

8/97

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique
D.E.R. de Génie Electrique et Informatique
Filière : Electrotechnique



PROJET DE FIN D'ETUDES
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique

Thème

**MÉTHODOLOGIES DE COMMANDE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE
INCLUANT LA LOGIQUE FLOUE**

Proposé et Dirigé par :

B. HEMICI
M. O. MAHMOUDI

Etudié par :

BOULKHRACHEF Salah
KADRI Lyes

Promotion : Juillet 1997

E.N.P. 10, AVENUE HASSEN BADI - EL-HARRACH - ALGER

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique
D.E.R de Génie Electrique et Informatique
Filière : Electrotechnique



PROJET DE FIN D'ETUDES
Pour l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état
en Electrotechnique

Thème

**MÉTHODOLOGIES DE COMMANDE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE
INCLUANT LA LOGIQUE FLOUE**

Proposé et Dirigé par :

B. HEMICI
M. O. MAHMOUDI

Etudié par :

BOULKHRACHEF Salah
KADRI Lyes

Promotion : Juillet 1997

E.N.P. 10, AVENUE HASSEN BADI - EL-HARRACH - ALGER

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

"قل إن صلاتي و نسكي ومحياي
ومماتي لله رب العالمين لا شريك له
وبذلك أمرت وأنا أول المسلمين"

الإهداء

إلى رسولنا الحبيب محمد صلى الله عليه و سلم، نبي الهدى و الرشاد.
إلى والدي الكريمين رمزا الحنان و الوفاء أطال الله في عمرهما.
إلى إخوتي و أخواتي الأعزاء خالتي و كافة الأهل و الأقارب.
إلى أصدقائي الذين يعز علي أن أميز من بينهم أحدا.
إلى مدينتي العزيزة، مدينة ابن باديس رحمه الله، " قسنطينة " جعلك الله
منبرا للعلم و الإصلاح.
إلى كل الشعب الجزائري المسلم المجاهد.

إلى كل هؤلاء أهدي ثمرة جهدي

قادري إلياس.

إلى المرحومة أمي.
إلى أبي و خالتي.
إلى جدي و جدتي.
إلى إخوتي و أخواتي.
إلى أخوالي و خالاتي وكافة الأهل و الأقارب.
إلى أصدقائي.
إلى كل من يؤمن بأن النجاح يبدأ من القيام بأ بسط الواجبات
اليومية، على أن الجهد المنهجي هو أول خطوة لذلك.

أهدي ثمرة جهدي

بولخراشف صالح

REMERCIEMENT

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos promoteurs messieurs, B. Hemici et monsieur, M.O. Mahmoudi pour leurs aides sans réserve et leurs conseils précieux qu'il nous ont dispensés tout au long de ce travail.

Nous tenons également à remercier messieurs les membres de jury pour l'honneur qu'il nous ont fait en acceptant de siéger à notre soutenance.

Nous remercions tout particulièrement messieurs, S. Barkati pour son soutien morale et ses conseils précieux.

Nos remerciement vont également à : A. Laib, D. Lalili, K. Berbera, S. Labiad, A. Benmenssour, A. Boudaib, C. Boubakir, H. Bouhassoun, O. Bouhali , pour leurs aides considérables lors de la réalisation de ce travail.

Que tous les enseignants et étudiants de la D.E.R de Génie Electrique et Informatique trouvent ici l'expression de notre reconnaissance et respect.

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENIRALE	2
-----------------------------	---

Chapitre I : MODELISATION DU GROUPE CONVERTISSEUR STATIQUE MACHINE ASYNCHRONE

Introduction	6
I.1 Modélisation de la machine asynchrone	6
I.1.1 Rappels	6
I.1.2 Hypothèse simplificatrices	7
I.1.3 Conventions	7
I.1.4 Modèle triphasé de la MAS	8
I.1.5 Transformation de PARK	9
I.1.6 Modélisation de la MAS dans le repère de PARK	11
I.1.7 Choix du référentiel	12
I.1.8 Mise sous forme d'équation d'état	13
I.2.9 Simulation numérique	14
I.2 Modélisation de l'alimentation de la machine	17
I.2.1 Modélisation du redresseur	18
I.2.2 Modélisation du filtre	19
I.2.3 Modélisation de l'onduleur	20
I.2.4 Contrôle des courants par hystérésis	22
I.3 Simulation et interprétation	24
Conclusion	28

Chapitre II : COMMANDE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction	30
II.1 Principe de la commande du flux orienté	30
II.2 Description	31
II.3 Modélisation de la MAS alimentée en courant	32
II.4 Commande en courant	37
II.5 Commande indirecte par flux orienté	38
II.6 Simulation numérique	40
Conclusion	43

Chapitre III : COMMANDE EN BOUCLE FERMEE AVEC REGLAGE CLASSIQUE

Introduction	45
III.1 Fonction de transfert en boucle ouverte	45
III.2 Etude comparative entre les régulateurs PI et les régulateurs IP	46
III.2.1 Etude du réglage de vitesse avec un régulateur PI	47
III.2.2 Etude du réglage de vitesse avec un régulateur IP	48
III.3 Application du réglage de vitesse classique à l'association onduleur MAS	49
III.3.1 Résultats de simulation avec régulateur PI	50
III.3.2 Résultats de simulation avec régulateur IP	54
Conclusion	58

Chapitre IV : METHODOLOGIES DE CONTROLE FLOU

Introduction	60
IV.1 Principe fondamental de la logique floue	60
IV.2 Rappels des principes de la logique floue	61
IV.2.1 Ensembles flous	61
IV.2.2 Opérations ensemblistes élémentaires	62
IV.2.3 Variables linguistiques et ensembles flous	63
IV.2.4 Fonction d'appartenance	64
IV.2.5 Implication floue	65
IV.2.6 logique floue et raisonnement approche	65
IV.3 Contrôleur flou	67
IV.4 Stratégie de fuzzification	68
IV.5 Base de données	69
IV.6 Base de règles	69
IV.6.1 Choix des variables d'état du processus et des variables de contrôle des règles de contrôle flou	69
IV.6.2 Types de règles de contrôle flou	70
IV.6.3 Justification des règles de contrôle flou	71
IV.7 Logique de prise de décision	72
IV.7.1 Mécanisme d'inférence	73
IV.7.2 Contrôleur type Mamdani	73
IV.7.3 Contrôleur de type Larsen	73
IV.7.4 Contrôleur de type Zadeh	74
IV.8 Défuzzification	75
IV.8.1 Méthode du maximum	75
IV.8.2 Méthode de la moyenne des maxima	75
IV.8.3 Méthode du centre de gravité	75
IV.8.4 Méthode des hauteurs pondérés	76
IV.9 Les avantages et les inconvénients des contrôleurs flous	76
Conclusion	77

Chapitre V : APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE EN COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Introduction	79
V.1 Réglage de la vitesse d'un moteur asynchrone avec un contrôleur flou typique	
V.1.1 Description du contrôleur flou typique	80
V.1.2 Loi de commande	81
V.1.3 Implémentation	84
V.1.4 Application à l'association onduleur MAS	85
V.2 Onduleur flou	89
V.2.1 Partition et table de décision	89
V.2.2 Organigramme de commande	90
V.2.3 Résultats de simulation	91

V.3 Réglage de vitesse d'un moteur asynchrone avec un contrôleur flou à gain adaptatif	
<i>V.3.1 Description du contrôleur flou à gain adaptatif</i>	92
<i>V.3.2 Développement de la table de décision</i>	92
<i>V.3.3 Application à l'association onduleur MAS</i>	95
Conclusion	103

Chapitre VI : COMBINAISON FLOU / CONVENTIONNEL

Introduction	105
VI.1 Implémentation	105
VI.2 Superviseur	106
VI.3 Ajustement des contrôleurs classiques par logique floue	107
VI.4 Application	109
VI.5 Simulations et interprétations	110
Conclusion	117

Chapitre VII . ADAPTATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE A LA COMMANDE INDIRECTE DE LA MAS

VII.1 Sensibilité de la commande aux variations de la résistance rotorique	
Introduction	119
<i>VII.1.1 Présentation du problème</i>	119
<i>VII.1.2 Simulations et interprétations</i>	121
VII.2 Adaptation de la résistance rotorique	123
VII.2.1 Méthode d'adaptation analytique de R_r proposée par C. C. Chan et H. Wang (Méthode directe)	123
<i>VII.2.1.1 Principe de la méthode</i>	123
<i>VII.2.1.2 Simulations et interprétations</i>	126
VII.2.2 Méthode d'adaptation de la résistance rotorique basée sur le calcul de la puissance réactive (Méthode indirecte)	128
<i>VII.2.2.1 Principe de la méthode</i>	128
<i>VII.2.2.2 Simulations et interprétations</i>	130
Conclusion	132
 CONCLUSION GENERALE	 134
 ANNEXES	 137
 BIBLIOGRAPHIE	 147

LISTE DES SYMBOLES UTILISES

MAS	: Machine asynchrone;
s, r	: Indices correspondants au stator et au rotor;
a, b, c	: Indices correspondants aux trois phases a, b, c;
d, q	: Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant;
L_s, L_r	: Inductances cycliques statorique et rotorique par phase;
L_m	: Inductance mutuelle cyclique;
R_s, R_r	: Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase;
T_s, T_r	: Constantes de temps statorique et rotorique;
σ	: Coefficient de fuite totale;
p	: Nombre de paire de pôle;
C_e	: Couple électromagnétique;
C_r	: Couple résistant;
J	: Moment d'inertie de la partie tournante;
θ_p	: Angle électrique de la transformation de PARK;
θ_s, θ_r	: Angles électriques statorique et rotorique;
ω_s, ω_r	: Pulsations électriques statorique et rotorique;
ω_{gl}	: Pulsation électrique de glissement;
Ω	: Vitesse mécanique du rotor;
Φ_s, Φ_r, Φ_m	: flux statorique, rotorique, et magnétisant;
v	: Tension;
i	: Courant;
A, B	: Ensembles flous liés aux variables d'entrée;
C	: Ensemble flou lié au variable de sortie;
U	: Univers de discours;
V	: Variable floue;
μ	: Fonction d'appartenance;
R	: Relation floue;
$G_e, G_{\Delta e}, G_{\Delta u}$: Les gains de normalisation;
K_p, K_i	: Les paramètres du régulateur classique (PI, IP).

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Le monde industriel a été dominé pendant longtemps par les machines à courant continu; cependant les machines à courant alternatif présentent de nombreux avantages, notamment en ce qui concerne la simplicité de conception due à l'absence du collecteur mécanique.

En effet, la présence du collecteur mécanique pose de nombreux problèmes, les machines à courant continu ne peuvent être utilisées dans le domaine de grandes puissances ou vitesses, ni en milieux corrosifs ou explosifs.

Face à cette limitation, le moteur asynchrone présente des avantages attirants tels que la simplicité de construction, le faible coût d'achat et de maintenance, la robustesse, ... etc.

Malheureusement, la machine asynchrone présente un inconvénient majeur; sa structure dynamique est fortement non linéaire, et les variables internes de la machine tels que le couple et le flux sont fortement couplés, ce qui complique la commande.

La commande vectorielle (commande par orientation du flux), permet d'envisager un découplage entre le couple et le flux de la machine, et d'aboutir à un contrôle comparable à celui des machines à courant continu à excitation séparée.

Face à la diversité des systèmes et en réponse aux exigences de leurs opérateurs, le premier type de commande auquel on ait fait appel fut la régulation classique. Ce type de régulateurs a l'avantage d'être efficace, fiable et simple à régler.

De nombreuses méthodes ont été mises au point dans le but de faciliter le réglage de ces systèmes de commande.

Malgré l'existence de cette diversité de méthode de calcul, les performances d'un régulateur classique restent bien souvent limitées en raison de la complexité réelle des systèmes à commander (non linéarité, variation des paramètres, ...). Afin d'améliorer les performances, le réajustement des paramètres du régulateur en fonction des variations de la dynamique du système sous contrôle s'avère nécessaire. Or, la mise en oeuvre de ces techniques de réajustement, surtout dans un milieu industriel, est compliquée. Dès lors, la nécessité s'est fait sentir d'adapter automatiquement la loi de commande aux effets des perturbations qui agissent sur la dynamique du système sous contrôle; ceci peut être confié à la commande adaptative.

Mais, l'emploi de cette stratégie de contrôle nécessite une modélisation du processus à commander. Or, cette modélisation n'est pas toujours évidente surtout lorsqu'il s'agit d'un système complexe et/ou non linéaire. D'autre problème dû à la complexité numérique des algorithmes d'identification et à la quantité d'informations acquises limitent les performances du système commandé. Pour résoudre ces problèmes, des nouvelles stratégies de commande basées sur l'expertise de l'opérateur ont été élaborées.

Le point clef de ces nouvelles stratégies réside dans l'utilisation du calcul symbolique pour la modélisation de l'algorithme de commande. Cette méthodologie ouvre

une nouvelle voie par l'utilisation d'heuristiques (logique heuristique), en remplaçant la modélisation du régulateur par une loi de commande sophistiquée.

Or des études faites, ont montré que, dans une boucle de régulation, l'homme réagit comme un contrôleur robuste non linéaire dont les paramètres varient au cours du temps. Cette stratégie de contrôle "humain" intègre la connaissance du processus et l'indice de performance dans l'objectif de la commande. Dans la pratique, on voit bien l'intérêt de ce type de commande; l'être humain peut prendre une action de contrôle même en présence de non linéarité, de distorsion, ...etc.

