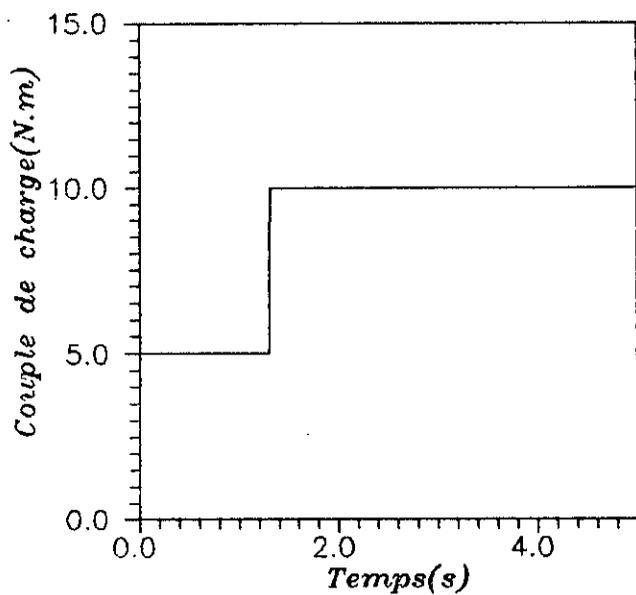
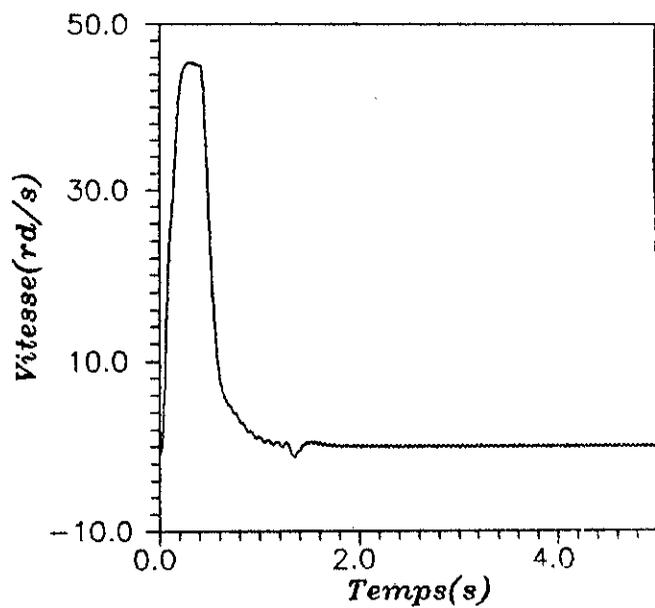
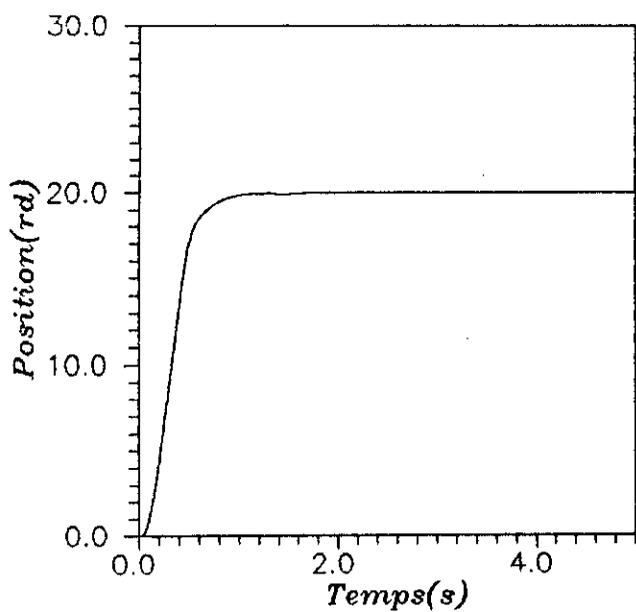
(fig.III.27) Commande classique:
flux et tension
pour une variation de C_r (5:10N.m)



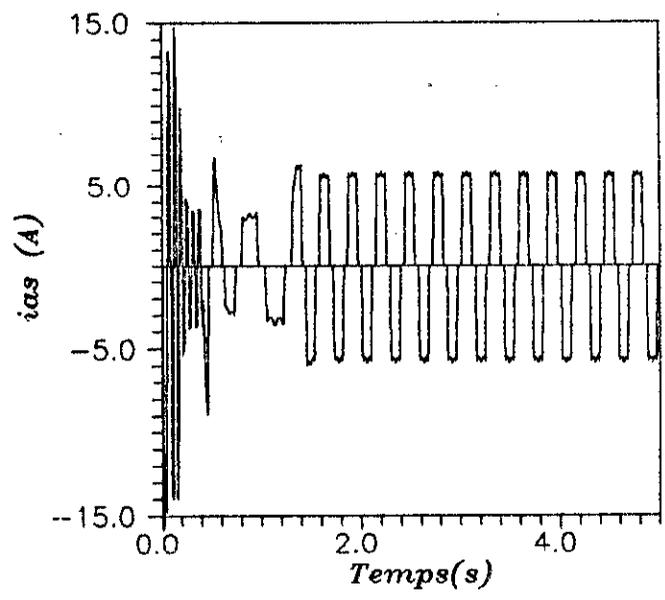
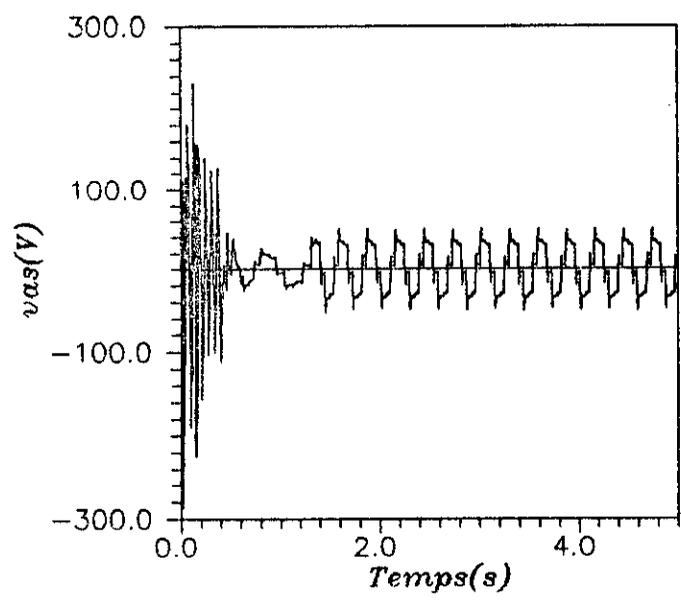
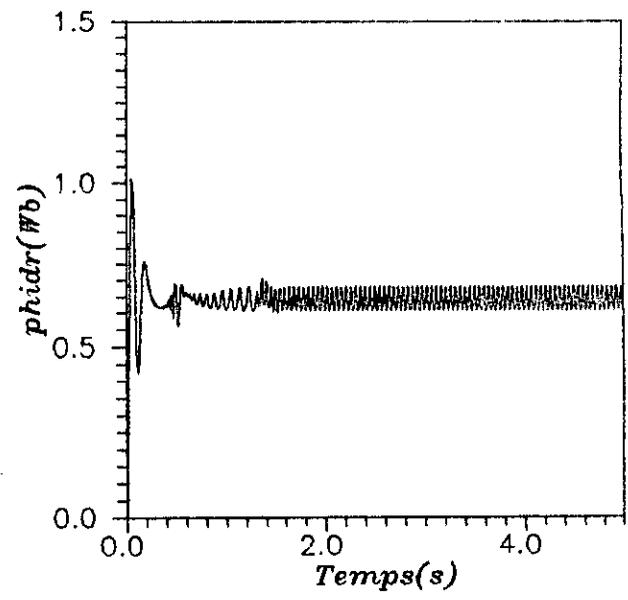
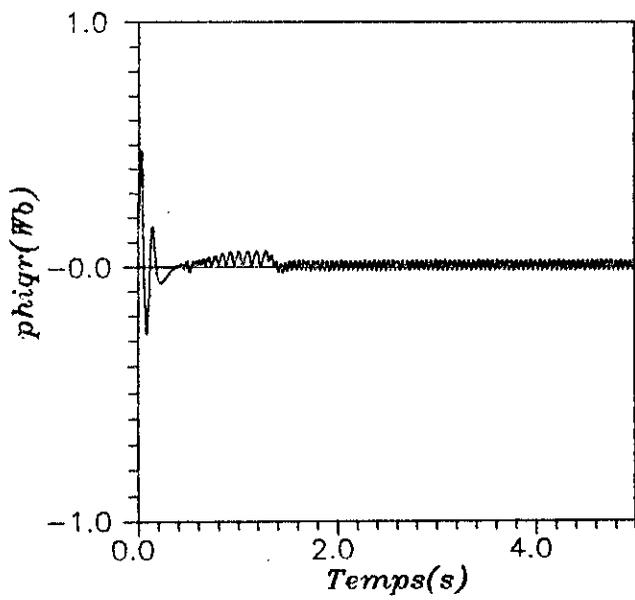
(fig.2B) Commande classique:
position, vitesse, courant et couple
pour un échelon de consigne (20 rd)



(fig.29) Commande classique:
flux et tension
pour un echelon de consigne (20 rd)



(fig.III.30) Commande classique:
Position,vitesse,couple et couple de charge
pour une variation de (5:10 N.m)



(fig.III.31) Commande classique:
 courant, flux et tension
 pour une variation de C_r (5:10 N.m)

Chapitre IV

COMMANDE ADAPTATIVE

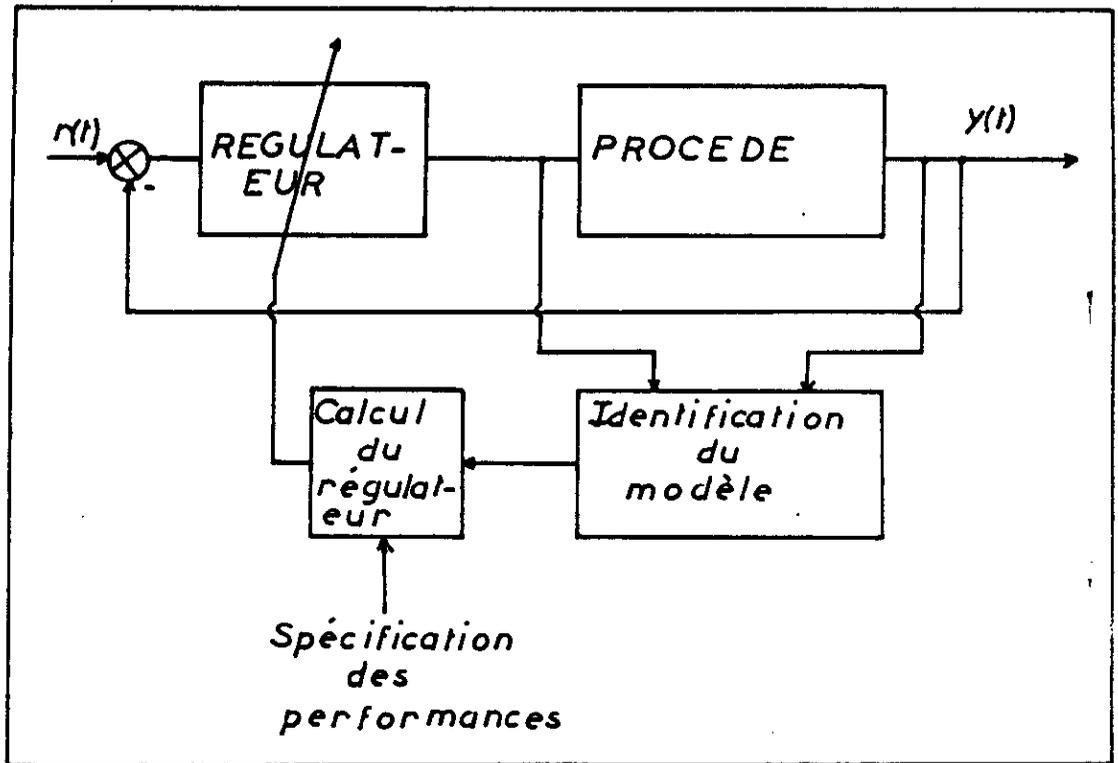
VI.1 INTRODUCTION:

La commande adaptative est un ensemble de techniques utilisées pour l'ajustement automatique, en temps réel, des régulateurs des boucles de commande afin de réaliser ou de maintenir un certain niveau de performances quand les paramètres du procédé à commander sont soit inconnus soit variables dans le temps [Ref.6].

Dans les parties précédentes nous avons utilisé des régulateurs classiques à structure fixe, en supposant que les paramètres de la machine ne varient pas au cours du fonctionnement. Mais si les caractéristiques dynamiques varient au cours du temps il devient nécessaire d'utiliser un régulateur auto-ajustable qui permet de générer la commande adéquate à chaque instant.

Dans notre cas, la constante de temps rotorique peut varier en fonction de la température d'une part, d'autre part les équations qui régissent le fonctionnement du système (M.A.S, redresseur, onduleur), sont assez complexes et fortement non linéaires, ce qui rend très délicat le calcul des paramètres des régulateurs classiques utilisés précédemment. Ceci nous amène à proposer une commande adaptative indirecte avec identification du système en temps réel.

Le fait d'identifier instantanément le système par une fonction de transfert linéaire sous-entend la linéarisation de ce système par intervalle de temps correspondant à la période d'échantillonnage, ainsi le régulateur adéquat est synthétisé pour chaque intervalle de temps.



(fig IV.1) Structure générale d'une commande adaptative.

IV.2 IDENTIFICATION DES MODELES DYNAMIQUES DE PROCEDES: [Ref.7]

Identifier, c'est l'opération de détermination des caractéristiques dynamiques d'un procédé dont la connaissance est nécessaire pour la mise en oeuvre d'un système de régulation performant .

Pour concevoir et ajuster correctement un régulateur il faut:

- Définir les performances que doit réaliser la boucle de régulation.
- Choisir une méthode appropriée pour le calcul du régulateur.
- Connaitre le modèle dynamique du système.