Ainsi les contrôleurs flous peuvent être vus comme un cas de commande experte, elle même caractérisée par l'utilisation d'un mécanisme représentatif des jugements de l'être humain.

La théorie des ensembles flous permet de manipuler des données dont les caractéristiques s'accordent mal avec le calcul et la logique classique : données incertaines, mal quantifiées, et redondantes.

Les bases de cette théorie généralisent la notion d'appartenance d'un objet à un ensemble donné.

De plus, les systèmes à base de logique floue sont apparentés aux systèmes experts, en ce sens qu'ils s'appuient sur une base de connaissances et sur des règles de traitement de celles-ci (mode de raisonnement : inférence). Ainsi, un contrôleur flou peut être vu comme un système expert particulier ayant pour objectif de remplacer un opérateur qualifié dans son observation et son jugement. Il permet alors le traitement des idées humaines souvent incertaines.

Ce type de commande se caractérise par :

- Son aptitude à appréhender des problèmes tels que non linéarité et retard pour lesquels les contrôleurs conventionnels sont mal adaptés;
- L'utilisation du savoir d'un expert sur la façon de piloter le système et donc la suppression de la procédure de modélisation mathématique du processus à commander.

Les premiers résultats de cette nouvelle stratégie de commande ont intéressé beaucoup de chercheurs. Au Japon, cette nouvelle stratégie est désormais accessible au grand public.

A l'échelle industrielle, cette stratégie de contrôle a surtout été utilisée pour la régulation des systèmes complexes tels que le four à ciment, commande de la température d'un four pilote. La plupart des études menées à ce jour montrent d'une part, la robustesse du contrôleur flou vis-à-vis de la variation de la dynamique du système à commander et d'autre part, en comparaison avec un PID, un temps de montée faible, et un dépassement limité.

D'autres chercheurs PAPANICOLPOLOUS, NIKOAOS sont partis du fait que la majorité des chaînes de régulation existantes fonctionnent avec des régulateurs conventionnels; ils ont eu l'idée d'utiliser la logique floue pour la supervision d'un régulateur classique [16].

Ceci a pour avantage de profiter :

- d'une part de la fiabilité et de la précision du modèle mathématique du régulateur classique existant;
- d'autre part, du principe même de la logique floue en remplaçant l'opérateur humain qui contrôle le fonctionnement du processus par un superviseur flou.

C'est dans ce contexte que les travaux exposés dans cette thèse. Ils présentent un ensemble de méthodologies concernant, d'une part, la technique conventionnelle (à savoir la régulation PI et IP) et d'autre part, la commande floue.

Ce mémoire est organisé en sept chapitres:

Le but du premier chapitre est l'élaboration d'un modèle mathématique du groupe convertisseur statique machine asynchrone utilisé par la suite.

Le deuxième chapitre présente la commande indirecte par orientation du flux rotorique. Afin de réaliser le découplage entre le couple et le flux de la machine.

Le troisième chapitre montre le réglage de la vitesse de la machine par deux types des régulateurs PID (PI et IP). Une comparaison est effectuée pour montrer les performances de chacun des deux régulateurs.

Le quatrième chapitre regroupe un ensemble de méthodologies concernant la commande floue (fuzzification, règles de contrôle flou, inférence, défuzzification). Partant du schéma synoptique général d'un contrôleur flou, on essaiera d'expliquer le rôle et les caractéristiques de ses différents blocs.

Le cinquième chapitre donne une méthode de développement d'algorithme flou. Des applications en simulation sont envisagées:

- Réglage de la vitesse du moteur asynchrone, nous utilisons un contrôleur flou typique;
- Application de la logique floue aux onduleurs;
- Réglage de la vitesse de la MAS avec un contrôleur flou à gain adaptatif.

Le sixième chapitre présente une association des deux types de régulateur conventionnel et non conventionnel (PI et flou, IP et flou).

Le dernier chapitre montre l'influence de la résistance rotorique R_r sur la dynamique du système à réguler, une solution est proposée pour compenser cette variation. Nous utilisons deux méthodes une est directe proposée par C. C. Chan et H. Wang, l'autre est indirecte connue par la méthode de L. J. Garcès.

CHAPITRE I



MODÉLISATION DU GROUPE CONVERTISSEUR STATIQUE MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION

La modélisation d'un système quelconque est indispensable lorsque nous voulons étudier une commande particulière sur ce système.

La machine asynchrone n'est pas un système simple, car, de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation, les courants de foucault, l'effet pelliculaire ... etc.

Cependant, nous n'allons pas tenir compte de ces phénomènes, car, d'une part, leur formulation mathématique est difficile, d'autre part, leur incidence sur le comportement de la machine est considéré comme négligeable, dans certaines conditions. Ceci nous permet d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

Le modèle de la machine asynchrone est un système de six équations différentielles à coefficients fonctions périodiques du temps. La résolution est difficile même avec l'utilisation de l'outil numérique.

L'utilisation d'une transformation dite de PARK, qui est un changement convenable des variables, permet de détourner cette difficulté.

Dans notre cas, le système à modéliser n'est pas seulement constitué de la machine asynchrone, mais également de son alimentation.

- Le redresseur à diodes avec le filtre capacitif ;
- L'onduleur de tension et sa commande.

I. 1 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I. 1. 1 Rappels

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine.

Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée :

- soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents;
- soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage).

Le champ statorique tourne à la vitesse $\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$, ω_s étant la pulsation du courant et de la tension statorique, et p le nombre de paires de pôles. La vitesse mécanique du rotor est notée Ω . Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega}{\Omega_s}$, est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator. Dans le repère rotorique, toutes les grandeurs électriques ont une pulsation $g \cdot \omega_s$.

1.1.2 Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte, et comme nous l'avons déjà soulevé (dans I.1), il est alors nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices.

--- On suppose que les circuits magnétiques non saturés, et suffisamment feuilletés pour que les pertes fer soient négligeables. Les relations entre les flux et les courants sont d'ordres linéaires.

--- On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires. L'effet de peau est négligé.

--- On ne tient compte que de la première harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer étant constant, les inductances propres sont constantes. Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.

1.1.3 Conventions

La machine est représentée par trois phases statoriques a_s, b_s, c_s , et trois phases rotoriques a_r, b_r, c_r .

$$\theta_r = \theta_p - \theta$$

$$\omega = p\Omega = \frac{d\theta}{dt}$$

θ_p : angle électrique stator/référentiel (d, q).

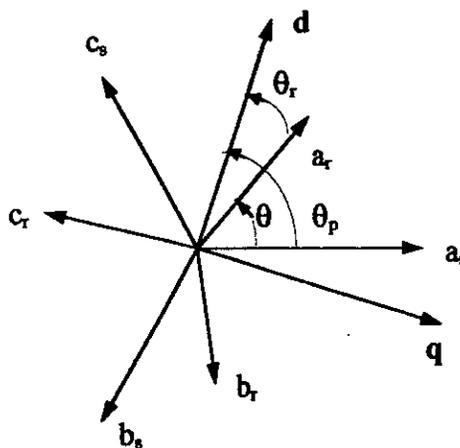


Fig. I.1 Représentation des axes de la machine

I. 1. 4 Modèle triphasé de la MAS

Avec Les hypothèses citées, ci-dessus, les équations qui décrivent le fonctionnement de la machine sont :

I. 1. 4. 1 Equations électriques de la MAS:

Les équations des tensions des trois phases statoriques, et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{aligned} (V_s) &= R_s(I_s) + \frac{d}{dt}(\Phi_s) \\ (0) &= R_r(I_r) + \frac{d}{dt}(\Phi_r) \end{aligned} \quad (I-1)$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{aligned} (\Phi_s) &= (L_{ss})(I_s) + (M_{sr})(I_r) \\ (\Phi_r) &= (L_{rr})(I_r) + (M_{rs})(I_s) \end{aligned} \quad (I-2)$$

$$(v_s) = \begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} \quad (I_s) = \begin{pmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{pmatrix} \quad (I_r) = \begin{pmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{pmatrix}$$

$$(L_{ss}) = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \quad (L_{rr}) = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix}$$

L'inductance mutuelle (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$(M_{sr}) = L_m \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{pmatrix} \quad (I-3)$$

$$(M_{rs}) = (M_{sr})^t$$

En remplaçant (I-2) dans (I-1) on obtient :

$$\begin{aligned} (V_s) &= R_s(I_s) + \frac{d}{dt}((L_{ss})(I_s)) + \frac{d}{dt}((M_{sr})(I_r)) \\ (0) &= R_r(I_r) + \frac{d}{dt}((L_{rr})(I_r)) + \frac{d}{dt}((M_{rs})(I_s)) \end{aligned} \quad (I-4)$$

I. 1. 4. 2 Equations mécaniques :

Le couple électromagnétique développé s'écrit :

$$C_e = p(I_s)^t \frac{d}{d\theta}(M_{sr})(I_r) \quad (I-5)$$

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_e - C_r - K_f \Omega \quad (I-6)$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile, car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine).

I. 1. 5 Transformation de PARK

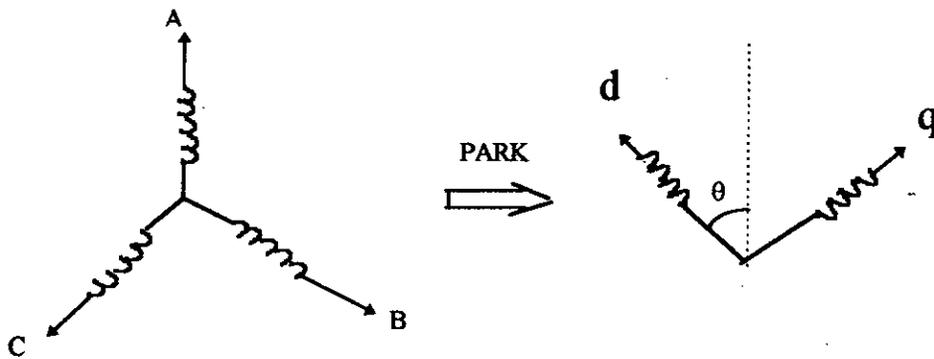


Fig I.2 Transformation de PARK

La transformation de PARK consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de PARK $P(\theta)$.

$$P(\theta) = \left(\frac{n1}{n2} \right) \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ K_0 & K_0 & K_0 \end{pmatrix}$$

avec : $n1, n2$: nombres fictifs de spires.

Dans une première détermination des coefficients $n1/n2$. Et K_0, I_0 est identifié à la composante homopolaire lorsque les courants i_a, b, c sont sinusoïdaux :

$$I_0 = 1/3(i_a + i_b + i_c) = (n1/n2)K_0(i_a + i_b + i_c)$$

Lorsque les courants sinusoïdaux triphasés sont équilibrés, i_a, b, c et I_d, q sont les projections sur les axes des phases du même vecteur tournant \vec{I} de module I .

$$i_a = I \cos(\omega t) \quad i_b = I \cos(\omega t - 2\pi/3) \quad i_c = I \cos(\omega t + 2\pi/3)$$

$$I_d = I \cos(\omega t - \theta) \quad I_q = I \sin(\omega t - \theta)$$

Par la transformation Triphasée/diphassée on tire :

$$I_d = (n1/n2)(3/2)I \cos(\omega t - \theta)$$

par identification on déduit :

$$(n1/n2) = 2/3 ; K_0 = 1/2$$

et à la fin on trouve :

$$P(\theta) = \left(\frac{2}{3} \right) \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}$$

La seconde détermination des coefficients repose sur l'invariance de la puissance instantanée P_e dans les deux systèmes de représentation, Ce qui, de toute évidence, conduit à leur équivalence physique. [3]

$$P_e = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = V_d i_d + V_q i_q$$

$$P_e = (V_{abc})^t (i_{abc}) = (V_{dqo})^t (i_{dqo})$$

A partir de cette relation on démontre que la matrice de passage [P] doit être orthogonale $[P]^t = [P]^{-1}$.

Tel que [P] s'écrit :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I-7)$$

$$P^{-1}(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \quad (I-8)$$

Remarque :

Dans notre travail, c'est cette transformation modifiée qui sera utilisée afin de conserver l'équivalence énergétique.

$$(X_d \quad X_q \quad X_o)^t = P(\theta) (X_a \quad X_b \quad X_c)^t$$

X : peut être le courant, le flux, la tension, ...etc.

I . 1 . 6 Modélisation de la MAS dans le repère de PARK

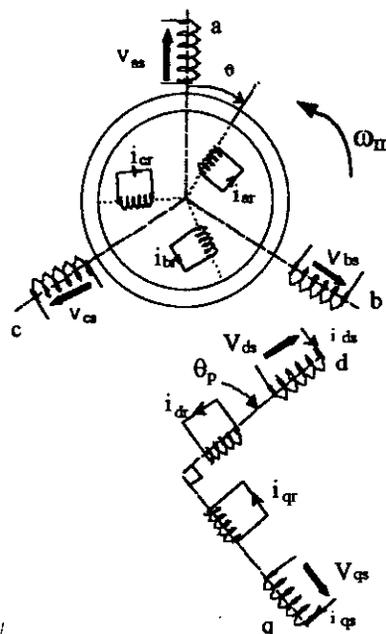


fig. I.3 Modélisation de la MAS dans le repère de PARK

Dans le repère de PARK (d , q) tournant à la vitesse angulaire $\omega_p = d\theta_p/dt$, les équations (I-1) et (I-2) s'écrivent :

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_p \Phi_{qs} & \omega_p &= \frac{d}{dt} \theta_p \\ V_{qs} &= R_s I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_p \Phi_{ds} & \omega &= \frac{d}{dt} \theta \end{aligned} \quad (\text{I-9})$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_p - \omega) \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_p - \omega) \Phi_{dr} \end{aligned} \quad (\text{I-10})$$

$$\begin{aligned} \Phi_{ds} &= L_s I_{ds} + L_m I_{dr} & \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qs} &= L_s I_{qs} + L_m I_{qr} & \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{aligned} \quad (\text{I-11})$$

I . 1 . 7 Choix du référentiel :

- **référentiel lié au stator** : est le mieux adopté pour travailler avec les grandeurs instantanées.

$$\frac{d}{dt} \theta_p = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_r = -\frac{d}{dt} \theta = -\omega$$

- **référentiel lié au rotor** : Dans ce repère $\theta_p = \theta$, donc :

$$\frac{d}{dt} \theta_r = 0 \quad \frac{d}{dt} \theta_p = \omega$$

- **référentiel lié au champ tournant** :

Dans ce cas la vitesse ω_p est la vitesse du champ tournant (vitesse de synchronisme ω_s), Les équations relatives au modèle de la machine asynchrone dans ce repère sont données par :

$$\begin{aligned}
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds}
 \end{aligned} \tag{I-12}$$

$$\begin{aligned}
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\
 \Phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\
 \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\
 \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \\
 \Phi_{dm} &= L_m (i_{ds} + i_{dr}) \\
 \Phi_{qm} &= L_m (i_{qs} + i_{qr})
 \end{aligned} \tag{I-13}$$

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \tag{I-14}$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \Omega$$

I. 1. 8 Mise sous forme d'équation d'état

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone sous forme d'équation d'état, et en manipulant les équations électriques (I-9) et (I-10), on aboutit à la forme d'état suivante.

$$\begin{aligned}
 \dot{X} &= F_x(X, U, t) \\
 Y &= F(X, U, t)
 \end{aligned}$$

Avec :

- X : vecteur d'état
- U : vecteur d'entrée
- Y : vecteur de sortie

On peut choisir indifféremment les composantes du vecteur d'état " X ".

Avec : $X = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs}, \Omega)^t$ on a le système suivant.

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = AX_1 + BU & X_1 = (\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{ds}, i_{qs})^t \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_e - C_r - K_f\Omega) & \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \quad (I-15)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & \omega_s & -R_s & 0 \\ -\omega_s & 0 & 0 & -R_s \\ \frac{1}{\sigma T_r L_s} & \frac{\omega}{\sigma L_s} & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) & (\omega_s - \omega) \\ -\frac{\omega}{\sigma L_s} & \frac{1}{\sigma T_r L_s} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{1}{T_s} \right) \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \end{pmatrix} \quad U = \begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{pmatrix}$$

$T_r = L_r/R_r$, $T_s = L_s/R_s$: constantes de temps rotorique et statorique.

$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$: Coefficient de fuites totales.

I . 1 . 9 Simulation numérique

La simulation numérique est un outil pour vérifier la validité de la conception durant ses premières étapes. Et pour visualiser clairement le comportement dynamique du système à modéliser.

Nous avons simulé le démarrage de la machine asynchrone à pleine tension, les résultats sont donnés aux figures (I.4), (I.5). Le couple électromagnétique après un régime transitoire caractérisé par quelques oscillations, se stabilise à une valeur qui compense les pertes par frottements et ventilation à vide, et en plus le couple résistant dans le cas de l'application d'une charge. La machine atteint pratiquement la vitesse de synchronisme de 1500 tr/min (157 rad/s) puisque la charge est nulle (glissement négligeable) cette vitesse est atteinte au bout de 0.25 seconde environ. Le flux rotorique se stabilise en régime permanent à 1.1 Wb.

On remarque un fort appel de courant au démarrage, il atteint des valeurs qui arrivent jusqu'à 5 fois sa valeur en régime permanent, Les composantes I_{ds} et I_{qs} prennent des valeurs constantes au régime établi.

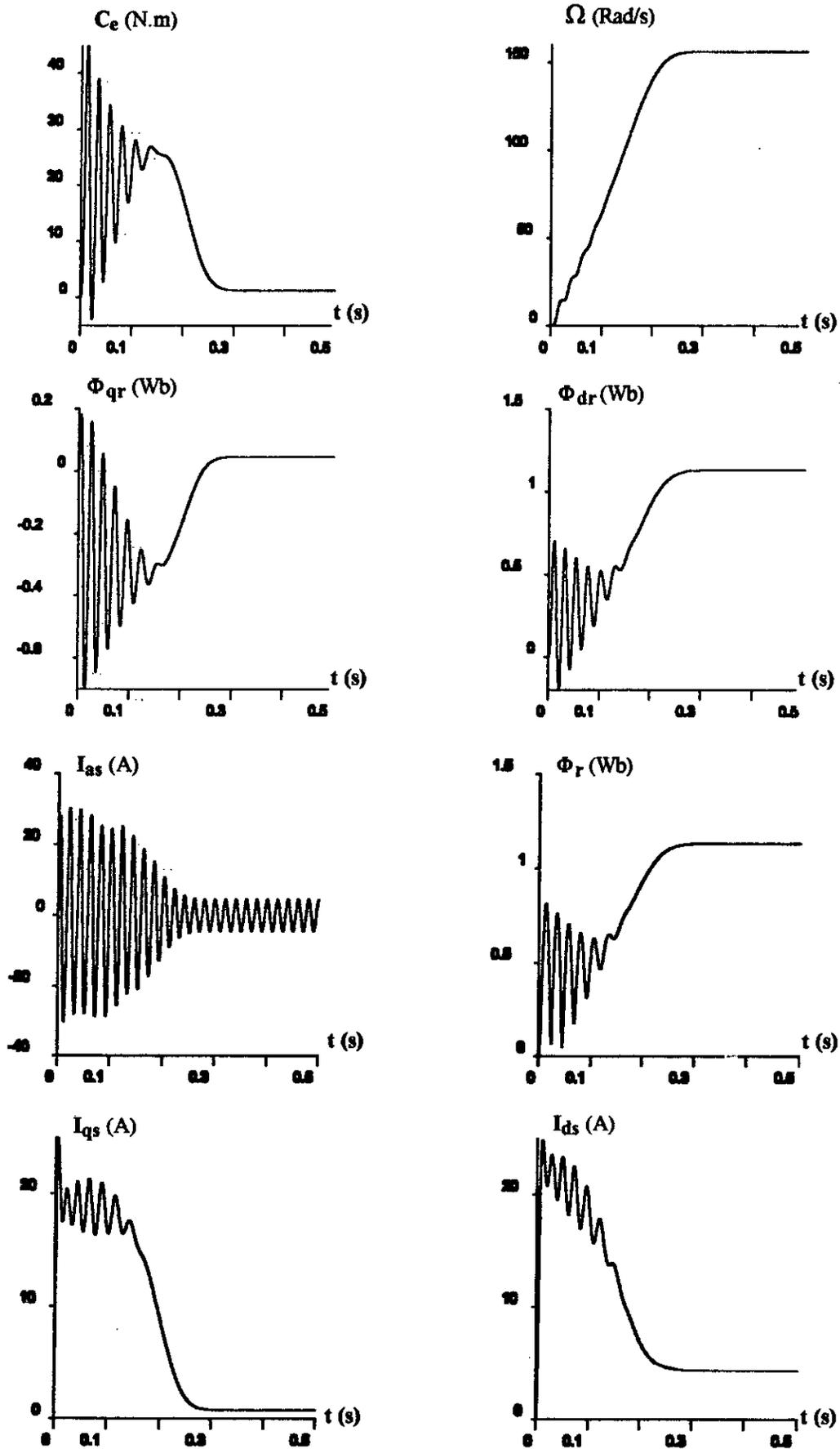


Fig. I.4 Simulation du démarrage sous pleine tension à vide

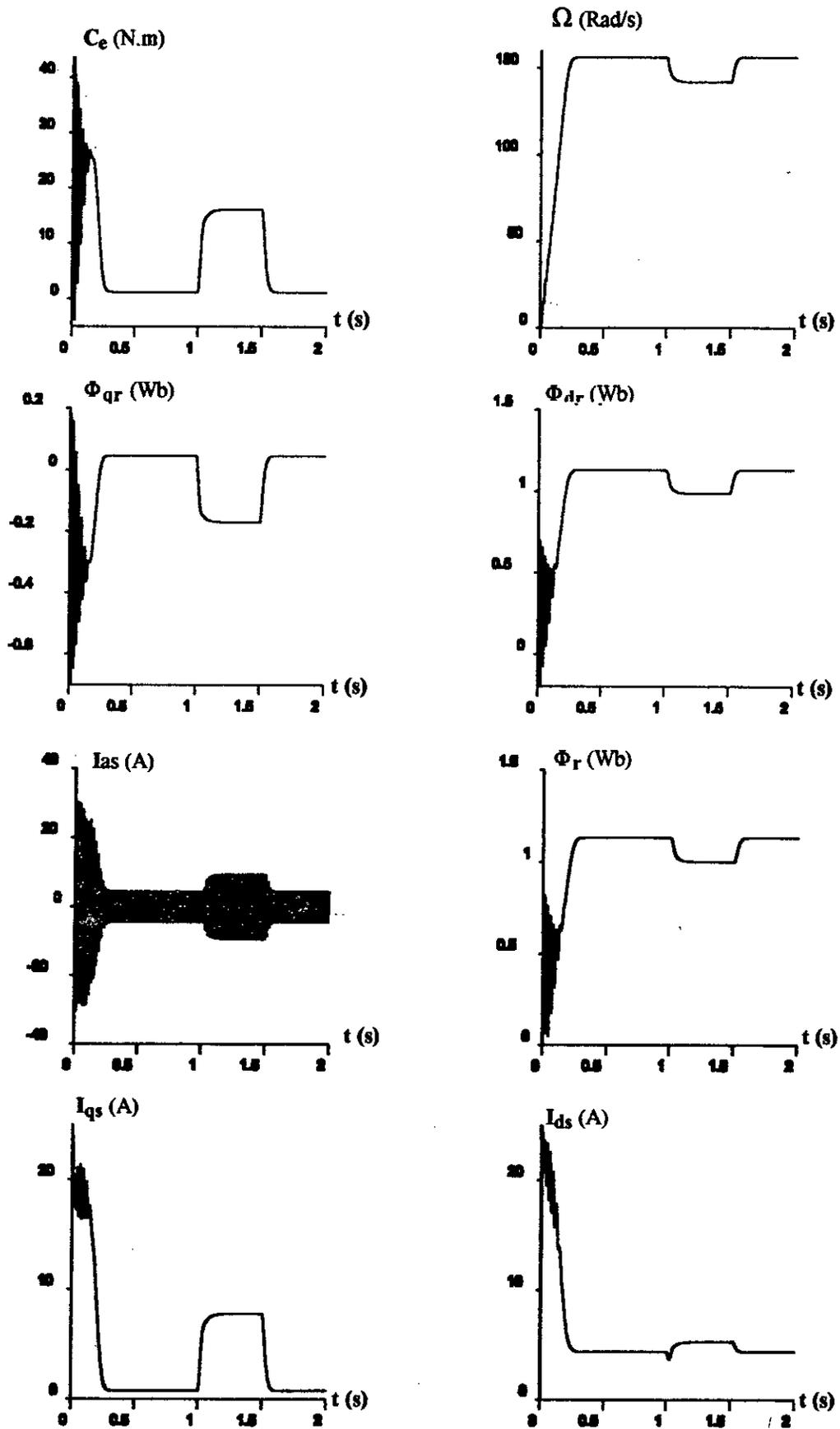


Fig. 1.5 Simulation du démarrage sous pleine tension en charge

I. 2 MODELISATION DE L'ALIMENTATION DE LA MACHINE

Le réglage de la vitesse (ou de position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action sur la fréquence de la tension (ou le courant) statorique.

Par conséquent, pour ce donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension a fréquence variable.