Des algorithmes d'identification performants ayant une formulation récursive adaptée aux problèmes d'identification en temps réel sont mis en oeuvre pour l'estimation des paramètres d'un modèle échantillonné. Ces algorithmes sont basés sur l'acquisition des entrées-sorties du système réel et la minimisation d'un critère quadratique exprimé en fonction de l'erreur de prédiction, c'est à dire la différence entre la sortie du procédé $y(t)$ et la sortie prédite $\hat{y}(t)$.

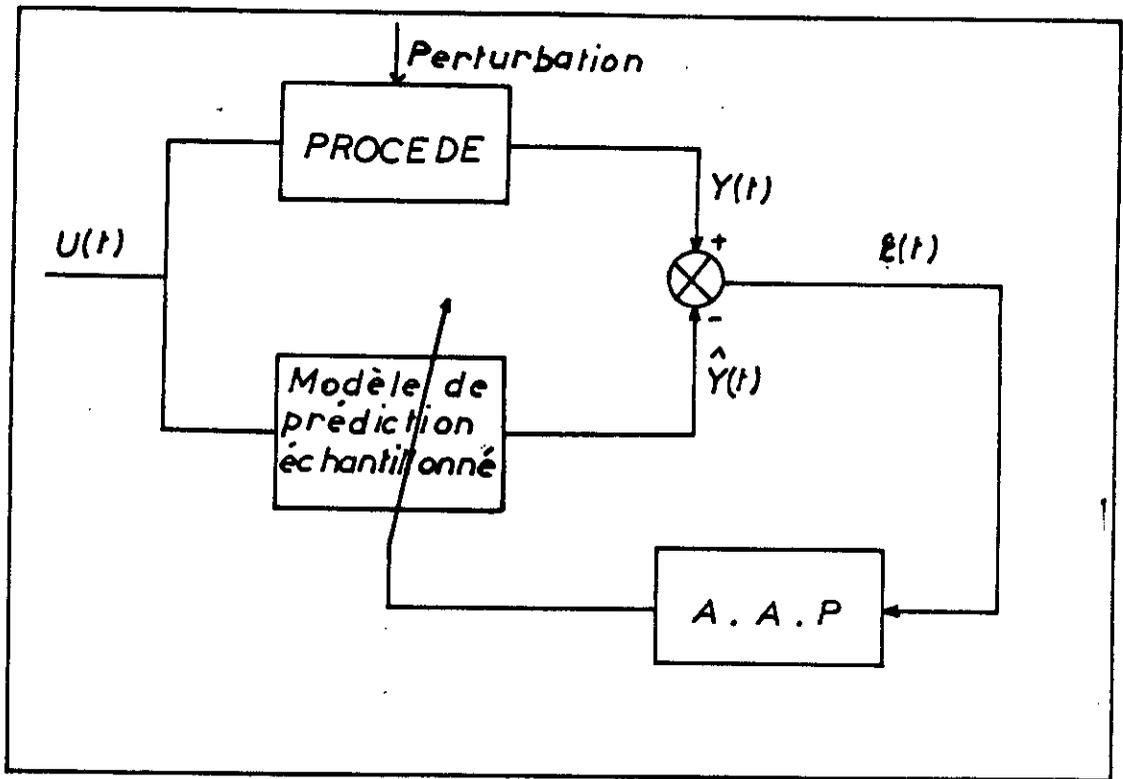


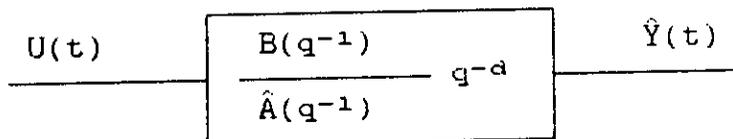
fig IV.2 Principe de l'identification.

La convergence vers zéro de l'erreur de prédiction $e(t)$ n'implique pas dans tous les cas la convergence des paramètres estimés du modèle vers les vrais paramètres du système, pour cette raison, il faut bien choisir la séquence d'entrée pour l'identification. En effet une entrée riche en fréquence permettra de détecter tous les modes du système, ainsi la convergence des paramètres du modèle est assurée. Généralement on utilise des séquences binaires pseudo-aléatoires (S-B-P-A) qui sont une succession d'impulsions rectangulaires, modulées en largeur, engendrées par un registre à décalage, comme le montre la figure (IV.14).

Le choix de la structure du modèle de prédiction est très important pour l'identification. Cependant, il faut avoir au préalable certaines informations sur le système à identifier. Pour notre étude nous avons utilisé l'algorithme des moindres carrés récursif, pour l'adaptation paramétrique.

ALGORITHME DES MOINDRES CARRES RECURSIF:

Le modèle de prédiction est de la forme :



avec :

$$\hat{A}(q^{-1}) = 1 + \hat{a}_1 q^{-1} + \hat{a}_2 q^{-2} + \dots + \hat{a}_n q^{-n}$$

$$\hat{B}(q^{-1}) = \hat{b}_1 q^{-1} + \hat{b}_2 q^{-2} + \dots + \hat{b}_m q^{-m}$$

avec ($m \leq n$)

La sortie de prédiction 'à priori' est donnée par:

$$y^0(t+1) = - \sum_{i=1}^n \hat{a}_i(t) y(t+1-i) + \sum_{i=1}^m \hat{b}_i(t) u(t-d-i+1)$$

$$y_{(t+1)}^0 = \theta^T(t) \phi(t) \tag{IV.1}$$

avec :

$$\theta^T(t) = [\hat{a}_1(t), \dots, \hat{a}_n(t), \hat{b}_1(t), \dots, \hat{b}_m(t)]$$

$$\phi^T(t) = [-y(t), \dots, -y(t-n+1), u(t-d), \dots, u(t-d-m+1)]$$

θ^T : Vecteur des paramètres.

ϕ^T : Vecteur des observations.

La sortie de prédiction 'à posteriori' est donnée par:

$$y(t+1) = \theta^T(t+1) \phi(t) \tag{IV.2}$$

On définit l'erreur de prédiction 'à priori' comme suit:

$$e^0(t+1) = y(t+1) - y^0(t+1) \quad (\text{IV.3})$$

On définit l'erreur de prédiction 'à posteriori' comme suit:

$$e(t+1) = y(t+1) - \hat{y}(t+1) \quad (\text{IV.4})$$

Soit J le critere quadratique à minimiser:

$$J(t) = \sum_{i=1}^t [y(i) - \hat{\theta}^T(i) \phi(i-1)]^2$$

$$\frac{\partial J(t)}{\partial \hat{\theta}(t)} = 0 \quad (\text{IV.6})$$

On obtient:

$$\hat{\theta}(t+1) = \hat{\theta}(t) + F(t) \phi(t) e(t+1) \quad (\text{IV.7})$$

$$F^{-1}(t+1) = F^{-1}(t) + \phi(t) \phi^T(t) \quad (\text{IV.8})$$

$$F(t+1) = F(t) - \frac{F(t) \phi(t) \phi^T(t) F(t)}{1 + \phi^T(t) F(t) \phi(t)} \quad (\text{IV.9})$$

$$e(t+1) = \frac{y(t+1) - \hat{\theta}^T \phi(t)}{1 + \phi^T(t) F(t) \phi(t)} \quad (\text{IV.10})$$

t: pas d'échantillonnage.

F(t) : est une matrice gain qui décroît dans le temps.

($F(t+1) \leq F(t)$) afin de corriger la direction du gradient et la longueur du pas d'adaptation.

La formule (IV.8) qui donne $F^{-1}(t+1)$ se généralise en introduisant deux paramètres de pondération $\lambda_1(t)$ et $\lambda_2(t)$:

$$F^{-1}(t+1) = \lambda_1 F^{-1}(t) + \lambda_2(t) \phi(t) \phi^T(t)$$

L'équation (IV.9) devient:

$$F(t+1) = \frac{1}{\lambda_1(t)} \left[F(t) - \frac{F(t) \phi(t) \phi^T(t) F(t)}{\frac{\lambda_1(t)}{\lambda_2(t)} + \phi^T(t) F(t) \phi(t)} \right]$$

1 - $\lambda_1(t) = \lambda_2(t) = 1$:

L'algorithme est dit à gain décroissant, le critère quadratique minimisé est celui de l'équation (IV.5).

2 - $\lambda_1(t) = \lambda_1$; $0 < \lambda_1 < 1$; $\lambda_2(t) = 1$:

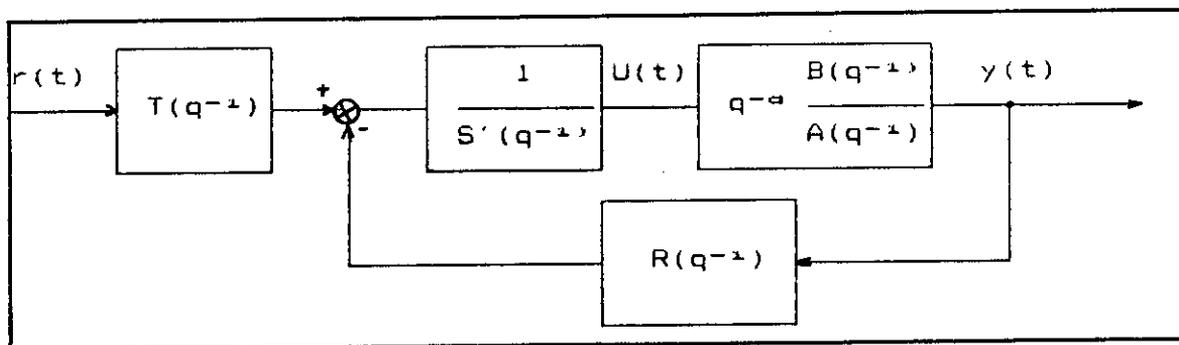
Dans ce cas λ_1 est appelé facteur d'oubli, le critère minimisé est :

$$J(t) = \sum_{i=1}^t \lambda_1^{(t-i)} [y(i) - \theta^T(i) \phi(i-1)]^2$$

L'effet de ($\lambda_1 < 1$) est d'introduire une pondération de plus en plus faible sur les erreurs anciennes.

IV.3 SYNTHÈSE DU RÉGULATEUR AUTOAJUSTABLE :

Dans cette partie nous présentons une approche polynômiale pour le calcul de la commande, cette technique est basée sur le placement des pôles en B.F avec régulateur à structure R.S.T.



$$H(q^{-1}) = q^{-d} \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} \quad (IV.11)$$

$H(q^{-1})$: Modèle de prédiction

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1 q^{-1} + a_2 q^{-2} + \dots + a_n q^{-n} \quad (IV.12)$$

$$B(q^{-1}) = b_1 q^{-1} + b_2 q^{-2} + \dots + b_m q^{-m} \quad (IV.13)$$

La fonction de transfert du système en B.F est donnée par:

$$H_{BF}(q^{-1}) = \frac{q^{-d} B(q^{-1}) T(q^{-1})}{A(q^{-1}) S'(q^{-1}) + q^{-d} B(q^{-1}) R(q^{-1})}$$

On introduit une action intégrale dans la chaine directe pour avoir une erreur statique nulle a une entrée ou perturbation échelon:

$$S'(q^{-1}) = (1 - q^{-1}) S(q^{-1}) \quad (IV.14)$$

$$S(q^{-1}) = S_0 + S_1 q^{-1} + S_2 q^{-2} + \dots + S_p q^{-p} \quad (IV.15)$$

$$R(q^{-1}) = R_0 + R_1 q^{-1} + R_2 q^{-2} + \dots + R_q q^{-q} \quad (IV.16)$$

Deg(S) = p

Deg(R) = q

On impose les pôles par le polynôme caractéristique $P(q^{-1})$:

$$A(q^{-1}) S(q^{-1}) (1 - q^{-1}) + q^{-d} B(q^{-1}) R(q^{-1}) = P(q^{-1}) \quad (IV.17)$$

Pour calculer $S(q^{-1})$ et $R(q^{-1})$ il faut résoudre l'équation polynômiale (IV.17), connue sous le nom d'identité de BEZOUT ou équation de DIOPHANTINE.

Le polynôme de poursuite $T(q^{-1})$ est calculé de manière à simplifier la dynamique de régulation:

$$T(q^{-1}) = G P(q^{-1}) \quad (IV.18)$$

G : gain statique

$$G = \begin{cases} 1/B(1) \text{ si } B(1) \neq 0 \\ 1 \text{ si } B(1) = 0 \end{cases} \quad (IV.19)$$

La fonction de transfert du système en B.F devient:

$$H_{B.F}(q^{-1}) = \frac{q^{-d}B(q^{-1})T(q^{-1})}{P(q^{-1})} = \frac{q^{-d}B(q^{-1})}{B(1)} \quad (IV.20)$$

RESOLUTION DE L'EQUATION DE DIOPHANTINE:[Ref.8]

$(1-q^{-1})A(q^{-1})$ et $B(q^{-1})$ étant premiers entre eux, l'équation admet une solution si :

$$\text{degr}[P(q^{-1})] = \text{Max}\{\text{degr}[A(q^{-1})(1-q^{-1})S(q^{-1})]; \text{degr}[q^{-d}B(q^{-1})R(q^{-1})]\}$$

$$\text{degr}[P(q^{-1})] = \text{Max}\{n+p+1; m+q+d\} \quad (IV.21)$$

de plus, pour avoir une solution minimale on pose :

$$n+p+1 = m+q+d \quad (IV.22)$$

soit S et R les vecteurs de parametres à déterminer:

$$S = (S_0, S_1, \dots, S_p)^T$$

$$R = (R_0, R_1, \dots, R_q)^T$$

soit P le vecteur des coefficients du polynôme caractéristique:

$$P = (P_0, P_1, \dots, P_n)$$

x : degré de P, il sera déterminé plus loin.

posons :

$$C(q^{-1}) - A(q^{-1})(1 - q^{-1}) - c_0 + c_1 q^{-1} + \dots + c_{n+1} q^{-(n+1)}$$

La résolution de l'équation de DIOPHANTINE revient à résoudre le système suivant :

$$[MAT] \begin{bmatrix} S \\ R \end{bmatrix} = P$$

La matrice [MAT] est construite comme suit :

$$[MAT] = \begin{bmatrix} c_0 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_1 & c_0 & 0 & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & c_1 & c_0 & \dots & \dots & b_1 & 0 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & b_2 & b_1 & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots & c_0 & \dots & \dots & \dots & 0 \\ c_{n+1} & \dots & \dots & \dots & c_1 & \dots & \dots & \dots & b_1 \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & b_m & \dots & \dots & b_2 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots \\ 0 & \dots & \dots & 0 & c_{n+1} & 0 & \dots & 0 & b_m \end{bmatrix}$$

Le nombre d'équations doit être égale au nombre d'inconnues donc :

$$x+1 = p+1+q+1 \quad (IV.23)$$

En utilisant les équations (IV.21), (IV.22) et (IV.23) on trouve les degrés de R, S et P :

$$\begin{bmatrix} p = m + d - 1 \\ q = n \\ x = p + q + 1 \end{bmatrix}$$

La loi de commande $u(t)$ est donnée par :

$$u(t) = \frac{T(q^{-1}) r(t) - R(q^{-1}) y(t)}{S'(q^{-1})} \quad (\text{IV.24})$$

IV.4 APPLICATION DE LA COMMANDE ADAPTATIVE A LA M.A.S:

IV.4.1 Commande de vitesse:

le modèle mathématique de la machine asynchrone comporte des non linéarités assez importantes dues au couplage complexe entre les variables internes de la machine, ce problème peut être surmonté par l'orientation des flux rotorique qui permettra de découpler le flux et le couple électromagnétique.