Dans notre cas l'alimentation est un convertisseur constitue de trois étages, un redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur de tension type modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

La M.L.I est une méthode qui présente deux avantages importants :

- Elle repousse vers les fréquences plus élevées les harmoniques de la tension de sortie, ce qui facilite le filtrage.
- Elle permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie. [8]

Le schéma de l'association convertisseur - machine asynchrone est donné à la figure (I.6)

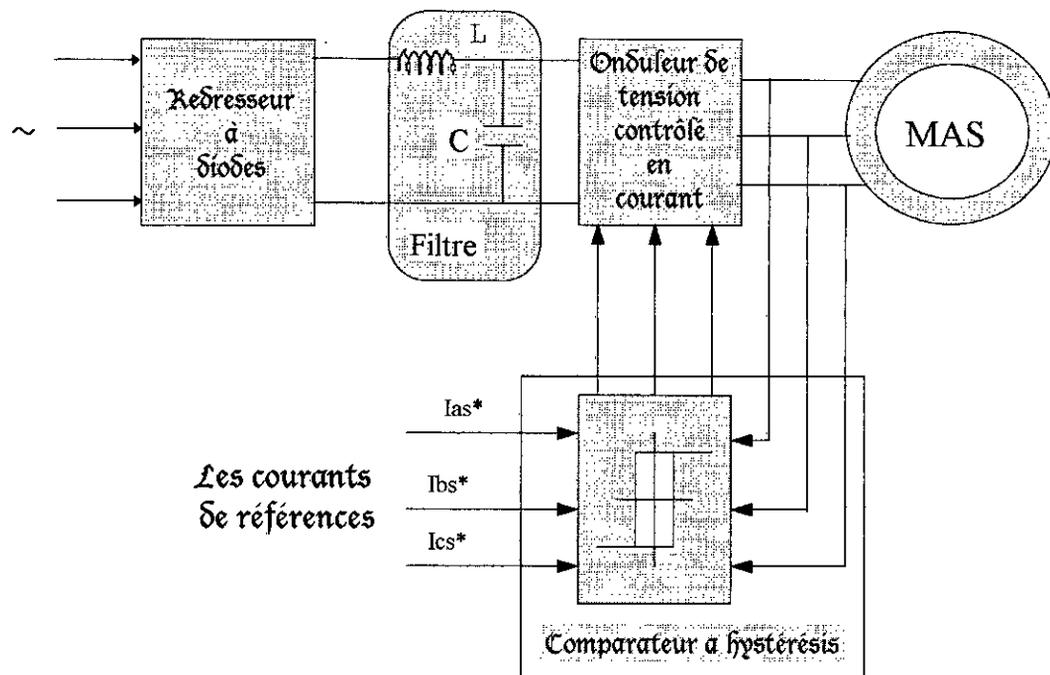


Fig. I.6 Association convertisseur_machine asynchrone

I. 2. 1 Modélisation du redresseur :

Le redresseur est un pont de Graëtz à diodes, schématisé par la figure (I.7).

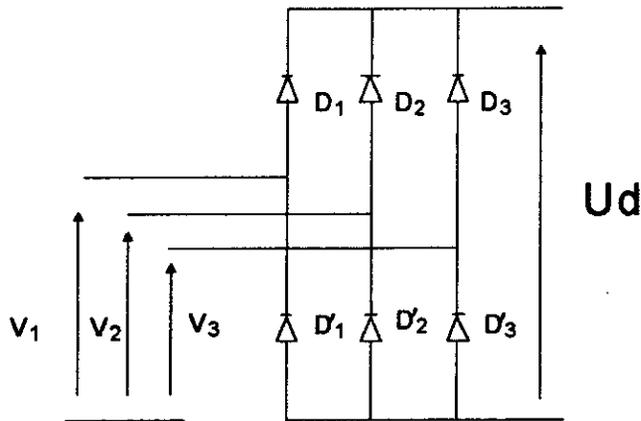


Fig. I.7 Redresseur à diodes

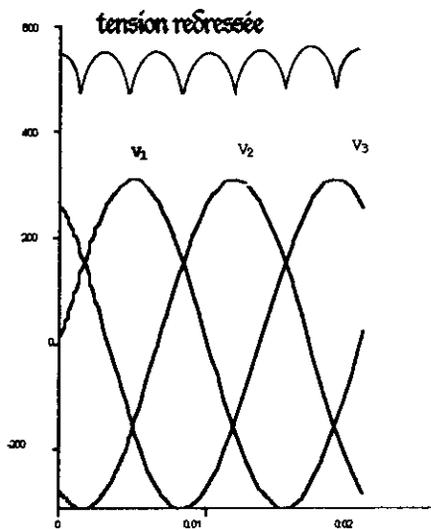


Fig. I.8 Tension redressée

La séquence de conduction des diodes :

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

$$D'_i \text{ conduit si } V'_i = \min(V_j) \quad i=1, 3 \quad j=1, 3.$$

La tension redressée U_d est :

$$U_d = V_i - V_j \tag{I-16}$$

avec :

- D_i, D'_j : les diodes en conduction ;
- V_i : la tension à l'anode de D_i ;
- V'_j : la tension à la cathode de D'_j .

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$U_{d_{moy}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

I . 2 . 2 Modélisation du filtre :

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

Le schéma représentatif est donné par la figure (I.9).

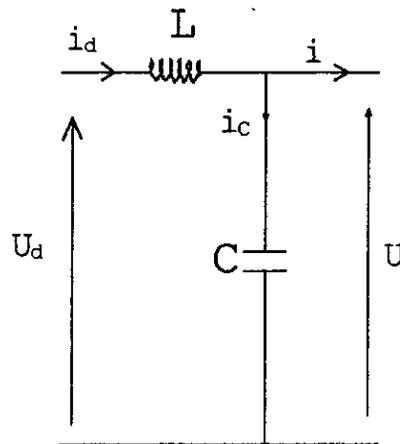


Fig. I.9 Schéma du filtre

Les équations du filtre sont :

$$\begin{aligned} \frac{di_d}{dt} &= \frac{1}{L}(u_d - u) \\ \frac{du}{dt} &= \frac{1}{C}(i_d - i) \end{aligned} \quad (I-17)$$

Le rôle de la capacité C est d'assurer le caractère de source de tension à l'entrée de l'onduleur, de fournir l'énergie réactive à la machine, et d'absorber le courant négatif restitué par la charge. Le rôle de l'inductance L est de lisser le courant \$i_d\$ à travers la source de tension.

Le filtre est du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est :

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L.C}} \quad \omega_c = 2.\pi.f_c$$

Le critère de minimisation des harmoniques de i_d et u conduit aux conditions suivantes sur le choix de L et C .

$$\begin{aligned} \omega_c \ll \omega &\Rightarrow \sqrt{L.C} . \omega \gg 1 \\ i \ll i_c &\Rightarrow C\omega \gg \frac{I}{U} \end{aligned}$$

avec :

I : la valeur moyenne du courant i ;
 U : la valeur moyenne de la tension u ;
 ω : la pulsation de la tension u .

et on a :

$L=50$ mH
 $C=500$ μ F

1.2.3 Modélisation de l'onduleur

Le schéma de principe de l'onduleur de tension triphasé monté en pont, alimentant le stator d'un moteur asynchrone est donné par la figure (I.10).

Chacune des trois branches comporte deux interrupteurs permettant de connecter une phase de la machine aux deux pôles de la source de tension.

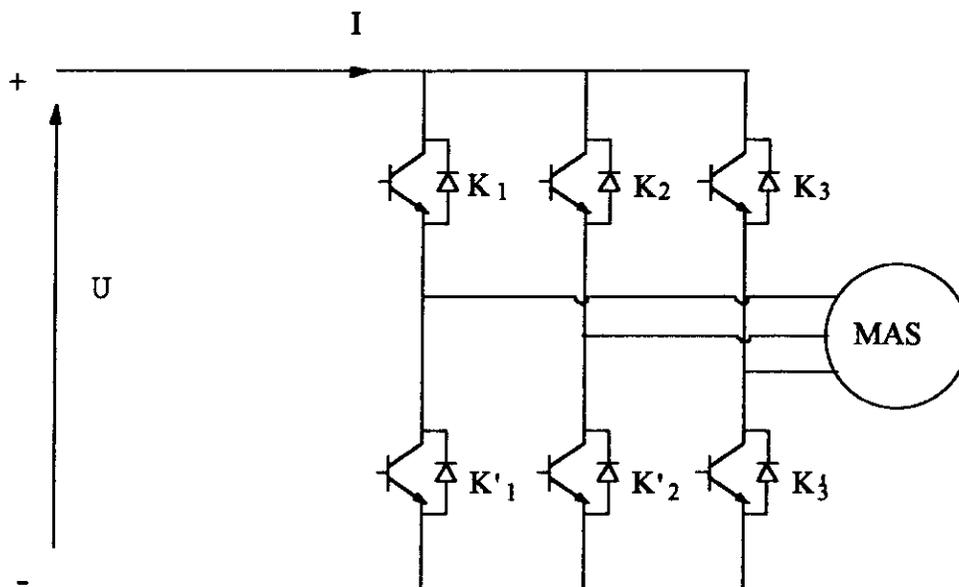


Fig. I.10 Schéma de l'onduleur de tension

Les tensions de sortie aux bornes de l'onduleur ont pour expression :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (I-18)$$

La commutation des composants électriques est supposée instantanée (composants parfaits), d'autre part la commande des transistors est complémentaire, par conséquent nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions, comme l'indique la figure (I.11).

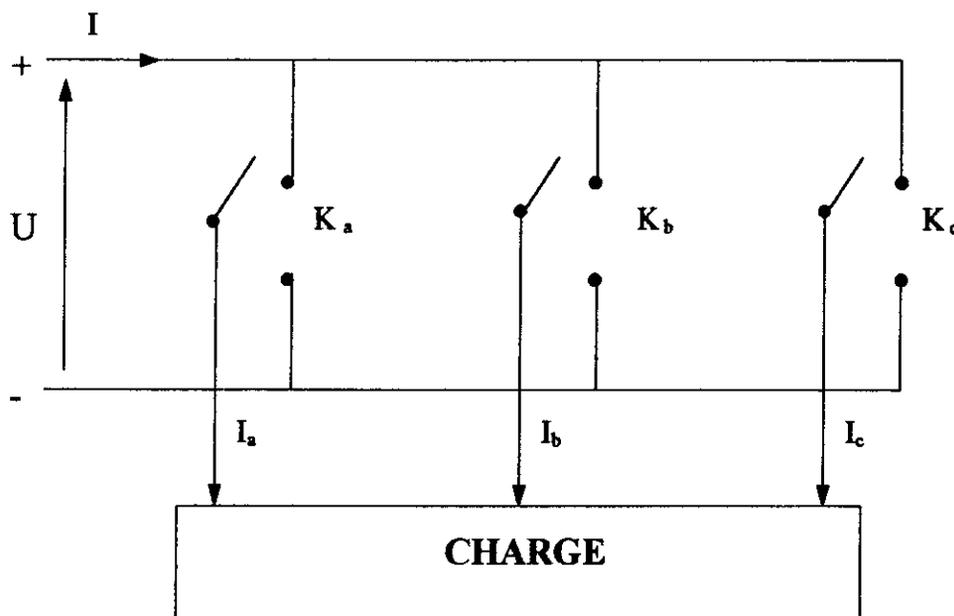


Fig. I.11 Représentation simplifier de l'onduleur

On définit les fonctions logiques F_i ($i=1, 3$), représentent l'état logique des interrupteurs électriques (K_1, K_2, K_3) dont la commutation supposée instantanée :

$$F_i = \begin{cases} 1 & \text{si } K_i \text{ fermé et } K_i' \text{ ouvert} \\ -1 & \text{si } K_i \text{ ouvert et } K_i' \text{ fermé} \end{cases} \quad i = a, b, c$$

Un certain nombre de remarques s'imposent dès à présent :

- Parmi les 4 possibilités d'allumage des semi-conducteurs d'une branche, deux sont interdites.
- L'allumage simultané, parce qu'il conduit ou court-circuit de la source de tension et donc à la destruction des semi-conducteurs de la branche si une protection efficace n'entre pas en action.

- L'extinction simultanée, parce que la tension sur cette phase de la machine n'est alors plus imposée par l'onduleur, ce que l'on rejette par principe.
- Chaque semi-conducteur doit être muni d'une diode antiparallèle ; en effet l'ors qu'on permute l'état de conduction des semi-conducteurs d'une branche, la tension de phase s'inverse, mais pas le courant puisque la machine est inductive ; c'est alors la diode antiparallèle du semi-conducteur qui vient de s'éteindre qui véhiculera le courant tant que celui-ci ne sera pas inversé.
- La variation de f_s est facile à obtenir puisqu'elle résulte directement de la variation de la fréquence de commutation des semi-conducteurs. [8]

En tenant compte des définitions précédentes on déduit les relations suivantes :

$$\begin{pmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{pmatrix} = \frac{U}{6} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{pmatrix} \tag{I-19}$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur est : $i = F_a i_{as} + F_b i_{bs} + F_c i_{cs}$ (I-20)

Il reste à déterminer les fonctions Sk_i , celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

I. 2. 4 Contrôle des courants par hystérésis :

Le principe de cette méthode de contrôle des courants par hystérésis est basé sur la commande des interrupteurs de l'onduleur de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase du moteur soient limitées dans une bande en cadrant les références des courants.

Donc, ce type de commande permet de fixer un courant de référence I_{ref} dans les enroulements de la machine avec deux degrés de liberté :

- L'amplitude
- La fréquence.

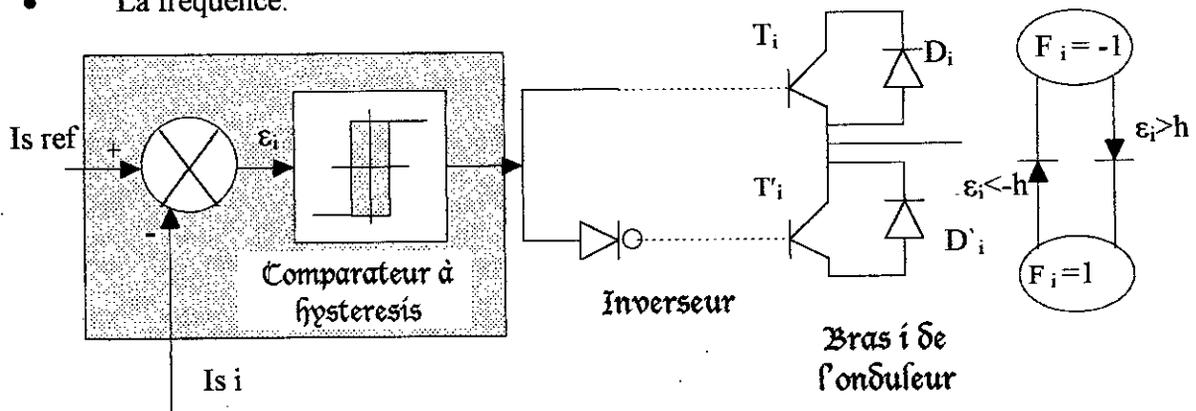


Fig. I.12 Principe du contrôle par hystérésis

On peut constater donc que le contrôle des courants par hystérésis est caractérisé par une fréquence de modulation variable. Cette variation sera d'autant plus élevée que la valeur d'hystérésis sera faible.

Pour les faibles vitesses, on constate que le temps de conduction des interrupteurs sera faible, et tend vers zéro avec la diminution de la bande d'hystérésis. Par contre, pour les vitesses élevées, c'est le temps de blocage des interrupteurs qui devient très faible et tend vers zéro lorsque la valeur d'hystérésis diminue.

Le choix de la valeur minimale d'hystérésis sera donc liée aux possibilités de commutation des interrupteurs de l'onduleur et sera fonction en particulier de leur temps de conduction (t_{on}) et de blocage (t_{off}).

Equations d'état de l'onduleur :

$$\begin{cases} F_i^{n+1} = -1 & \text{si } i_i \geq i_{i \text{ ref}} + h \\ F_i^{n+1} = 1 & \text{si } i_i \leq i_{i \text{ ref}} - h \\ F_i^{n+1} = F_i^n & \text{si } i_{i \text{ ref}} - h < i_i < i_{i \text{ ref}} + h \end{cases} \quad (\text{I-21})$$

i : a_s, b_s, c_s

h : La valeur d'hystérésis.

F_i^{n+1} : La valeur de Sk_i à la $(n+1)^{\text{ème}}$ itération.

F_i^n : La valeur de Sk_i à la $(n)^{\text{ème}}$ itération.

Les courants de référence pour cet onduleur alimentant le moteur triphasé sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} I_{a \text{ ref}} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin(\omega \cdot t) \\ I_{b \text{ ref}} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3} \times \text{marche}\right) \\ I_{c \text{ ref}} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \sin\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3} \times \text{marche}\right) \end{cases} \quad (\text{I-22})$$

La variable *marche* permet l'inversion du champ tournant et par suite du sens de rotation de la machine.

I. 3 Simulation et interprétation

Les courants de la machine suivent bien leurs références quand la valeur d'hystérésis h est faible, mais plus h est faible, plus les pertes par commutation des interrupteurs sont importantes. D'où la nécessité de trouver un compromis entre les pertes par commutations (fréquence de commutation) et la valeur $2h$ de la bande d'hystérésis.

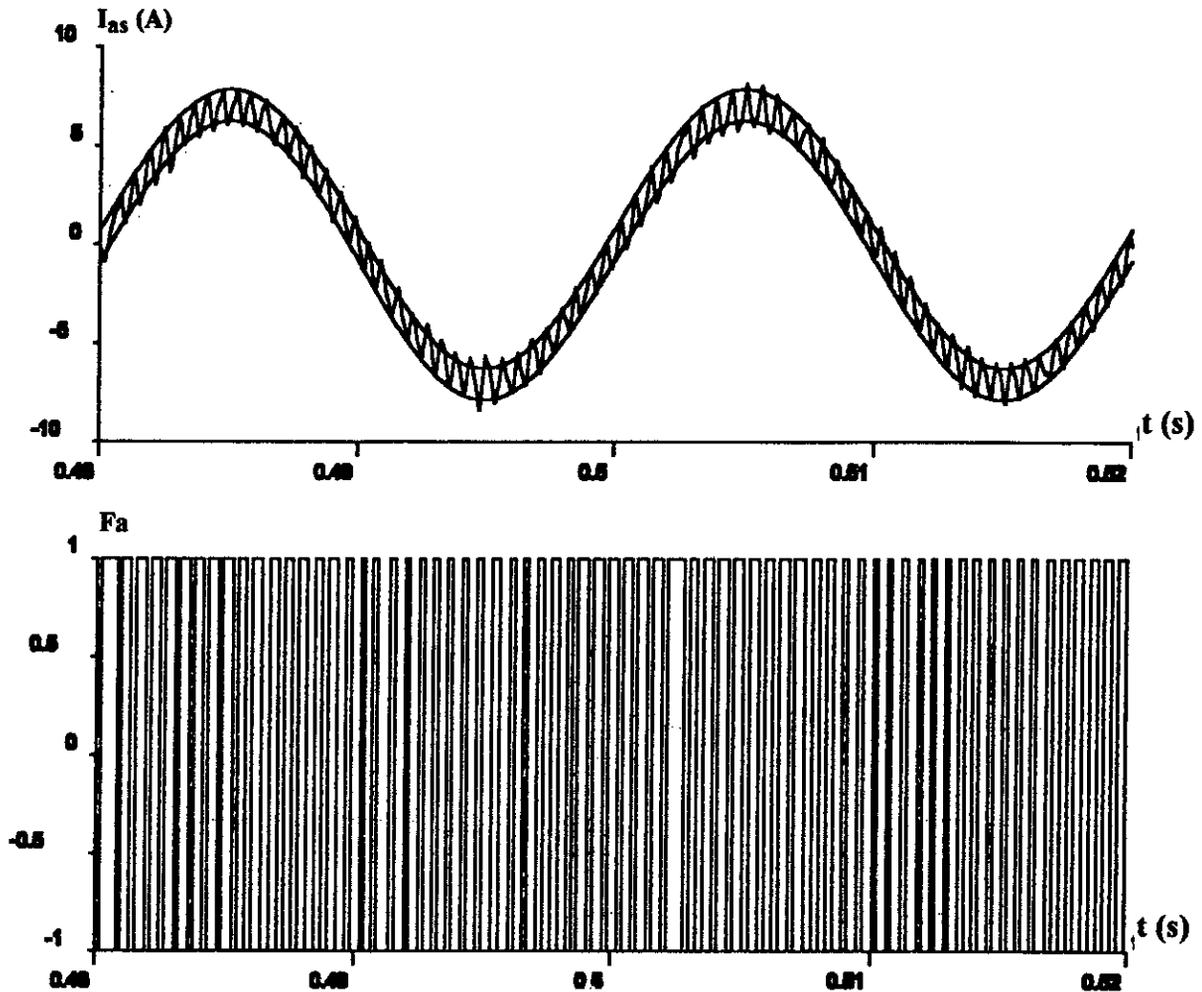


Fig. I.13 M.L.I Stratégie à hystérésis
« Courant statorique et signal de commutation des transistors »

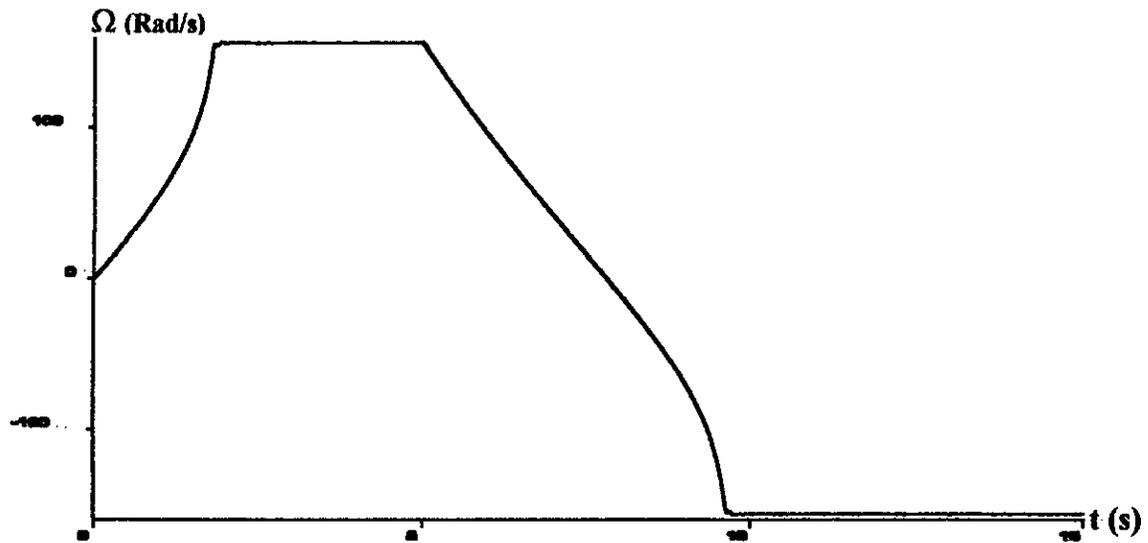


Fig. I.14 Simulation de la vitesse avec : $\text{marche} = \text{if } t < 5 \text{ then } 1 \text{ else } -1$

La figure (I.14) montre bien le rôle de la variable *marche* qui permet le freinage et l'inversion du sens de rotation du moteur.

Nous avons simulé l'association onduleur-machine. Les résultats de la simulations sont représentés aux figures (I.15) et (I.16). La comparaison de ces résultats avec les figures (I.4) et (I.5) nous permet de dire que :

- Le démarrage est plus long (la machine atteint 1500 tr/min en 2s environ). Donc la machine alimentée en tension est caractérisée par un démarrage plus rapide.
- On note que le couple électromagnétique est très ondulé. Ces ondulation sont dues à la stratégie de contrôle de l'onduleur.