Le découplage étant réalisé, on se trouve confronté à un autre problème concernant cette fois-ci, le choix des paramètres du régulateur classique, qui est étroitement lié au modèle mathématique de la machine asynchrone, incluant le comportement dynamique instantané de l'onduleur.

Dans la modélisation de l'ensemble (M.A.S, convertisseurs statiques) on a remarqué que le modèle mathématique prenait une forme particulière à chaque changement de mode, c'est à dire chaque sixième de période, ce qui ne permettait pas de définir un modèle unique pour la synthèse du régulateur classique.

Donc le comportement dynamique de l'onduleur a rendu notre système à structure variable dans le temps; c'est ce qui nous a poussé à appliquer une commande adaptative, pour assurer un ajustement automatique du régulateur en fonction du mode de fonctionnement du système.

Cette commande consiste à identifier à chaque instant le modèle dynamique par une fonction de transfert échantillonnée afin d'ajuster les paramètres du régulateur.

La structure de commande est illustrée par les figures (IV.3) et (IV.4).

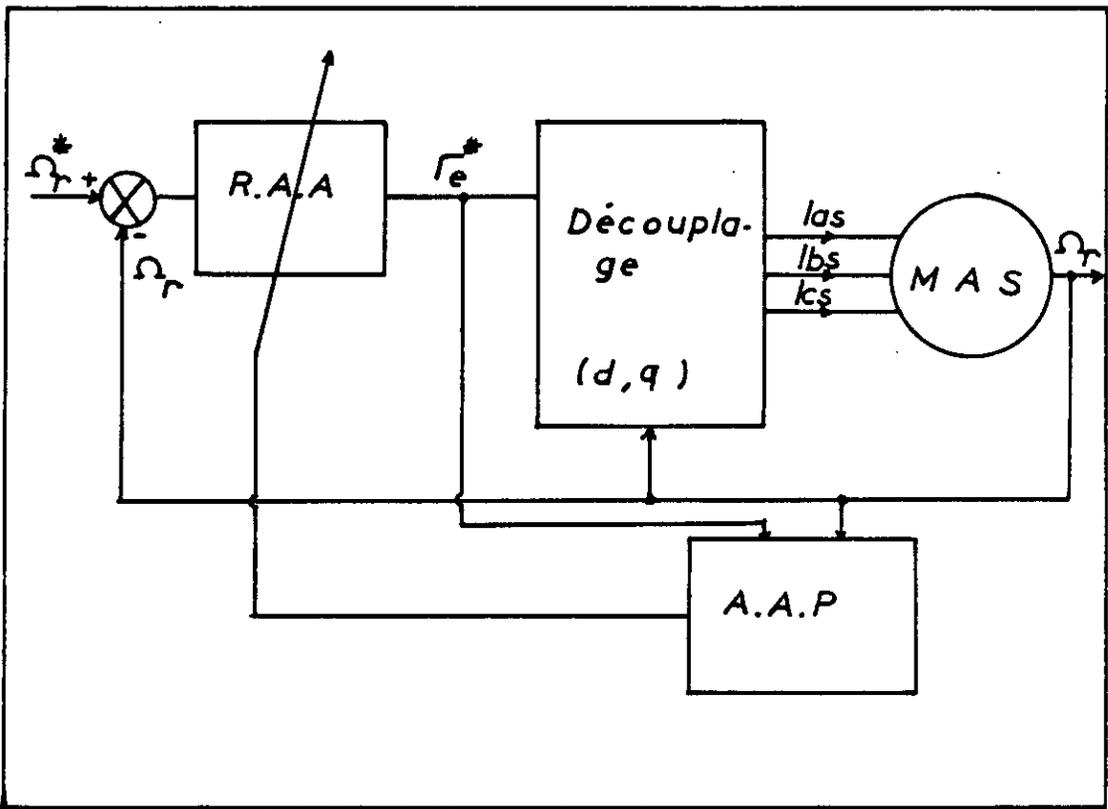


fig IV.3 Structure de la commande adaptative appliquée à la M.A.S.

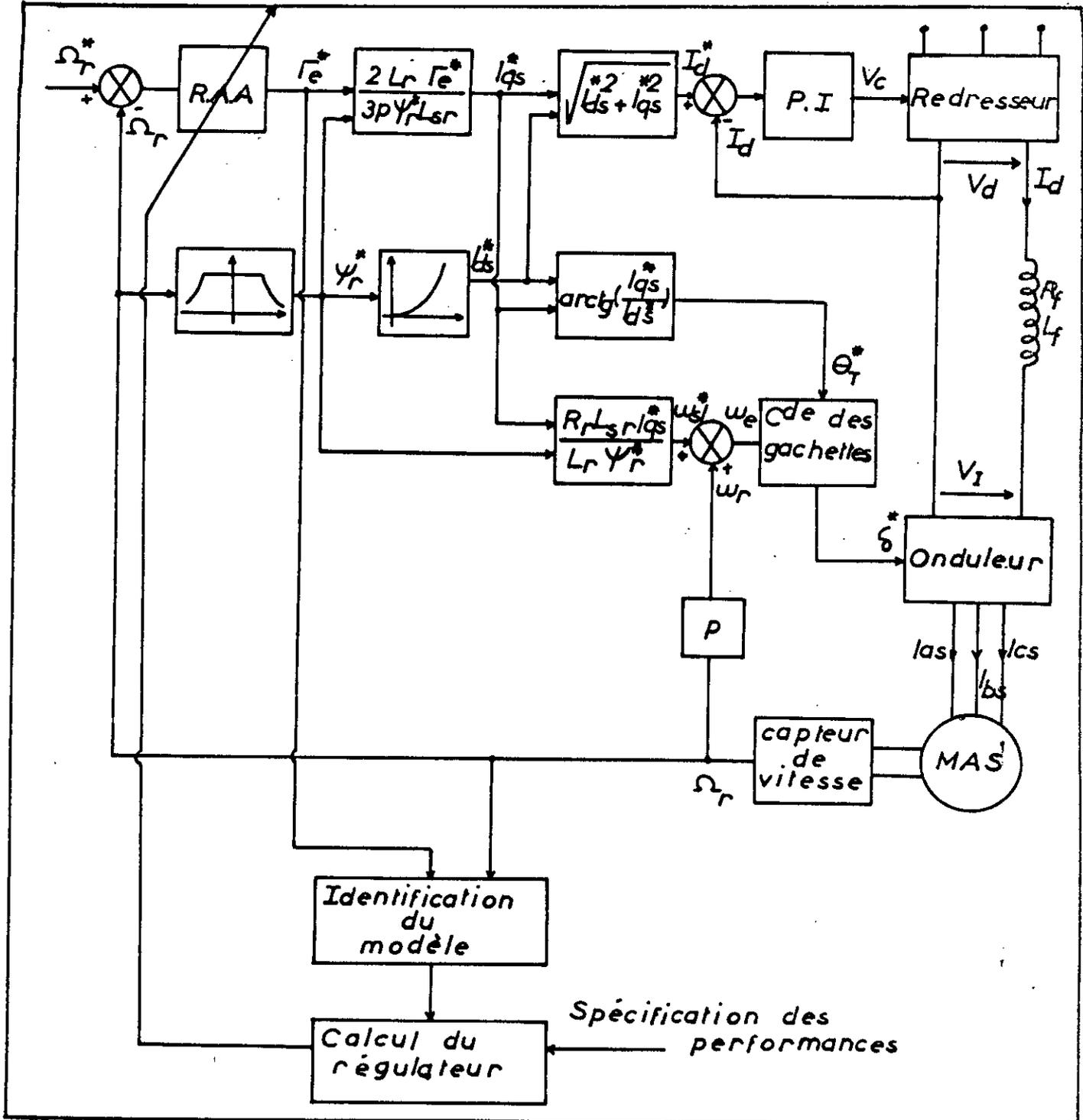


fig.IV.4 Asservissement de vitesse par commande adaptative

IV.4.2 Commande de position:

la régulation de position est assurée par un régulateur proportionnel en cascade avec le régulateur autoajustable qui contrôle la vitesse, le schéma bloc de la commande se présente comme le montre la (fig III.19) où le régulateur P.I est remplacé par un régulateur adaptatif, la vitesse de consigne est donnée par l'équation (III.48). Le régulateur de position est calculé de la même manière que dans le cas classique.

IV.5 INTERPRETATION DES RESULTATS ET CONCLUSION:

-Commande de vitesse:

Les réponses dynamiques obtenues sont très satisfaisantes, du point de vu poursuite de la consigne et rejet des perturbations. L'orientation du flux est mise en évidence par les réponses des flux rotoriques ψ_{dr} et ψ_{qr} qui sont pratiquement insensibles aux perturbations, en régime permanent.

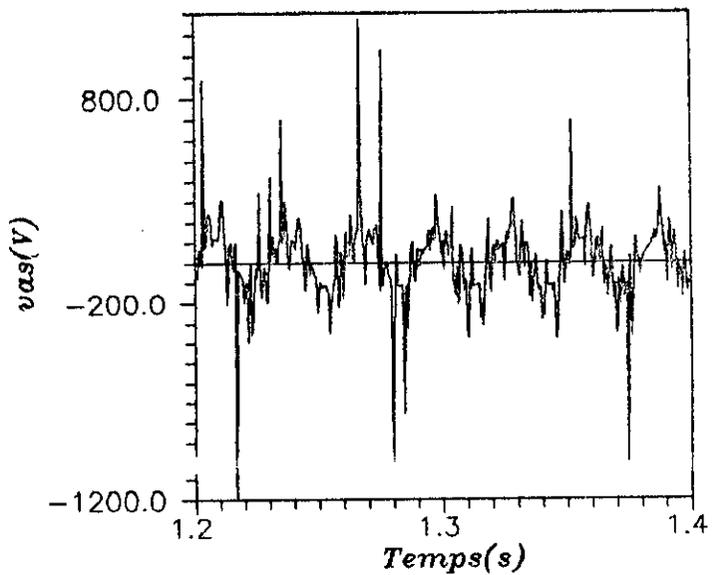
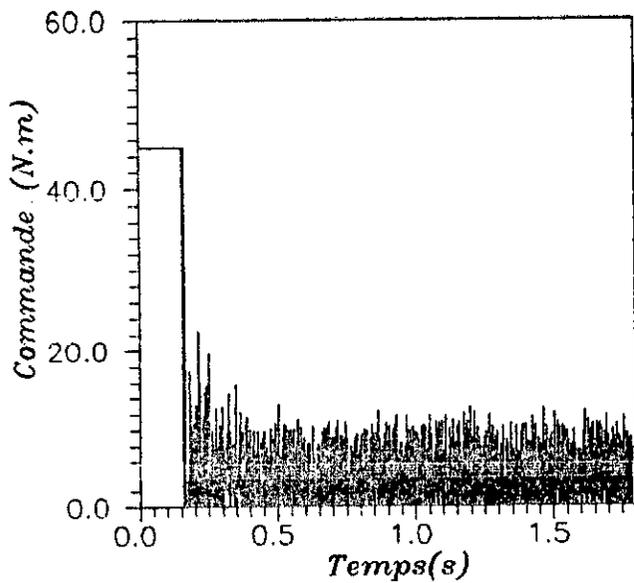
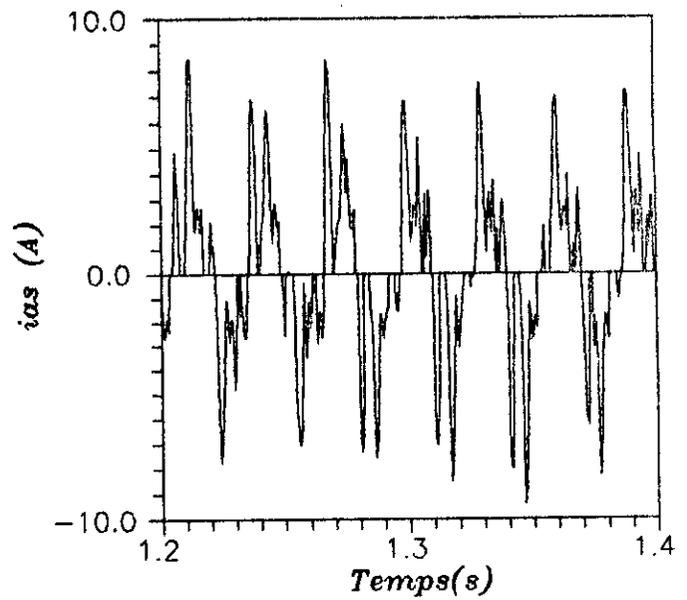
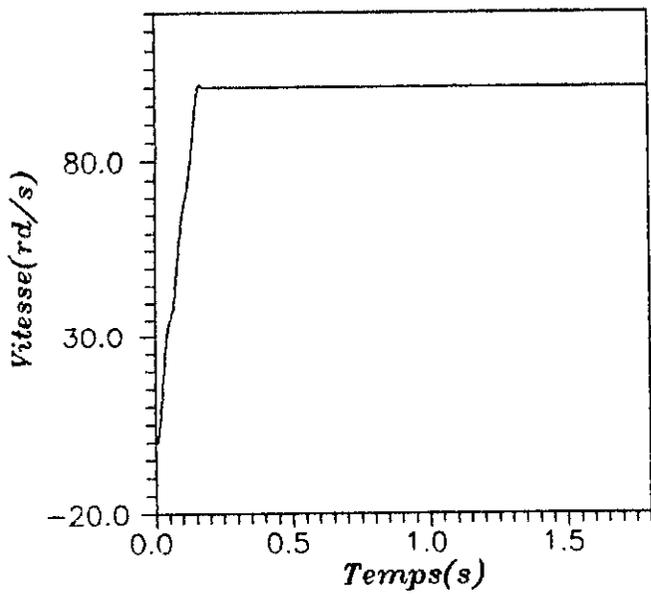
La commande adaptative nous a permis, en premier lieu, de surmonter le problème du choix des paramètres du régulateur classique et d'améliorer le temps de réponse du système d'une manière spectaculaire comme le montre la (fig IV.5), ainsi la commande nécessaire pour une telle réponse présente trop de fluctuations, du fait que le modèle dynamique est à structure variable (fortement non linéaire) et donc on se trouve confronté à un problème de réalisabilité, car le domaine de fréquence de commutation des thyristors est limité (≤ 300 Hz). Pour éviter ce problème on a introduit un filtre numérique (Passe-bas) dans la chaîne d'action, dans le but de filtrer le signal de commande, on a obtenu des réponses satisfaisantes avec des temps de réponse plus élevés que ceux obtenus précédemment, ceci est dû au retard introduit par le filtre, comme le montre les figures (IV.6), (IV.7), (IV.8) et (IV.9).

-Commande de position:

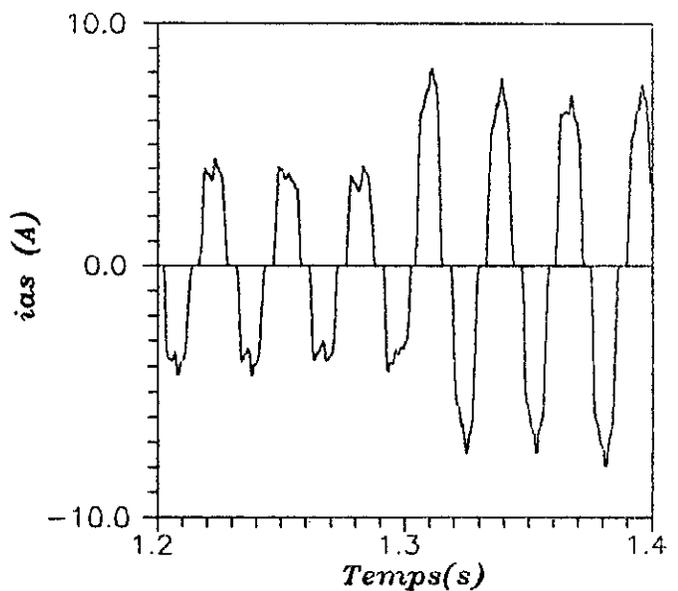
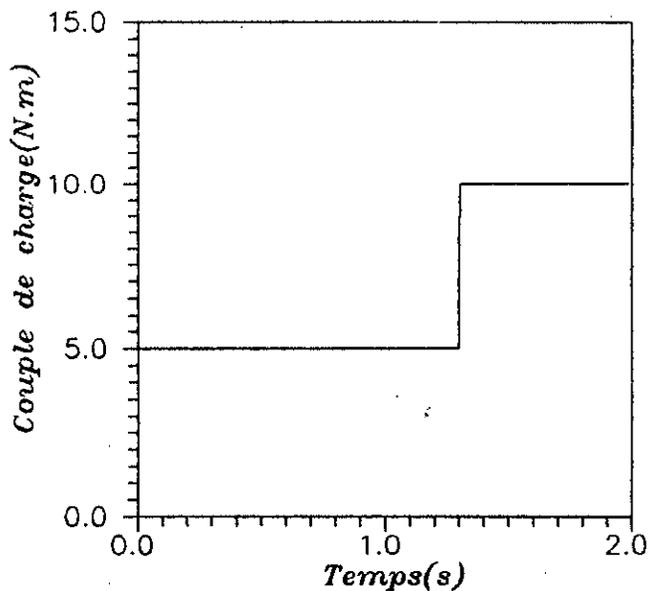
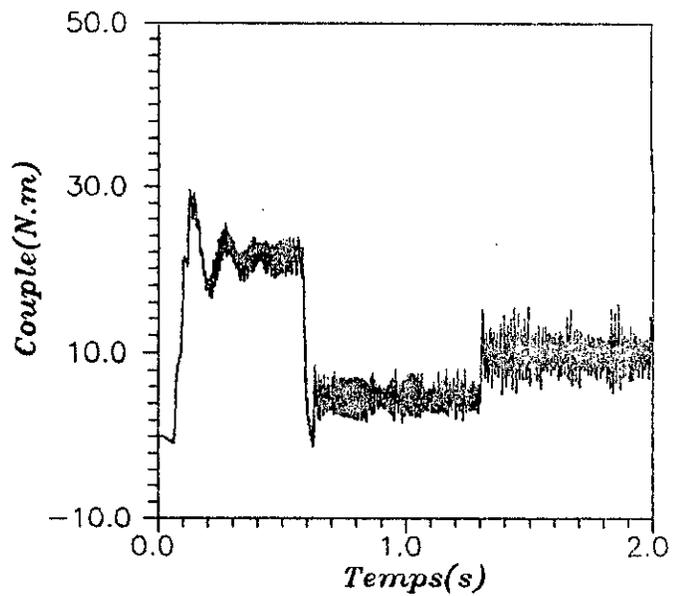
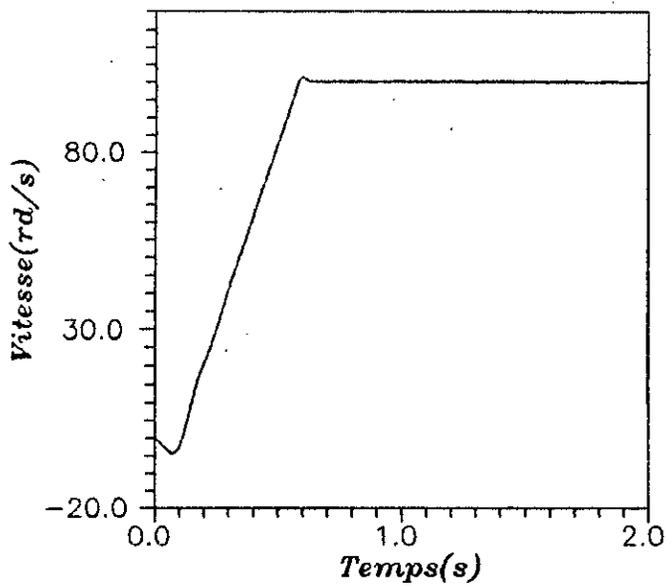
Comme pour la commande classique, la réponse en position dans le cas où le couple de charge est fonction linéaire de la vitesse et que cette dernière est contrôlée par un régulateur autoajustable, est amortie avec un temps de réponse voisin de 1 seconde (fig IV.10) et (fig IV.11).

En soumettant la machine à une variation de la charge en échelon, la position est très faiblement perturbée, alors que les paramètres internes comme les flux, le courant...le sont de façon plus prononcée (*fig.IV.12*) et (*fig.IV.13*) .

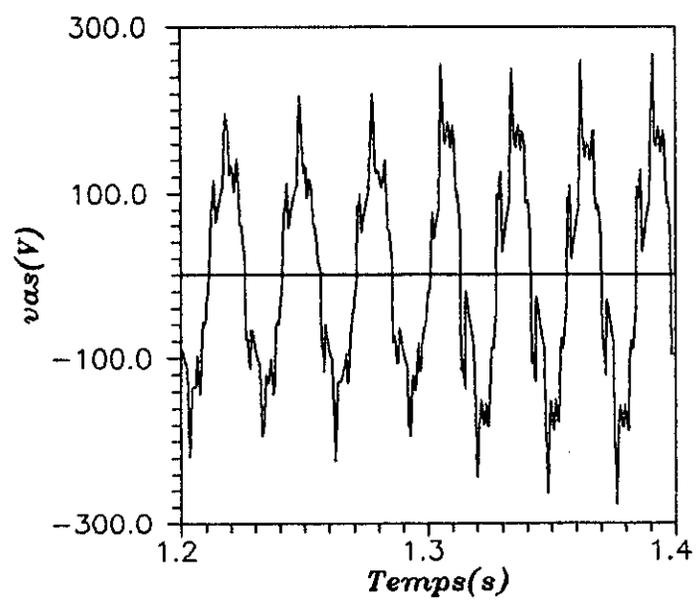
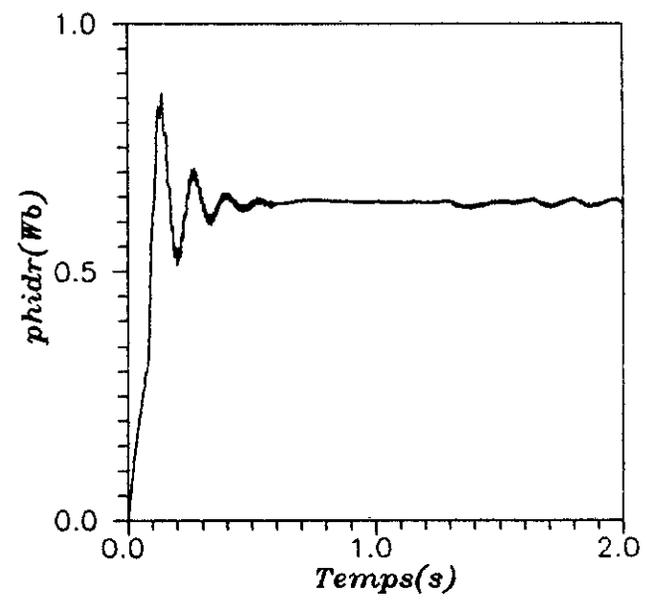
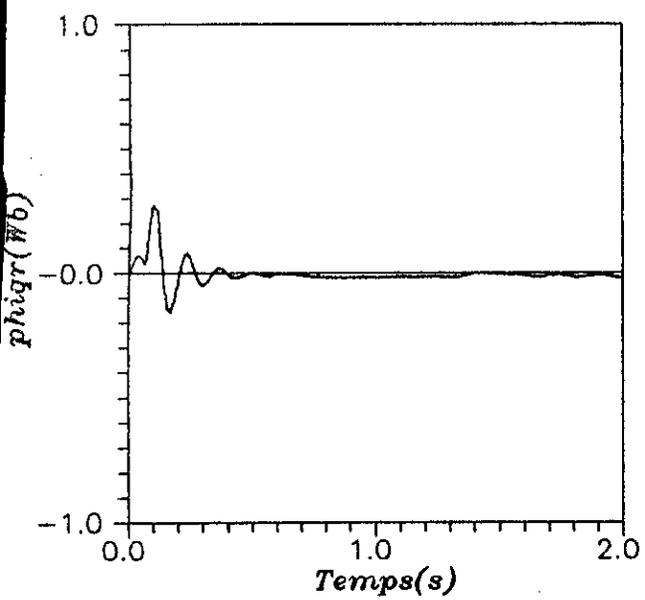
RESULTATS DE SIMULATION



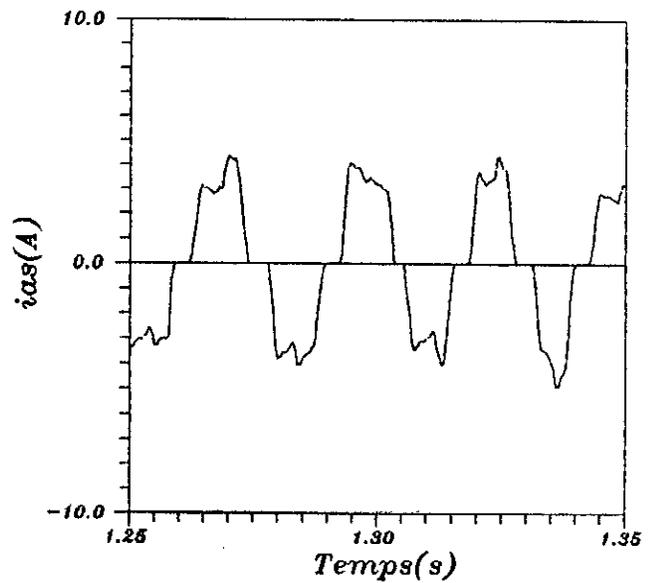
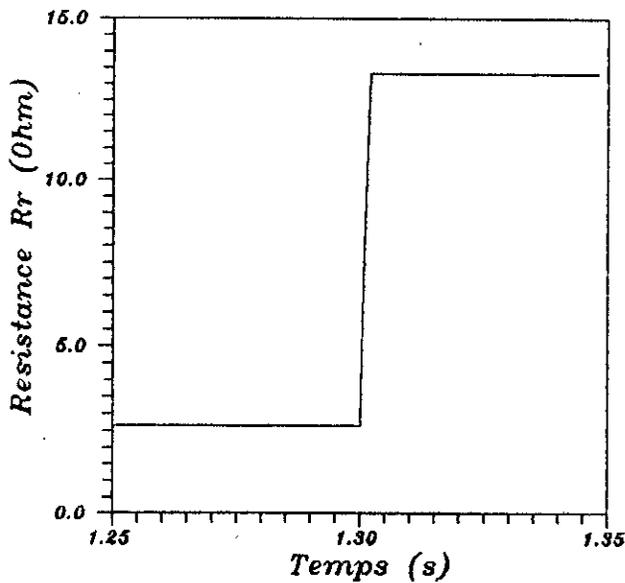
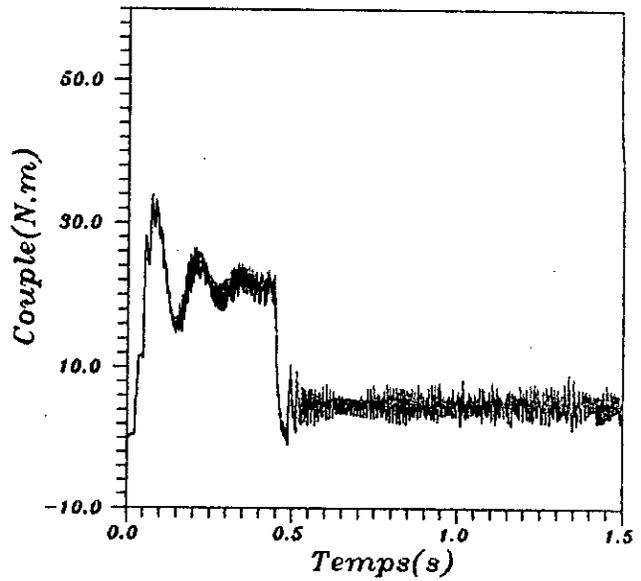
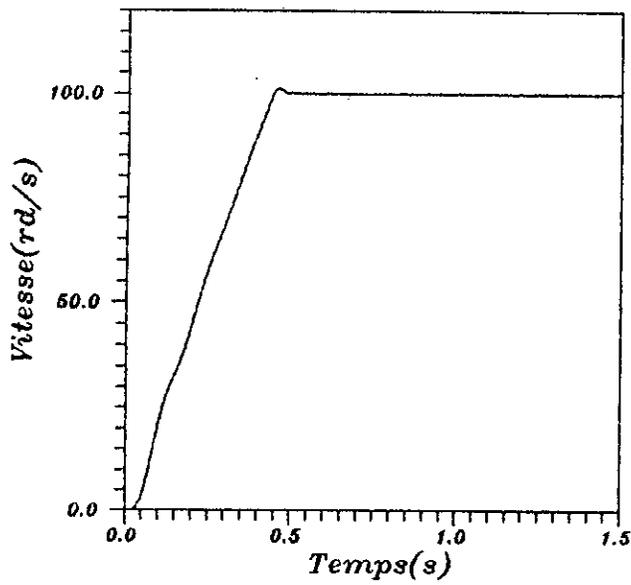
(fig.IV.5) Commande adaptative:(sans filtrage)
 Vitesse,courant,tension et commande
 pour un echelon de consigne (100 rd/s)