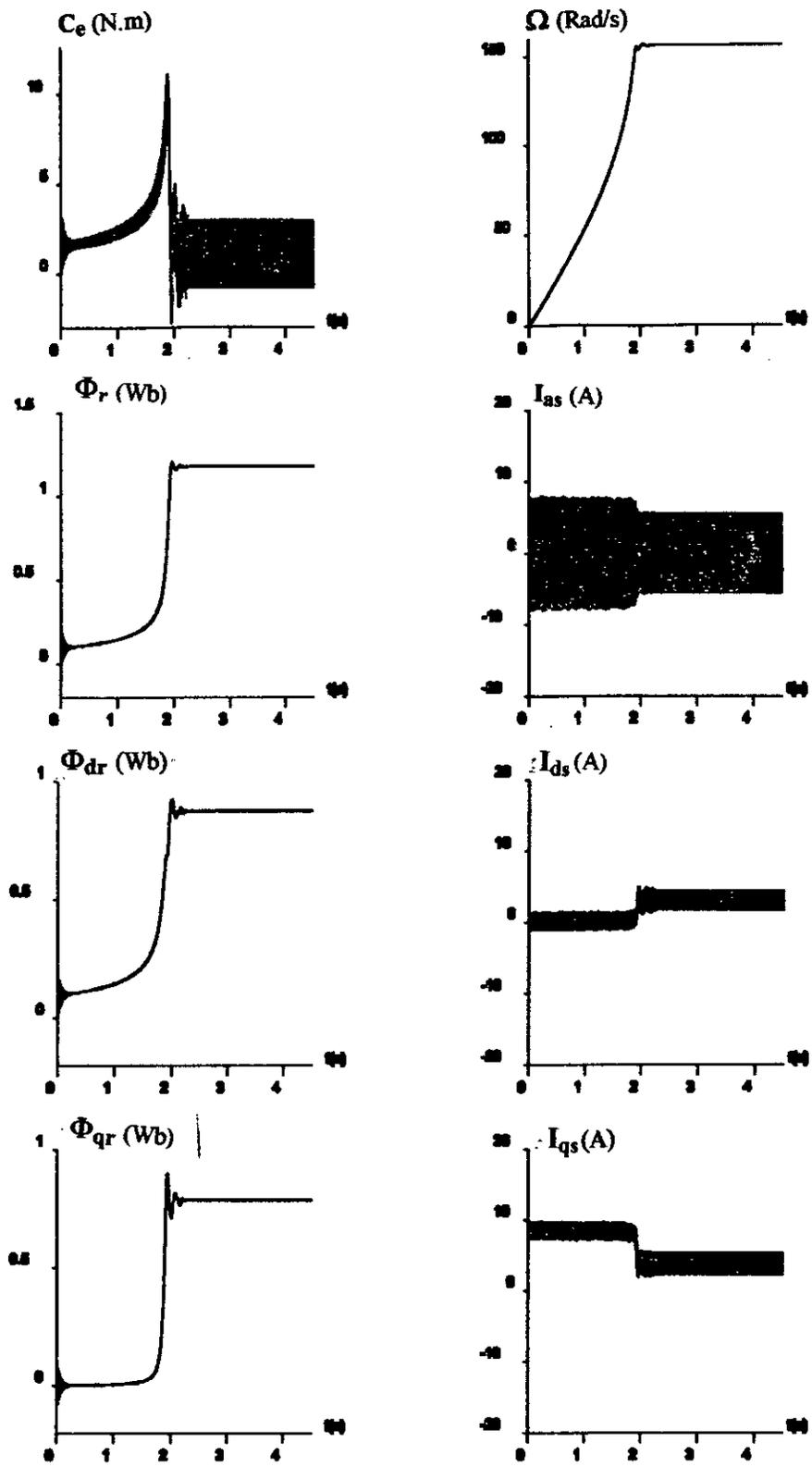


fig I. 15 Simulation de l'association onduleur_MAS

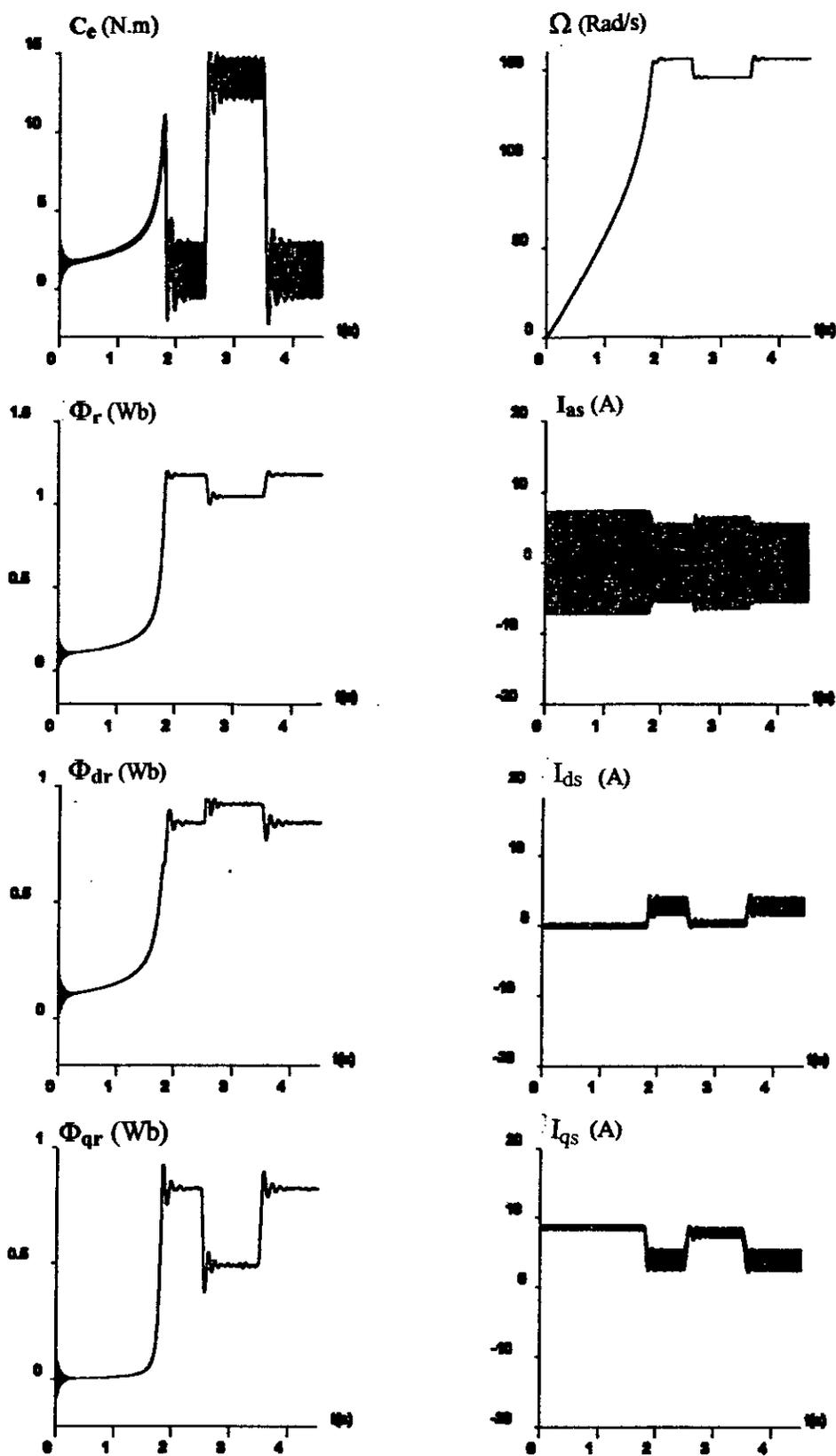


fig I. 16 Association onduleur - MAS avec application d'une charge.

CONCLUSION

Dans ce chapitre et après établissement d'un modèle mathématique de la machine asynchrone dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Nous avons développé le principe de la commande MLI d'un onduleur de tension contrôlé en courant par la stratégie à hystérésis. Cette méthode permet un contrôle précis de la fréquence de tension alimentant la machine asynchrone.

CHAPITRE II



COMMANDE INDIRECTE PAR ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION

La difficulté pour commander la machine asynchrone 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 comme le flux, le couple, la vitesse ou la position.

Une méthode de commande classique ou commande scalaire, appelée commande $V/f = \text{cte}$, consiste à contrôler le couple par la fréquence du glissement et le flux par le rapport tension fréquence statorique. Ce type de commande pose des problèmes à basses vitesses, car le maintien du couple est impossible aux basses fréquences et en particulier à l'arrêt. [7]

Au début des années 70 Blaschke et Hasse ont présenté une nouvelle théorie de commande par flux orienté qui permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et au développement des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des machines asynchrones.

Même si les principes de la méthode ont été inventés il y a une vingtaine d'années, elle suscite encore de nombreuses recherches et des développements intensifs.

Dans ce chapitre, nous présenterons d'abord la méthode du flux orienté, ensuite, nous montrons le découplage obtenu entre le couple et le flux d'un moteur asynchrone commandé par ce type de contrôle.

II. 1 PRINCIPE DE LA COMMANDE DU FLUX ORIENTE

Le principe du découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande.

Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de la méthode du flux orienté. On dissocie ainsi le courant statorique en deux composantes I_{ds} et I_{qs} en quadrature de telle sorte que le courant I_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique. A flux rotorique constant, le couple dépend alors uniquement du courant I_{qs} (fig. II.1).

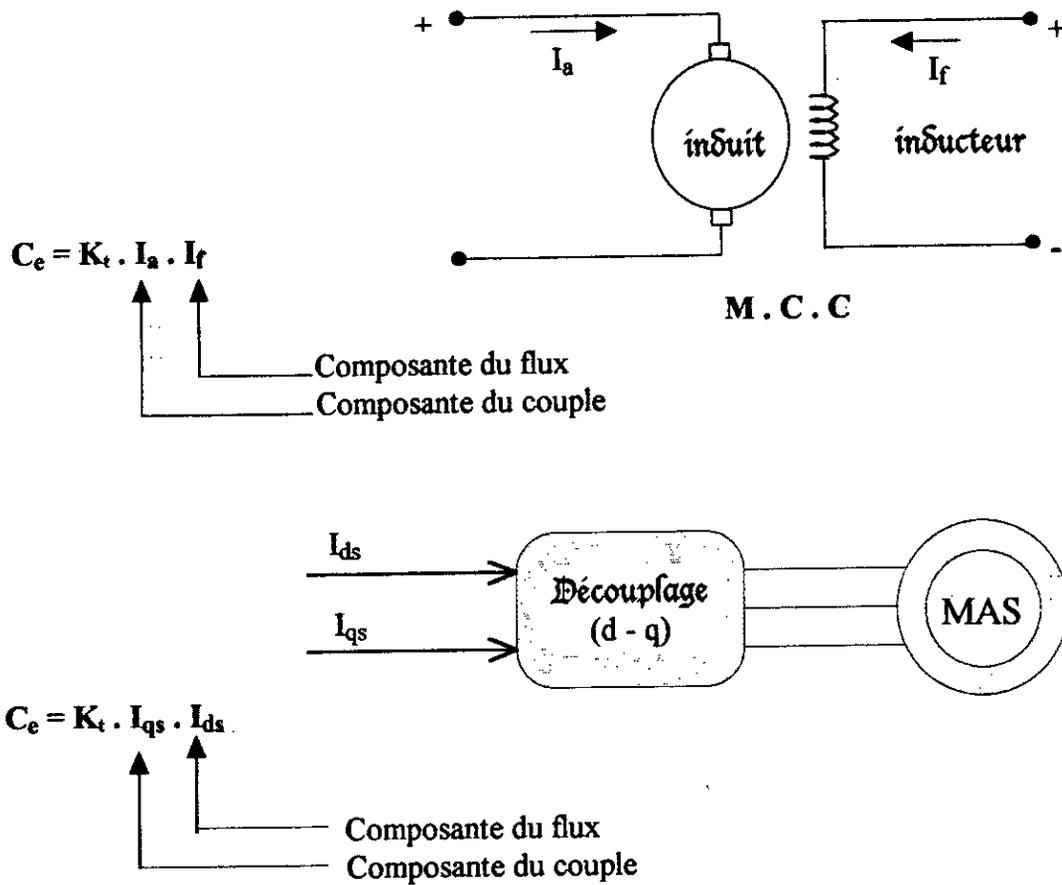


Fig. II.1 Principe de la commande découplée.

II. 2 DESCRIPTION

Dans le modèle de PARK de la machine asynchrone, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant tel que l'axe "d" coïncide avec la direction du flux (rotorique, statorique, ou d'entrefer) fig. (II.2).

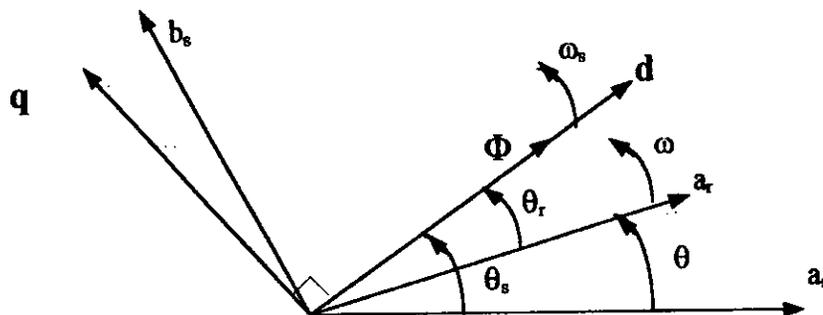


Fig. II.2 Orientation du flux

Dans cette figure (Φ) représente le flux rotorique (Φ_r), ou le flux statorique (Φ_s), ou le flux d'entrefer (Φ_m).

Nous pouvons donc orienter les trois différents flux suivants :

- soit le flux rotorique avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \quad , \quad \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{II-1})$$

- soit le flux statorique avec les conditions :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \quad , \quad \Phi_{qs} = 0 \quad (\text{II-2})$$

- soit le flux d'entrefer avec les conditions :

$$\Phi_{dr} = \Phi_m \quad , \quad \Phi_{qm} = 0 \quad (\text{II-3})$$

Dans ce mémoire, nous ne présentons que la structure de l'orientation du flux rotorique. Et nous reportons le lecteur pour les deux autres types d'orientation aux références [7], [9].

Le choix d'un référentiel lié au flux rotorique est particulièrement avantageux, car il conduit à un découplage fictif total entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré. [8]

II.3 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN COURANT

Pour une machine asynchrone alimentée en courant, les courants statoriques (I_{ds} , I_{qs}) et la vitesse de glissement (ω_{gl}) sont considérés comme variables de commande, et le couple résistant (C_r), comme perturbation.

Dans le référentiel lié au champ tournant, le modèle de la machine asynchrone triphasée alimentée en courant est représenté par les équations suivantes :

$$\begin{aligned} 0 &= R_r I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_{gl} \cdot \Phi_{qr} \\ 0 &= R_r I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_{gl} \cdot \Phi_{dr} \quad \text{avec : } \omega_{gl} = \omega_s - \omega \\ \Phi_{dr} &= L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \Phi_{qr} &= L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \\ C_e &= p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \end{aligned} \quad (\text{II-4})$$

Le système peut être décrit par différents variables d'état et nous pouvons choisir entre $(\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Omega)$ ou (I_{dr}, I_{qr}, Ω) ou $(\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, \Omega)$.

Le système est représenté par le schéma bloc suivant :

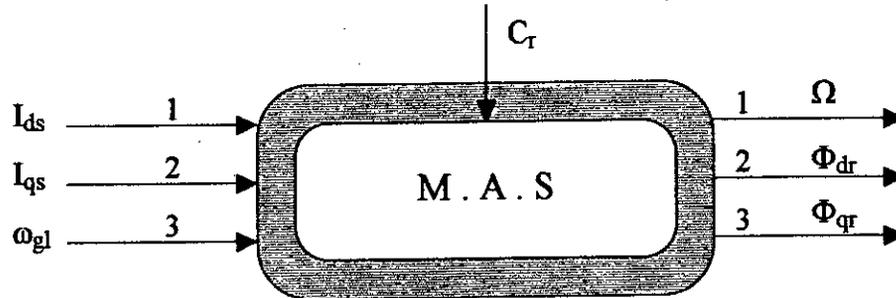


Fig. II.3 Schéma bloc de la machine asynchrone alimentée en courant.