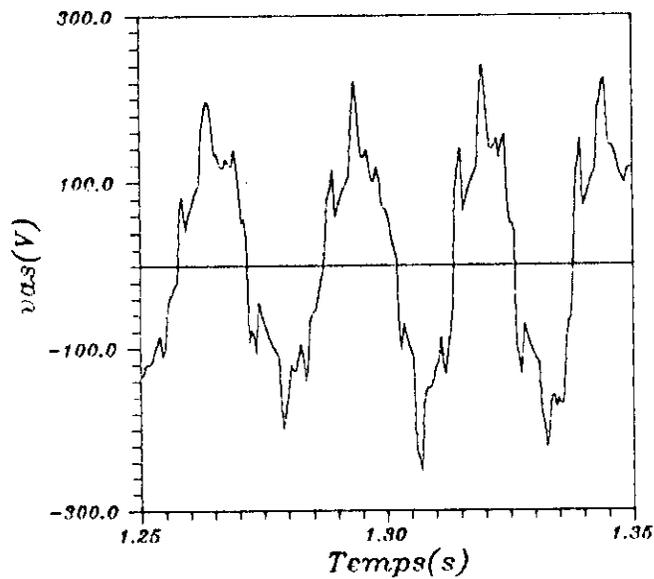
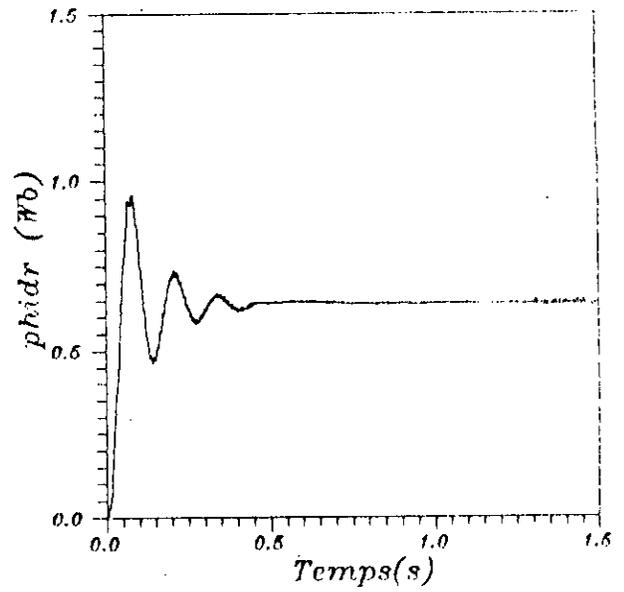
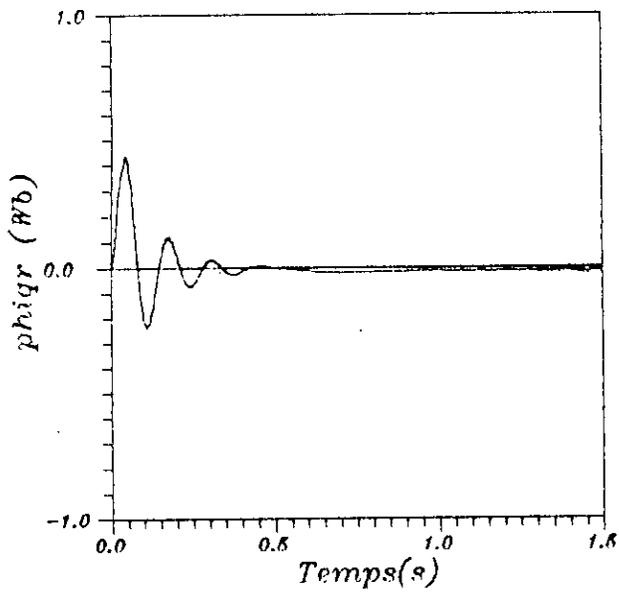
(fig.IV. 6)Commande adaptative:avec filtrage
Vitesse,couple,courant et couple de charge
pour une variation de (5:10 N.m)



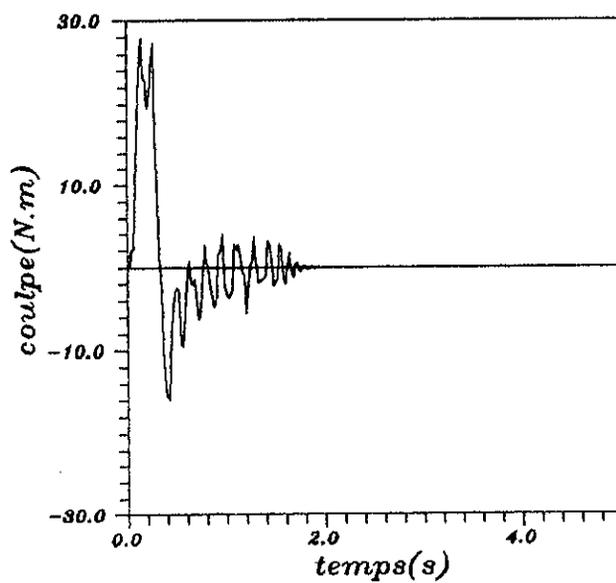
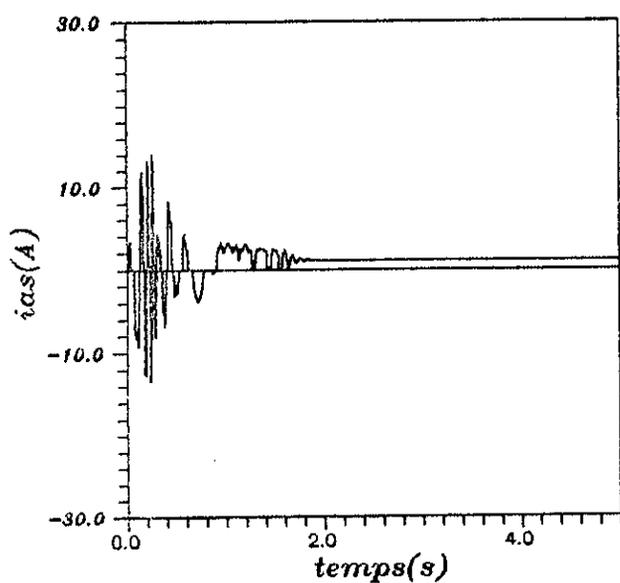
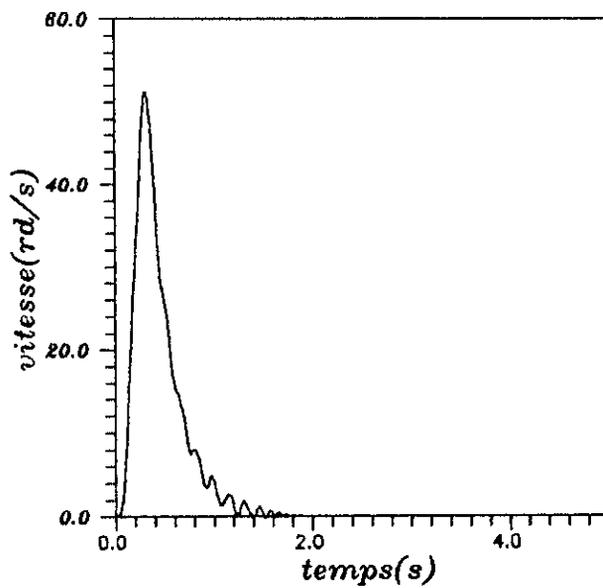
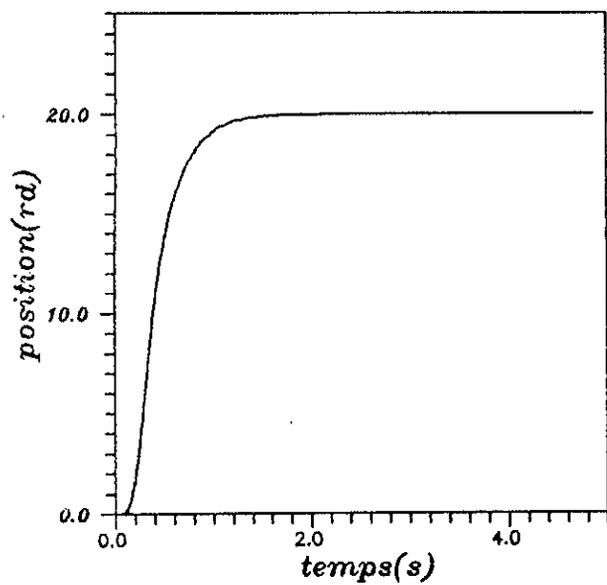
(fig.IV.7) Commande adaptative:
flux et tension
pour une variation de C_r (5:10Nm)



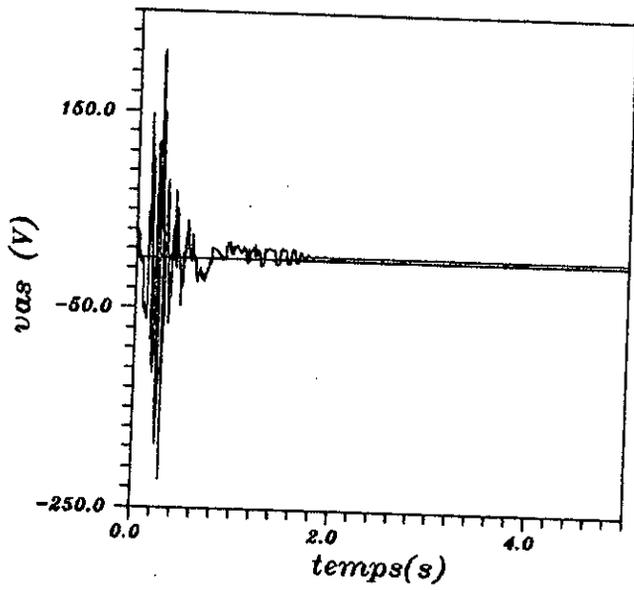
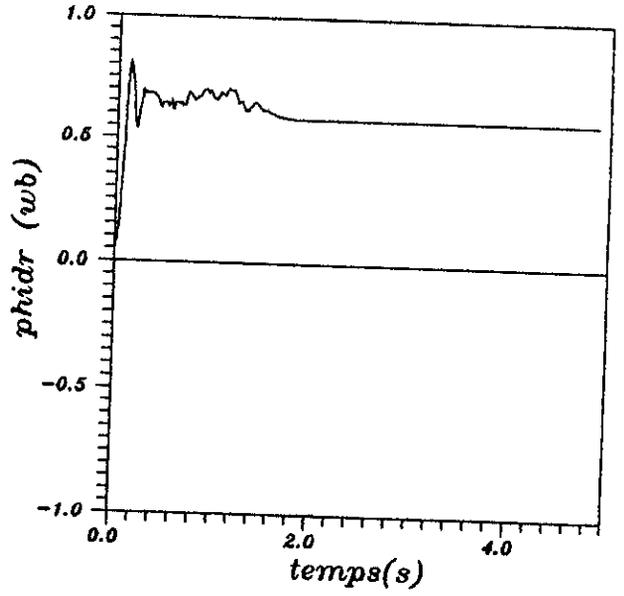
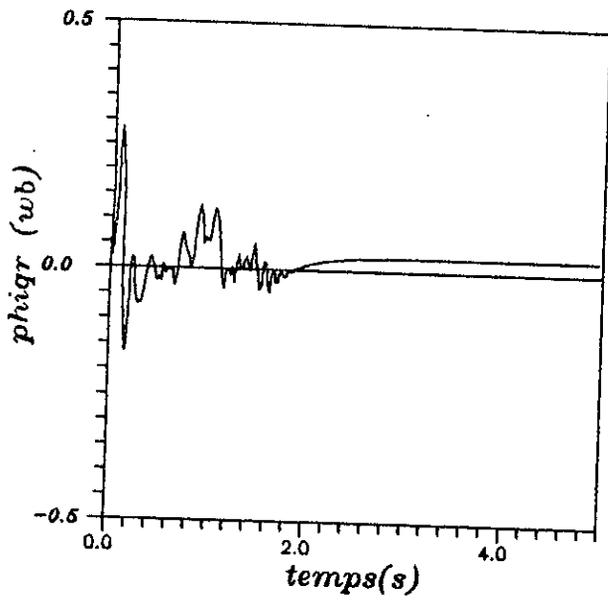
(fig.IV.8) Commande adaptative (avec filtrage):
Vitesse, couple, courant et résistance R_r
pour une variation de 500 %



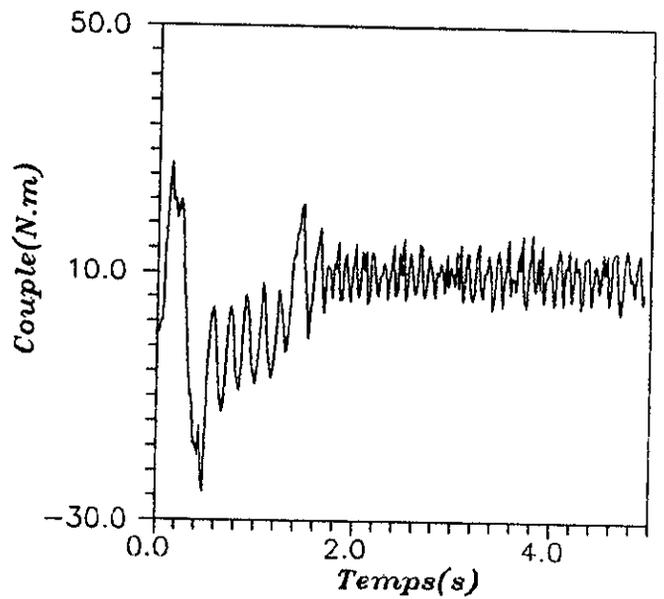
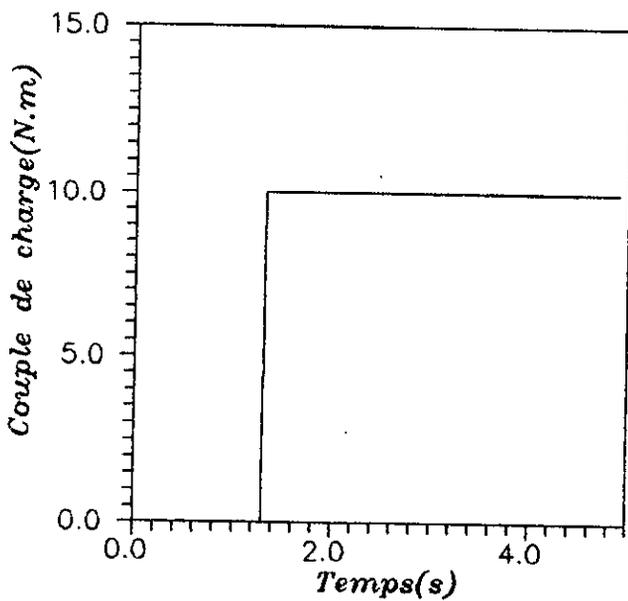
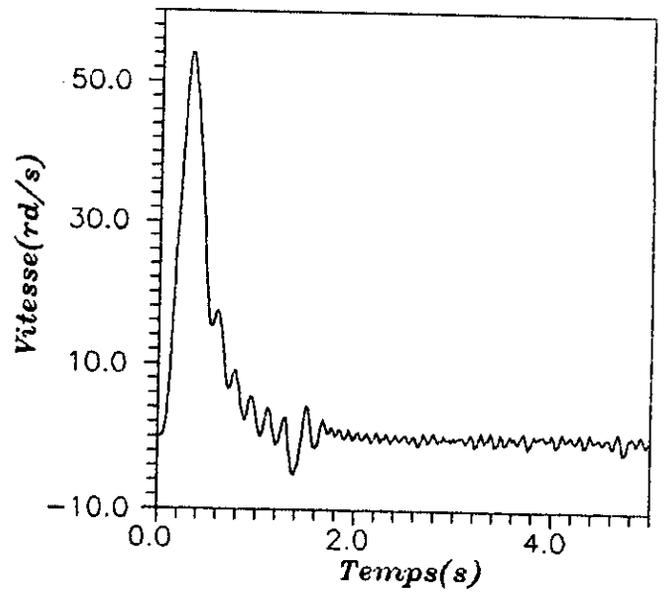
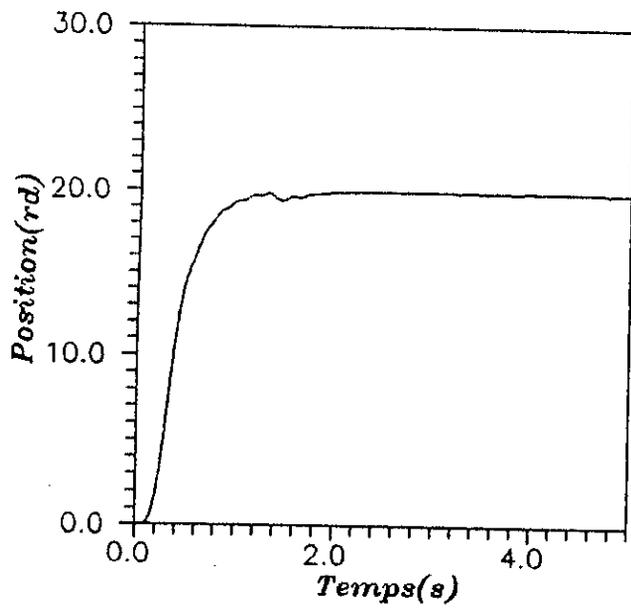
(fig.IV. 9) Commande adaptative:(avec filtrage)
flux et tension ,pour une variation
de la resistance R_r de 500 %.



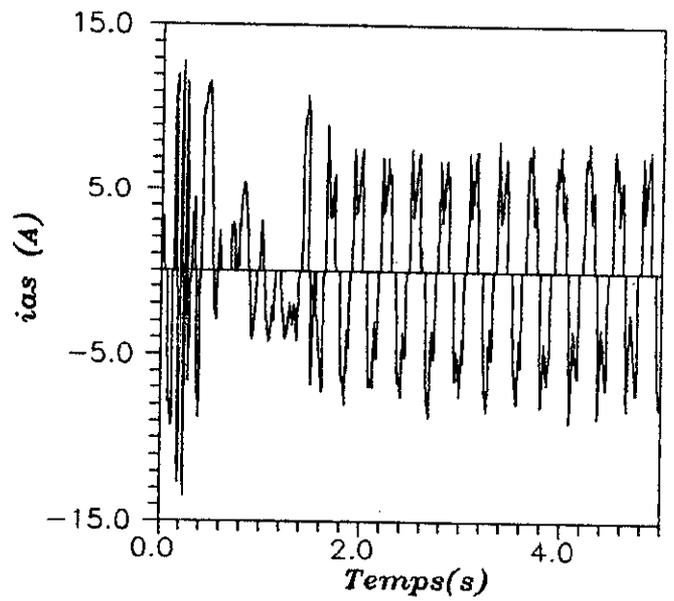
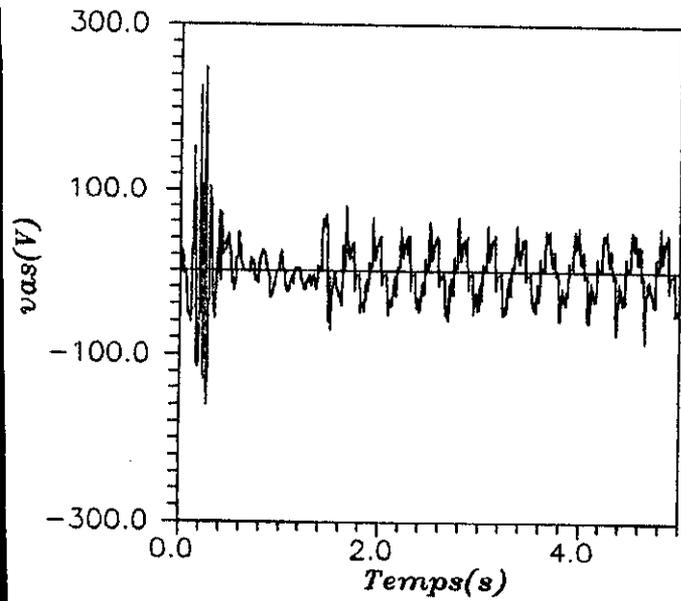
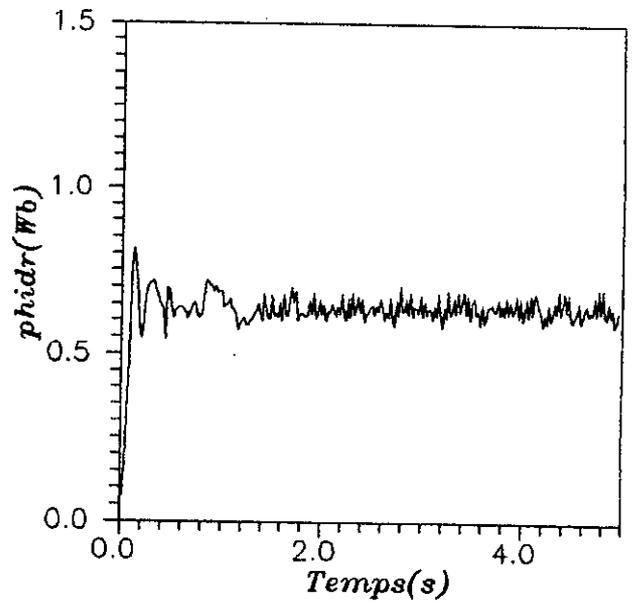
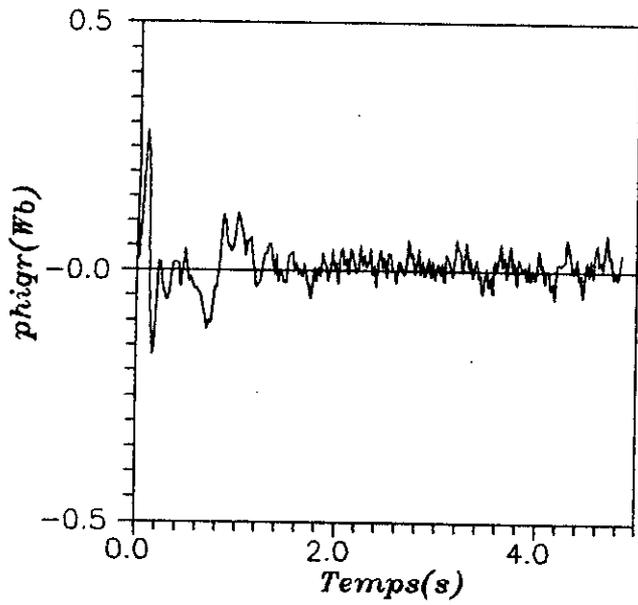
(fig.IV.10) commande adaptative:
 position, vitesse, courant et couple
 pour un echelon de consigne (20 rd)



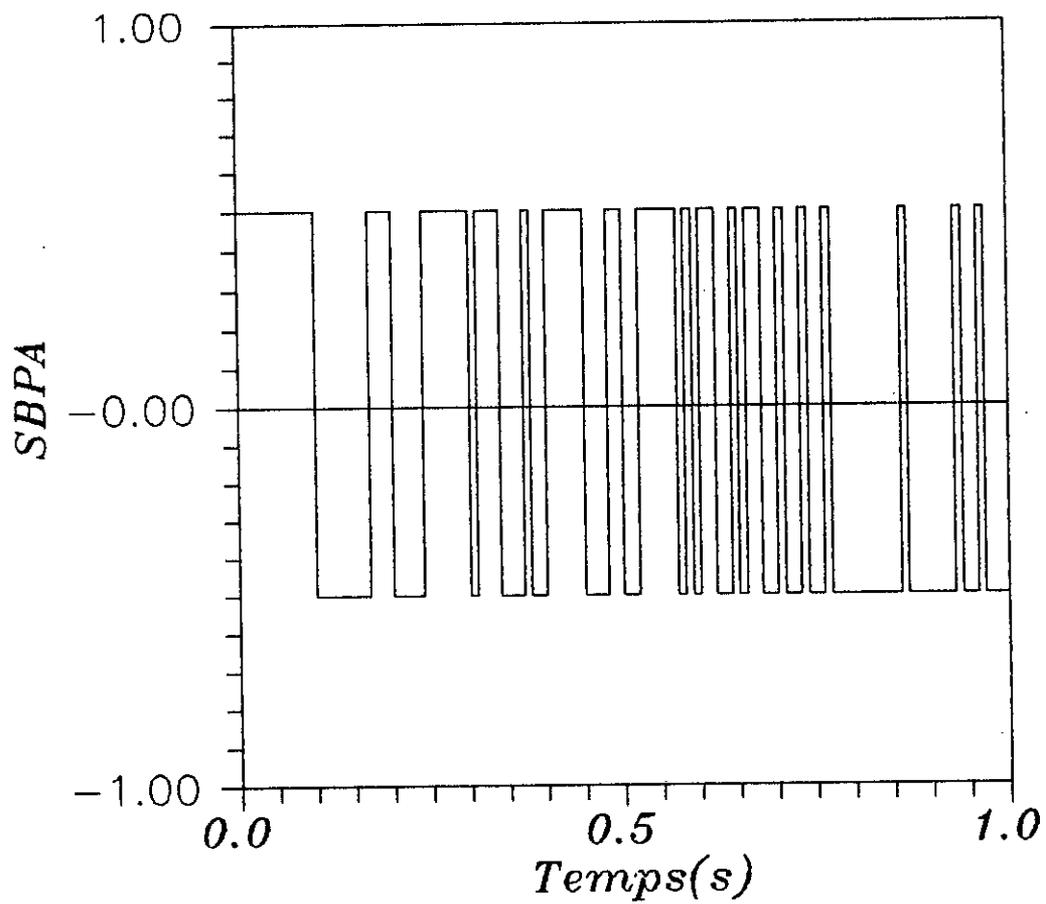
(fig.IV.11) commande adaptative:
flux et tension
pour un echelon de consigne (20 rd)



(fig.IV.12) Commande adaptative:(avec filtrage)
 Position,vitesse,couple et couple de charge
 pour une variation de (0:10 N.m)



(fig.IV.13) Commande adaptative:
courant, flux et tension
pour une variation de C_r (0:10)



(fig.14) Sequence binaire pseudo aleatoire

Conclusion

CONCLUSION GENERALE

Aucours de cette étude nous avons développé la technique de commande vectorielle, basée sur l'orientation indirecte du flux rotorique, afin de réaliser une commande de vitesse et de position d'une machine asynchrone triphasée alimentée en courant, en utilisant deux stratégies de commande:

1-Commande classique:

La commande classique est basée sur la synthèse des régulateurs standards à paramètres fixes, en utilisant le modèle dynamique linéaire et simplifié après découplage par orientation du flux. C'est une commande simple à mettre en oeuvre, pas très coûteuse et permet d'obtenir des performances satisfaisantes du point de vu temps de réponse, poursuite de la consigne et rejet des perturbations.