Dans notre étude, nous avons adopté comme variables d'état $(\Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \Omega)$, après arrangement des équations (II-4) nous obtenons :

- Les équations électriques :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{T_r} & \omega_g \\ -\omega_g & -\frac{1}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{L_m}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{pmatrix} \quad (II-5)$$

- L'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - K_f \cdot \Omega \quad (II-6)$$

avec :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qr} I_{ds})$$

Nous calculons les flux statoriques (Φ_{ds}, Φ_{qs}) et les courants rotoriques (I_{dr}, I_{qr}) par les relations suivantes :

$$\Phi_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{dr} + \sigma \cdot L_s \cdot I_{ds}$$

$$\Phi_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_{qr} + \sigma \cdot L_s \cdot I_{qs}$$

$$I_{dr} = \frac{1}{L_r} (\Phi_{dr} - L_m \cdot I_{ds}) \tag{II-7}$$

$$I_{qr} = \frac{1}{L_r} (\Phi_{qr} - L_m \cdot I_{qs})$$

Le schéma bloc du modèle de la machine alimentée en courant est alors le suivant :

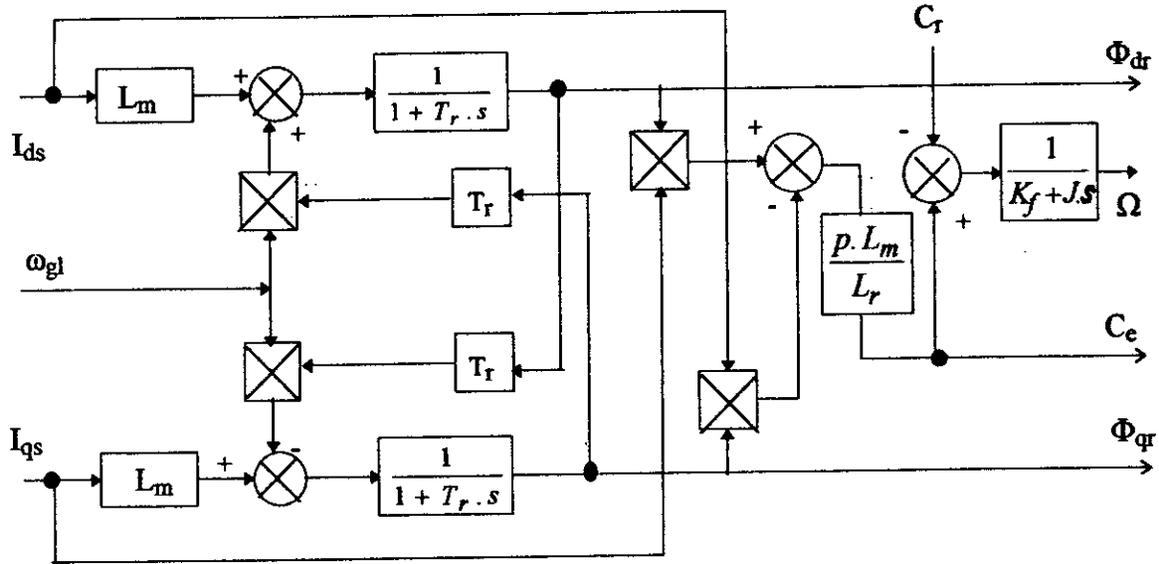


Fig. II.4 Modèle de la machine asynchrone alimentée en courant

Le flux rotorique (Φ_r) et le courant dans une phase (I_{as}) peuvent être calculés à partir des grandeurs (Φ_{dr} , Φ_{qr}) et des grandeurs (I_{ds} , I_{qs}).

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

$$I_{as} = \sqrt{\frac{2}{3}} (I_{ds} \cdot \cos(\theta_s) - I_{qs} \cdot \sin(\theta_s)) \tag{II-8}$$

Simulation numérique :

Les figures (II.5), (II.6) montrent la caractéristique dynamique de la machine asynchrone alimentée en courant schématisée par la fig. II.4.

La remarque principale qu'on peut tirer à partir de ces simulations, montre que la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension contrôlé en courant se comporte comme une machine alimentée en courant.

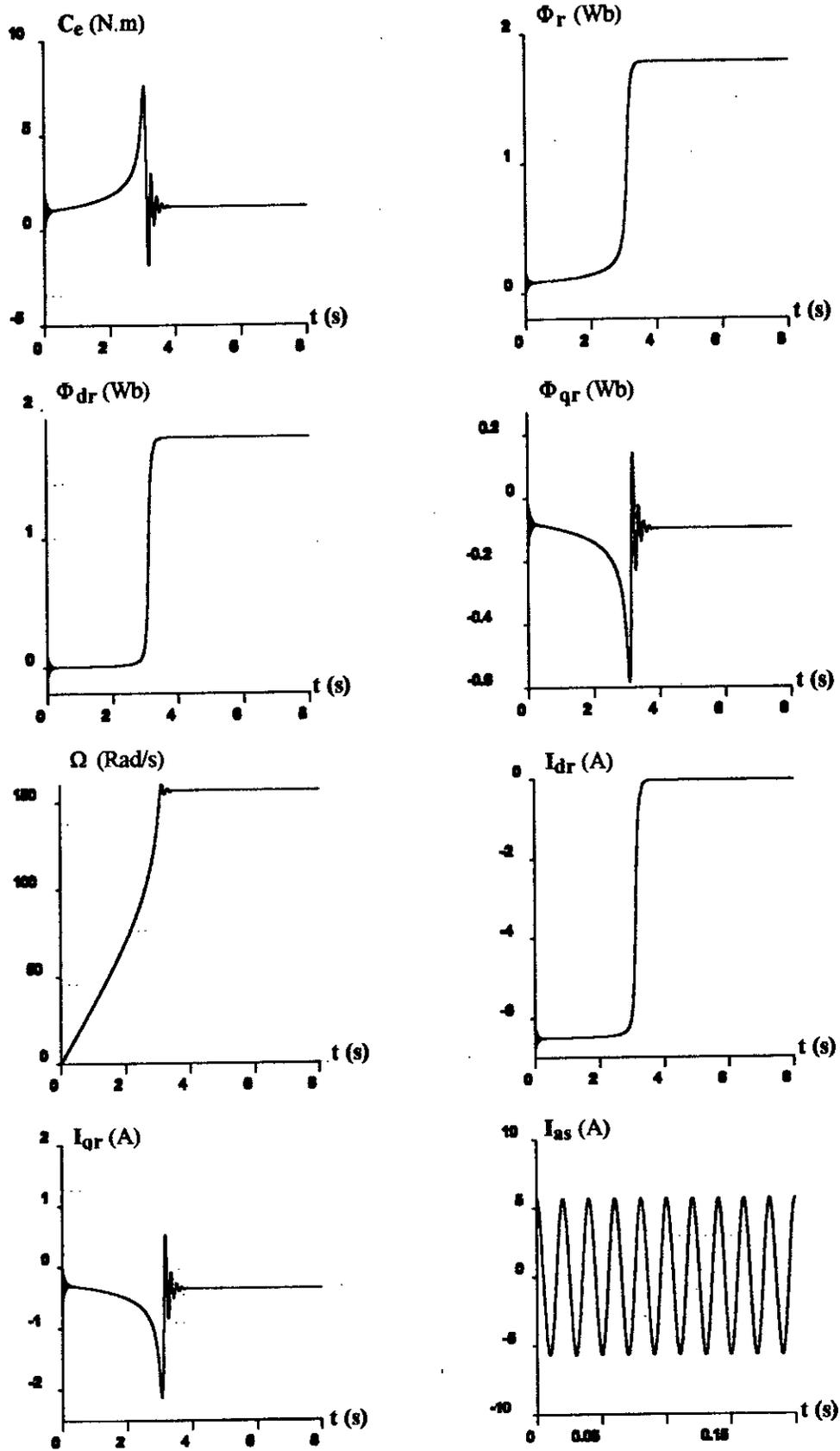


Fig. II.5 Simulation du modèle de la MAS alimentée en courant « Démarrage à vide »

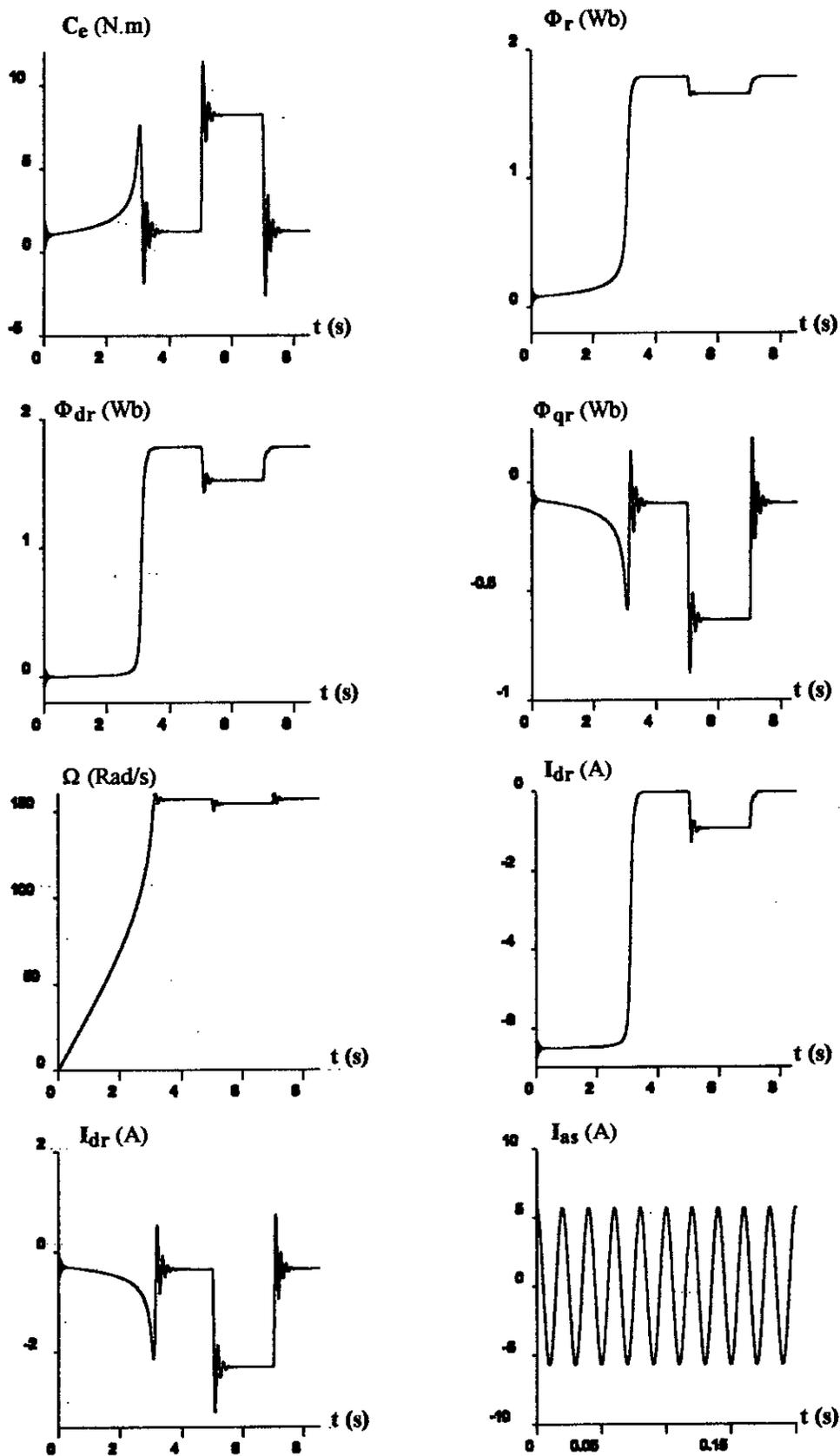


Fig. II.6 Simulation du modèle de la MAS alimentée en courant « avec application d'une charge »

II. 4 COMMANDE EN COURANT

Considérons les deux courants statoriques (I_{ds} , I_{qs}) comme variables de commande, le flux rotorique (Φ_r) et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état.

Après arrangement des équations (II.1) nous obtenons :

$$\begin{aligned}
 T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r &= L_m I_{ds} \\
 \omega_{gl} &= \frac{L_m I_{qs}}{T_r \Phi_r} \\
 C_e &= p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r I_{qs} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} &= C_e - C_r - K_f \Omega \qquad \Omega = \frac{\omega}{p}
 \end{aligned}
 \tag{II-9}$$

Nous remarquons dans les équations (II-9) que seule la composante directe (axe 'd') du courant statorique (I_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (Φ_r), alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature (axe 'q') du courant statorique (I_{qs}) quand le flux rotorique est maintenu constant.

Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple.

C'est la l'essentiel de la méthode du **flux orienté** qui ramène la structure de commande d'une machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu en utilisant la propriété du **découplage couple-flux**.