2-Commande adaptative:

La commande adaptative est basée sur l'identification en temps réel du système découplé, par un modèle de prédiction échantillonné linéaire, permettant de calculer le régulateur à chaque période d'échantillonnage.

Les performances obtenues sont appréciables, cependant cette commande reste difficile à réaliser car elle nécessite un matériel informatique assez puissant et coûteux.

Nous avons constaté aussi aucours de cette étude, l'influence de la modélisation des convertisseurs statiques associés à la machine asynchrone.

Notre travail a abouti à la réalisation d'un Logiciel de Simulation " F.O.C.SIM " (Field Oriented Control Simulation) (voir annexes).

Ce logiciel est conçu pour la simulation de la commande par flux orienté de n'importe quelle M.A.S alimentée en courant, avec les deux stratégies de commande:

- CLASSIQUE
- ADAPTATIVE.

ANNEXES

ANNEXE I:

Paramètres de la machine utilisée dans le chap III, première partie:

$L_s = 0.1554$ (H), $L_r = 0.1568$ (H), $L_{sr} = 0.15$ (H)

$R_s = 1.2$ (Ω), $R_r = 1.8$ (Ω), $p = 2$, $J = 0.013$ (Kg m²)

$f = 10^{-6}$ (U.S.I), $P_n = 4$ (Kw), $I_n = 15$ (A), $N_n = 1500$ (tr/mn).

ANNEXE II:

Paramètres de la machine utilisée dans le chap III, deuxième partie:

$L_s = 274.06$ (mH), $L_r = 288.55$ (mH), $L_{sr} = 263.2$ (mH)

$R_s = 3.872$ (Ω), $R_r = 2.6612$ (Ω), $p = 2$, $J = 0.08$ (Kg m²)

$f = 10^{-6}$ (U.S.I), $R_f = 0.085$ (Ω), $L_f = 160.0$ (mH)

$N_n = 1500$ (tr/mn), $I_n = 15$ (A), $\Gamma_n = 12.5$ (N.m).

ANNEXE III:

Les abaques utilisées pour le calcul du régulateur de vitesse, ainsi que la présentation du logiciel "F.O.C.SIM", sont données dans les pages suivantes.

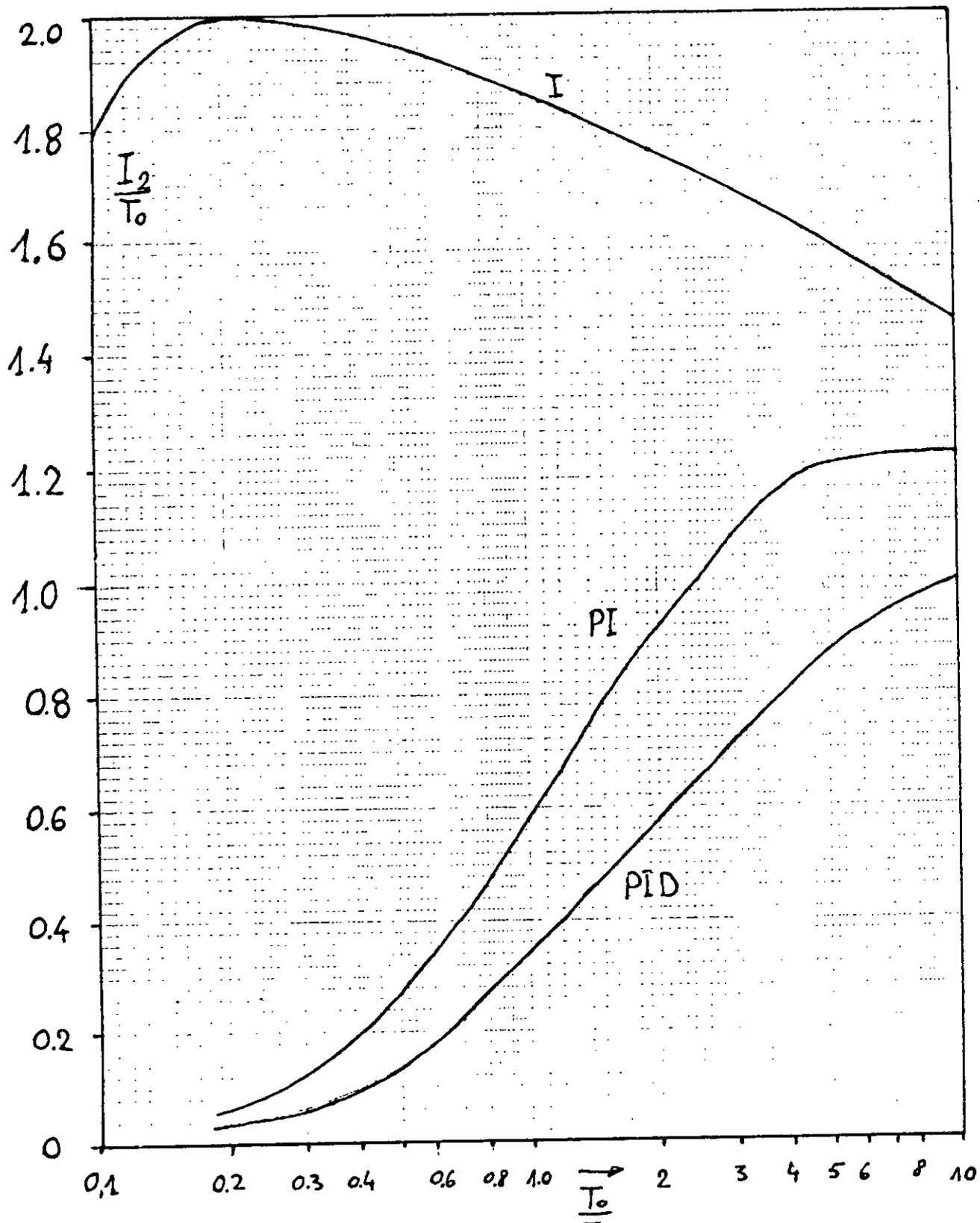


Fig. 14. Valeurs du critère $\frac{I_2}{T_0}$, pour les régulateurs ajustés selon $I_{2\min}$

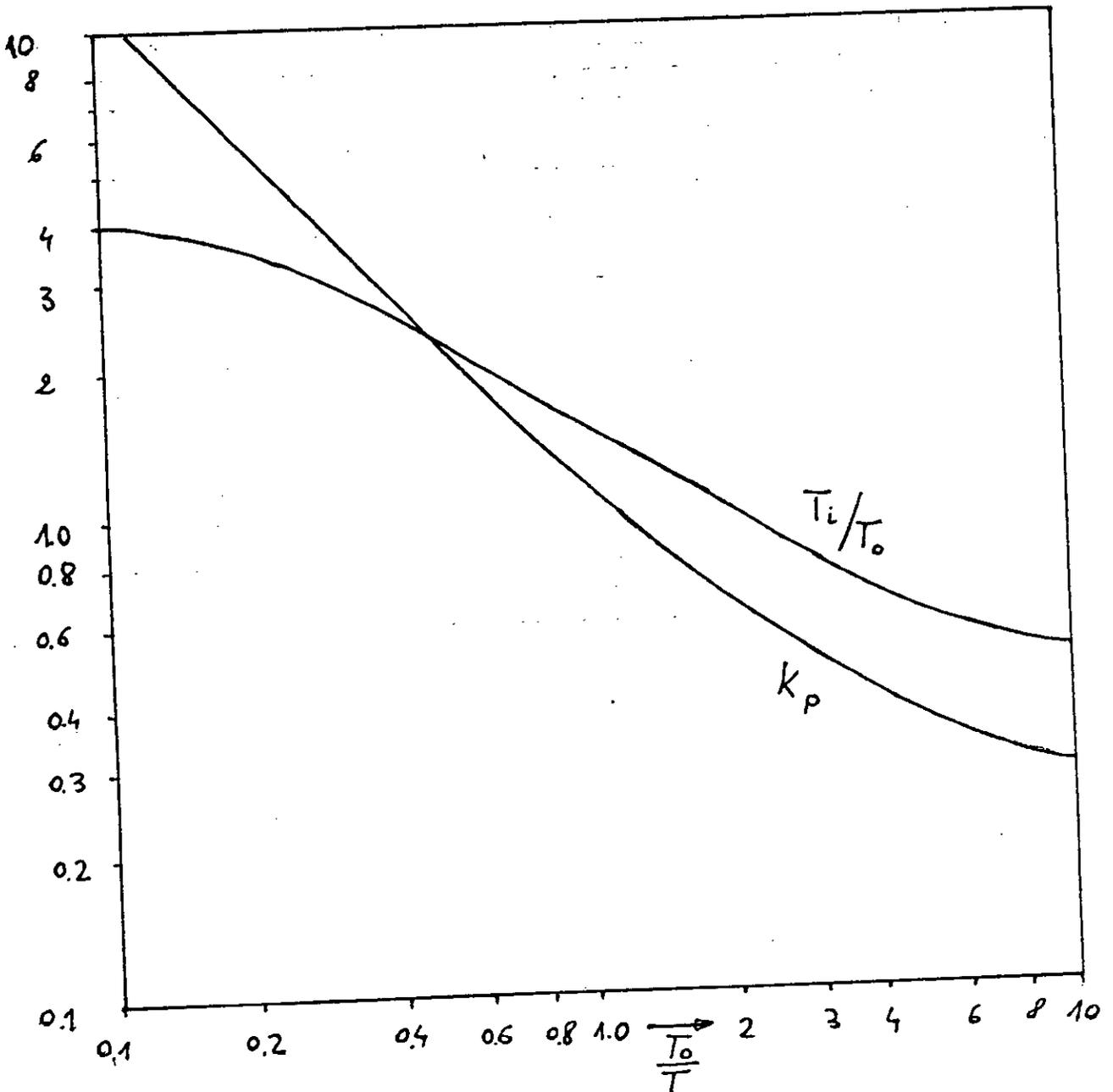


Fig. 11. Paramètres optimaux d'un régulateur P.I pour critère $(I_2 = \int_0^{\infty} e^2 dt)$ I_{2min}

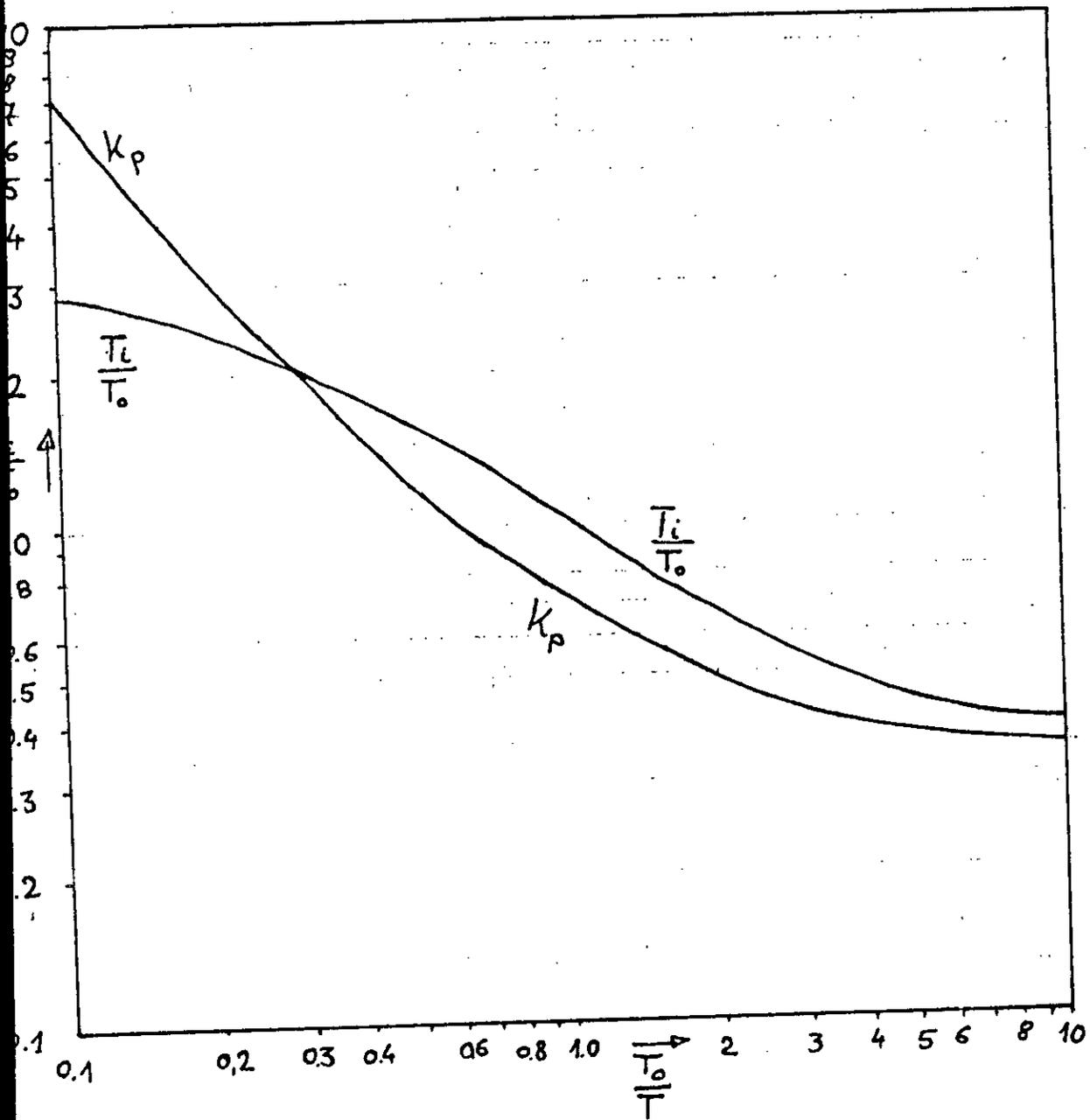


Fig. 7. Paramètres optimaux d'un régulateur P.I.
pour $\sigma = 20\%$ et t_1 min

REGULATEURS

ECHELLE

SIMULATION

EFFACER

QUITTER

REPONSE

1.20000E+02

0.00000E+00

0.00000E+00

TEMPS

2.00000E+00

ESR							
LS							
Lr							
Lf							
RR							
RS							
RF							
frot:f							
moment:j							
poles:p							
i nominal							
v nominal							
couple nom							
flux nom							
consigne							

REGULATEURS

ECHELLE

SIMULATION

EFFACER

QUITTER

REPONSE

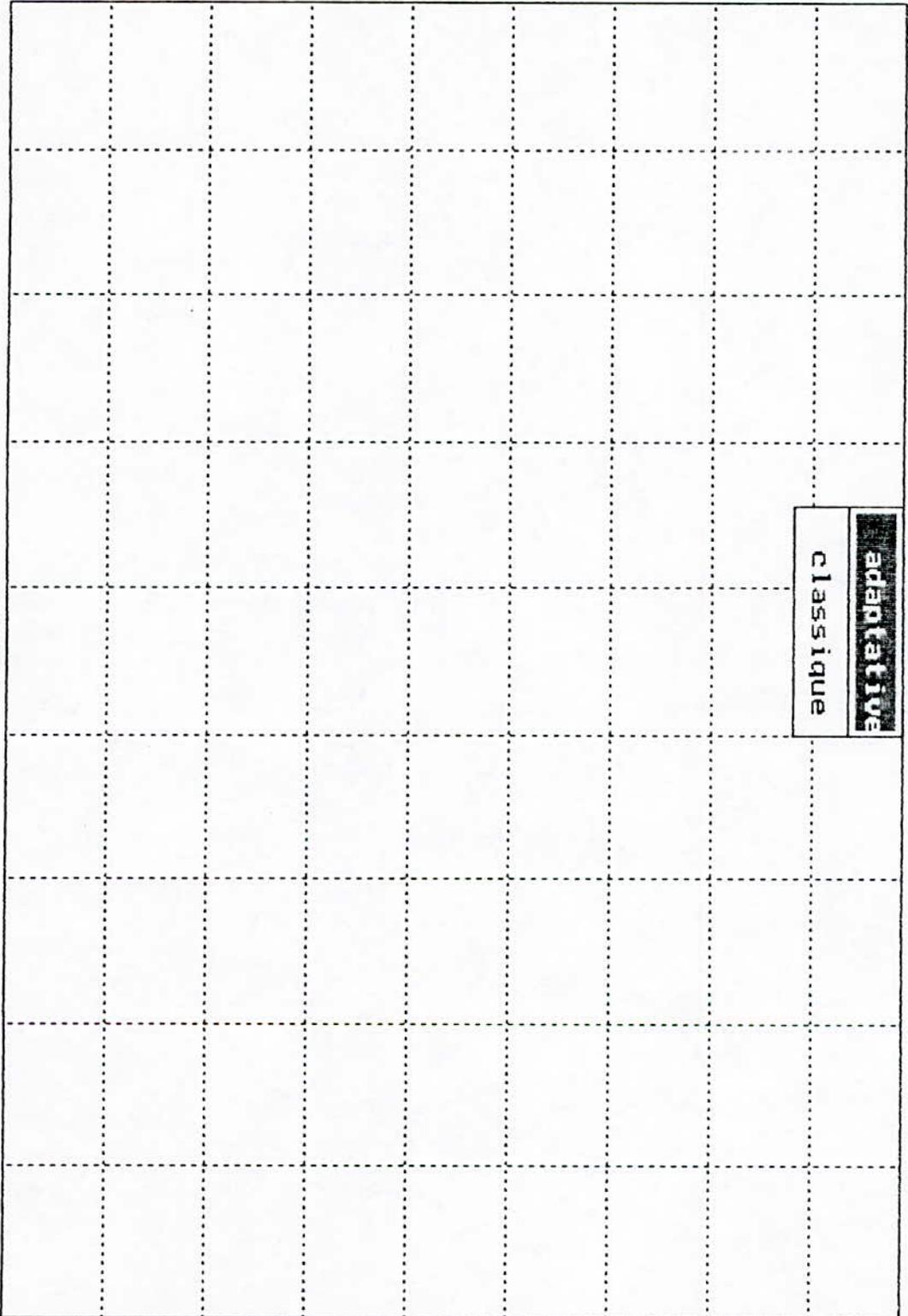
0.00000E+00

1.20000E+02

0.00000E+00

TEMPS

2.00000E+00



VITESSE

PHIDR

COUPLE

IAS

UAS

REPOSE

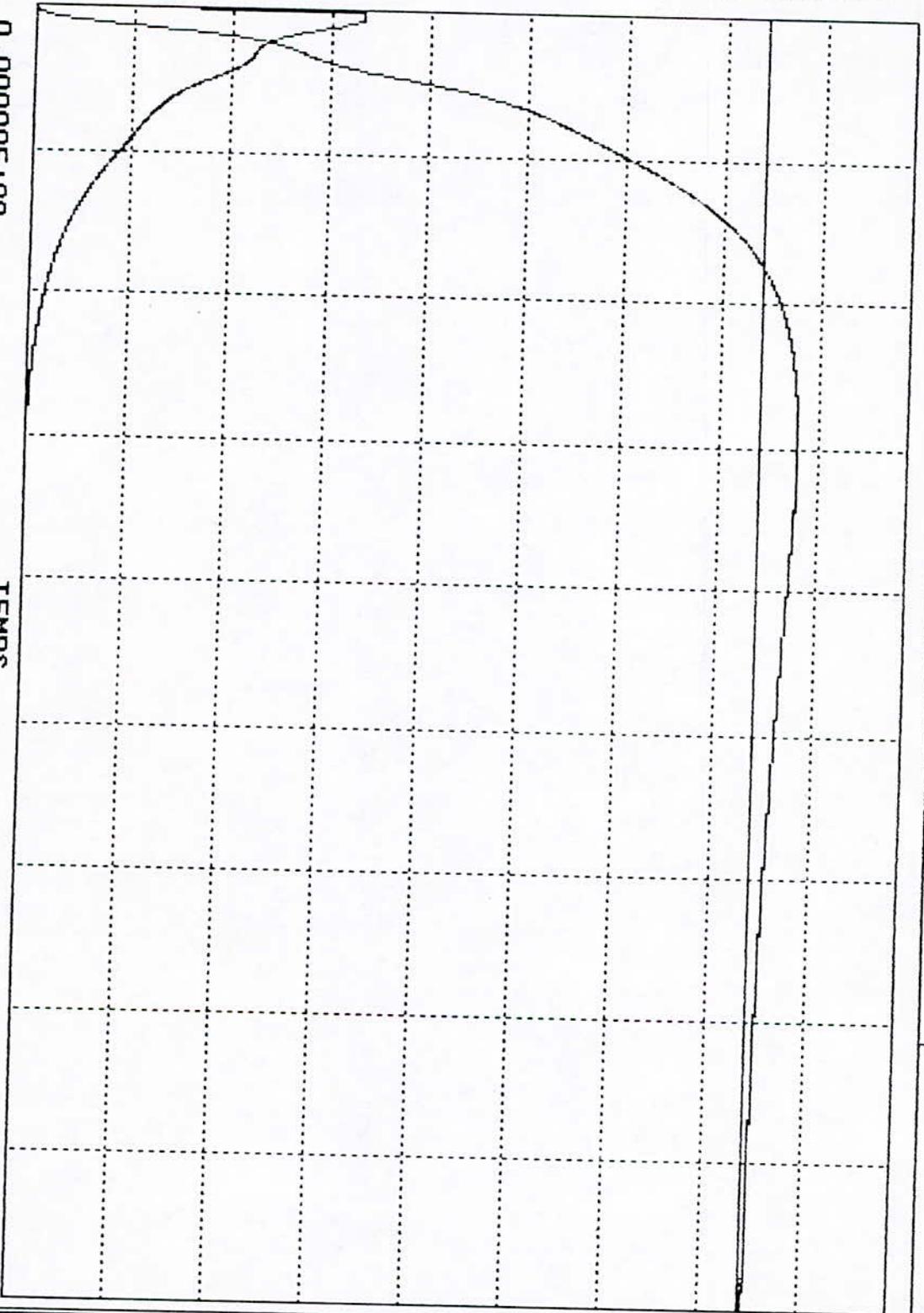
0.00000E+00

1.20000E+02

0.00000E+00

TEMPS

2.00000E+00



temps=2.001

vitesse=100.431

UITESSE

PHIDR

COUPLE

IAS

UAS

REPONSE

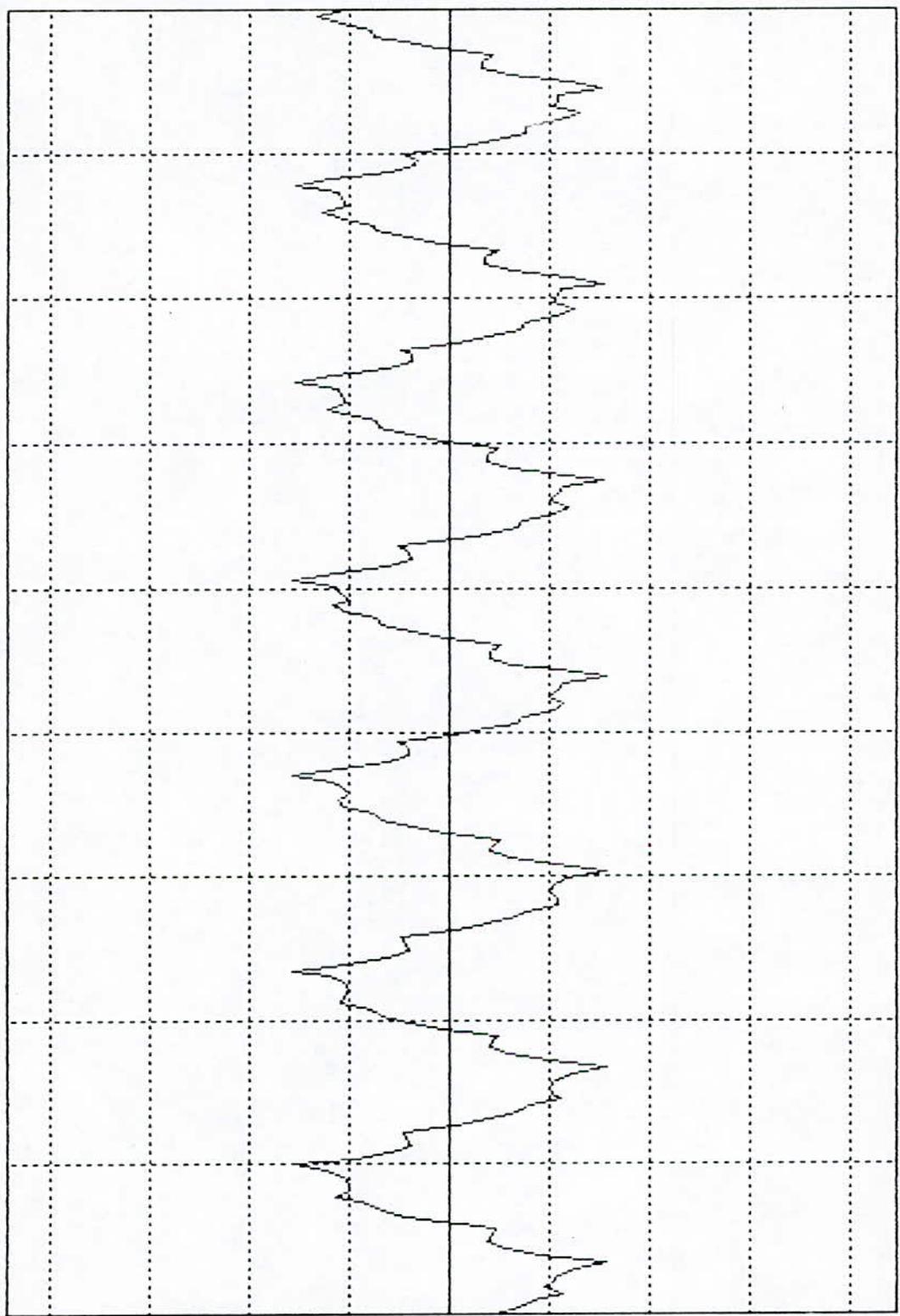
-5.00000E+02

5.00000E+02

6.00000E-01

TEMPS

8.00000E-01



temps=0.801

vas=11.035

BIBLIOGRAPHIE

- [Ref.1] : J.Chatelain
Machines électriques Tome I
- [Ref.2] : G.A.Capolino Y.Y.FU
Commande des machines asynchrones par
flux orienté :principe, méthode et simulation
- [Ref.3] : B.K.Bose
Powers electronics and A.C drives Tome I
Printice-Hall New Jersey 07632
- [Ref.4] : C.H.LIU, C.C.HWU et Y.F.FENG
Modeling and implementation of a microprocessor .
based C.S.I fed induction motor drive using
Field Oriented Control
I.E.E.E trans.ind.applic Vol 25 N°4
July 1989.
- [Ref.5] : A.Hadjeres et T.Amor
Commande par flux orienté des machines
alternatives :principe, méthode et simulation
Projet de fin d'études E.N.I.T.A 1991.
- [Ref.6] : I.D.Landau et L.Dugard
Commande adaptative :
Aspects pratiques et théoriques
Masson, Paris 1986

- [Ref.7] : I.D.Landau
Identification et commande des systèmes
Ed Hermès 1988
- [Ref.8] : S.C.Puthenpura et J.F.Mac Gregor
Pole-zero placement controllers and self-turning
regulators with better set point tracking
I.E.E Proceedings, Vol 134 Pt D, N°7
Janury 1987.