Les relations (II-9) constituent la base essentielle d'une commande par flux orienté. Le schéma-bloc de la commande est le suivant :

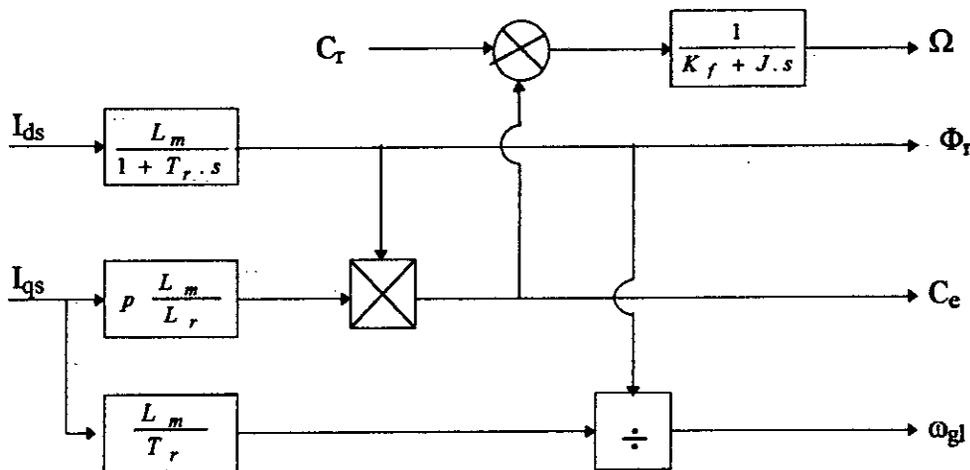


Fig. II.7 Modèle en courant par orientation du flux rotorique

Tous les travaux de recherche effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée "méthode directe " et la seconde connue sous le non "méthode indirecte ".

Remarque:

Pour notre travail nous nous intéressons à la méthode indirecte.

II. 5 COMMANDE INDIRECTE PAR FLUX ORIENTE

Le principe de cette méthode consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position.

Le descriptif " méthode indirecte " signifie qu'on peut éliminer un estimateur du flux mais elle exige la présence d'un capteur de vitesse (ou de position) du rotor.

Considérons le flux rotorique Φ_r et le couple C_e comme référence de commande.

$$\begin{aligned}
 I_{ds} &= \frac{1}{L_m} \cdot \left(T_r \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r \right) \\
 I_{qs} &= \frac{L_r}{s \cdot L_m} \frac{C_e}{\Phi_r} \\
 \omega_{gl} &= \frac{L_m}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\Phi_r}
 \end{aligned}
 \tag{II-10}$$

Le schéma bloc de la structure de commande est le suivant:

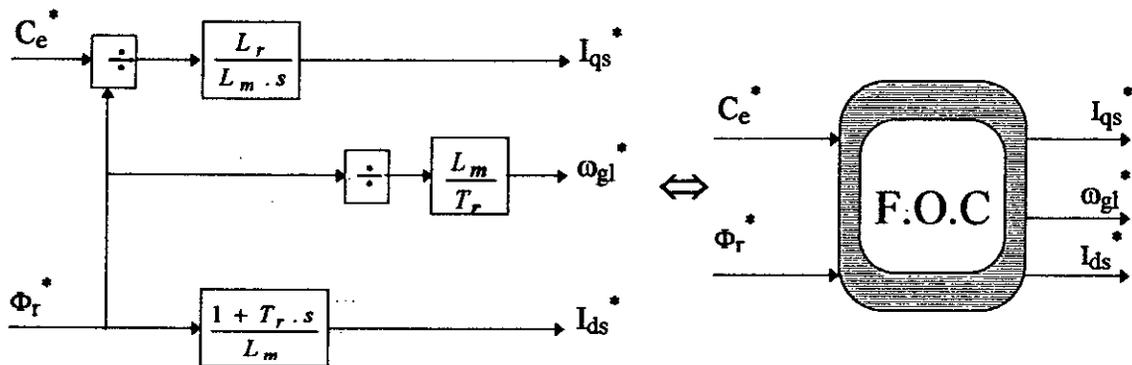


Fig. II.8 Schéma bloc de la structure de commande en courant par orientation du flux rotorique (field oriented control)

Ce schéma nous permet alors de réaliser un découplage automatique entre le couple et le flux. Ce résultat remarquable a entraîné une utilisation systématique de ce schéma de commande dans des processus industriels. A cet effet, pour obtenir un variateur de vitesse ou de position il suffit d'adjoindre à la boucle ouverte un régulateur de flux et un régulateur de couple. La vitesse (ou la position) est mesurée et il est donc possible de faire sa

régulation par contre réaction, par contre le flux ne peut pas être mesuré directement et son contrôle le plus simple et du type réaction (Fig. II.9). Le schéma ainsi obtenu est appelé commande indirecte par flux orienté.

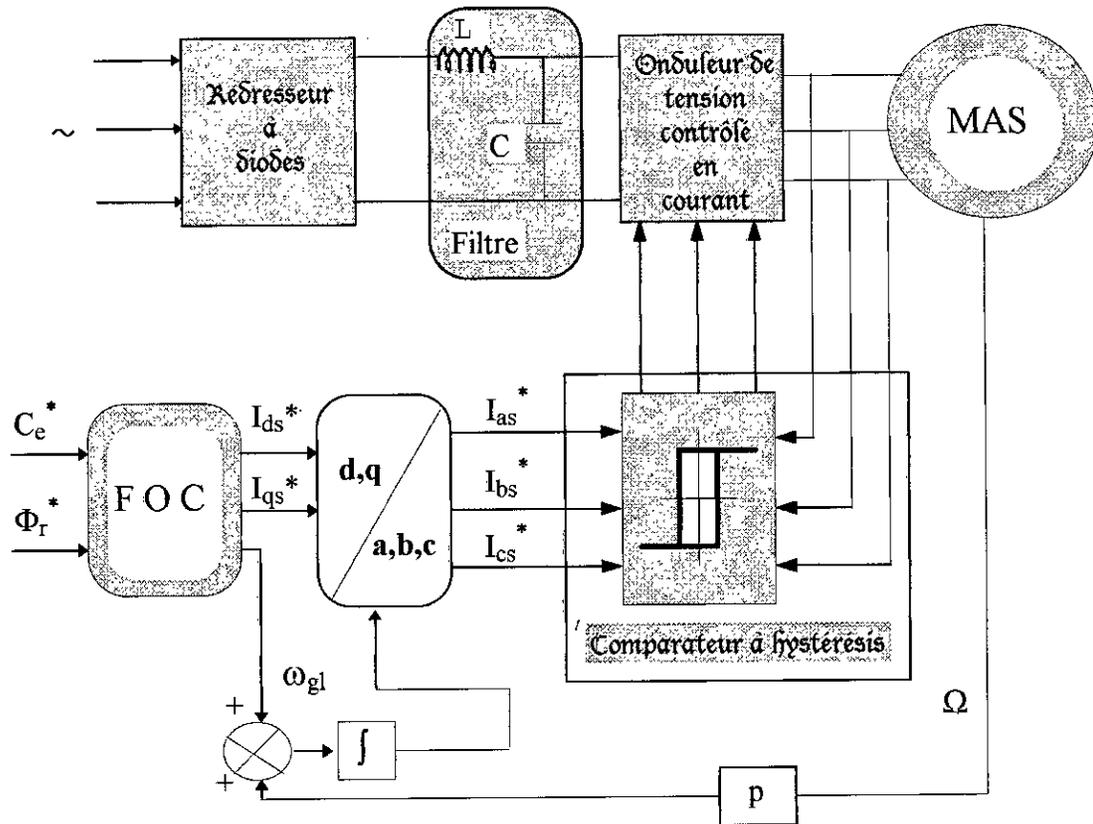


Fig. II.9 Schéma bloc de la commande découplée

Le bloc de défluxage est défini par la non-linéarité suivante:

$$\Phi_r = \begin{cases} \Phi_{rn} & \text{Si } |\Omega| < \Omega_n \\ \Phi_{rn} \frac{\Omega_n}{\Omega} & \text{Si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases}$$

Il assure le fonctionnement à couple constant pour les vitesse inférieures à la vitesse nominale et au delà de cette valeur il permet de diminuer le couple, dans ce cas il assure un fonctionnement à tension ou à puissance constante.

II. 6 SIMULATION NUMERIQUE :

A fin de vérifier le découplage introduit par cette commande entre le flux et le couple, nous effectuons une simulation numérique. On impose le flux de référence $\Phi_r^* = 1$ Wb et le couple de référence ayant la forme suivante :

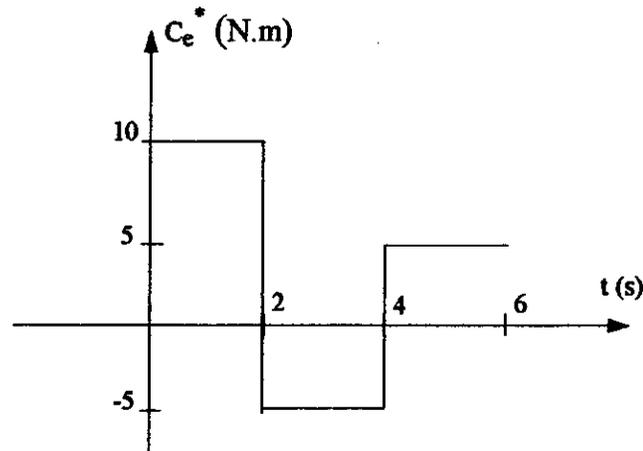


Fig. II.10 Référence du couple

Les résultats de simulation figures (II.11) et (II.12) montrent clairement l'orientation du flux rotorique et le découplage entre celui-ci et le couple électromagnétique.

En effet, le module du flux Φ_r se stabilise en régime permanent à la valeur de consigne $\Phi_r = 1$ Wb. La composante directe Φ_{dr} du flux est parfaitement identique à son module Φ_r , alors que la composante en quadrature Φ_{qr} s'annule en régime permanent.

Nous remarquons que le flux ne réagit pas aux variations du couple électromagnétique, ce qui prouve le découplage de ces deux grandeurs.

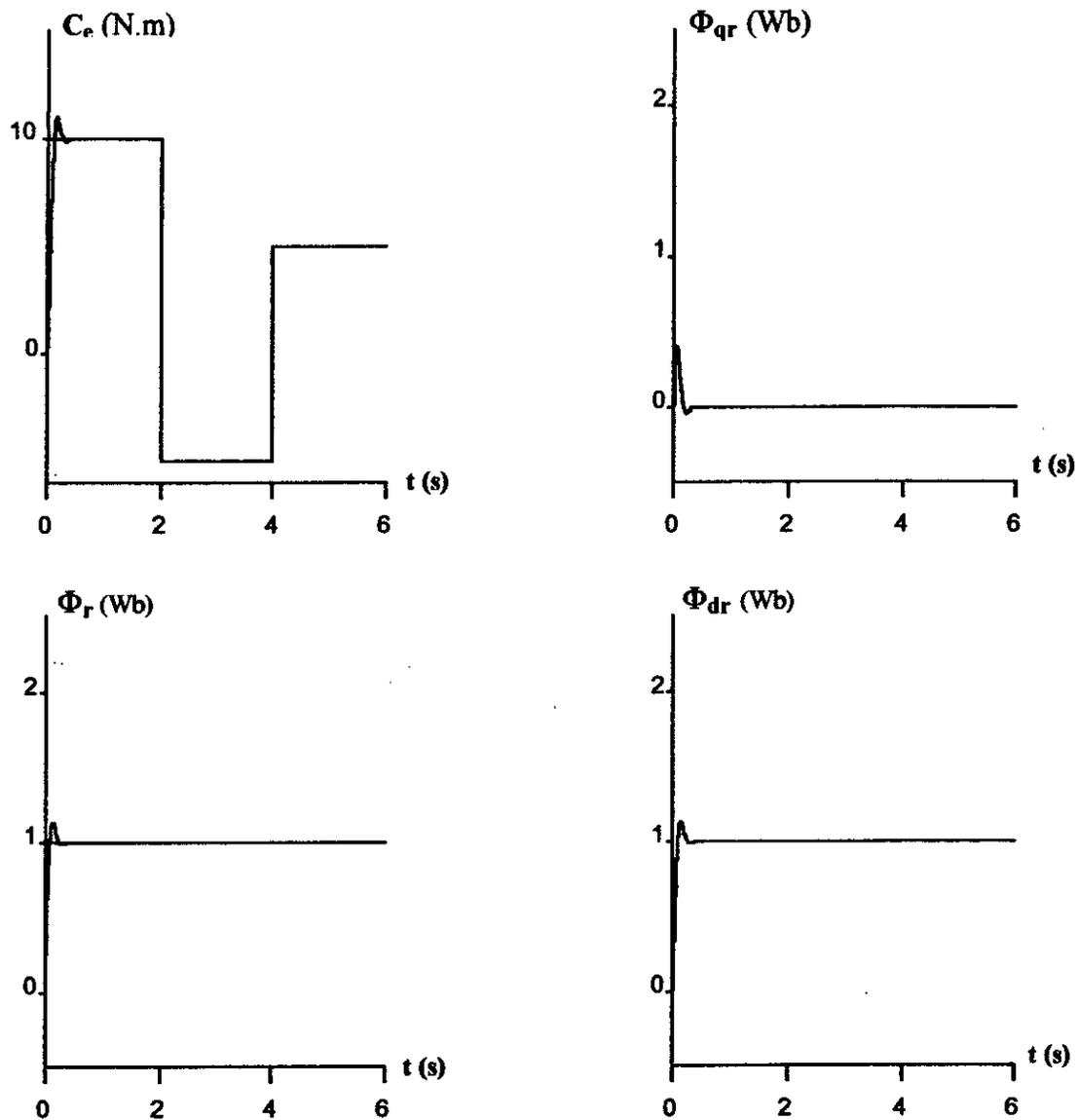


Fig. II.11 Découplage avec orientation du flux rotorique
« appliqué au modèle de la machine »

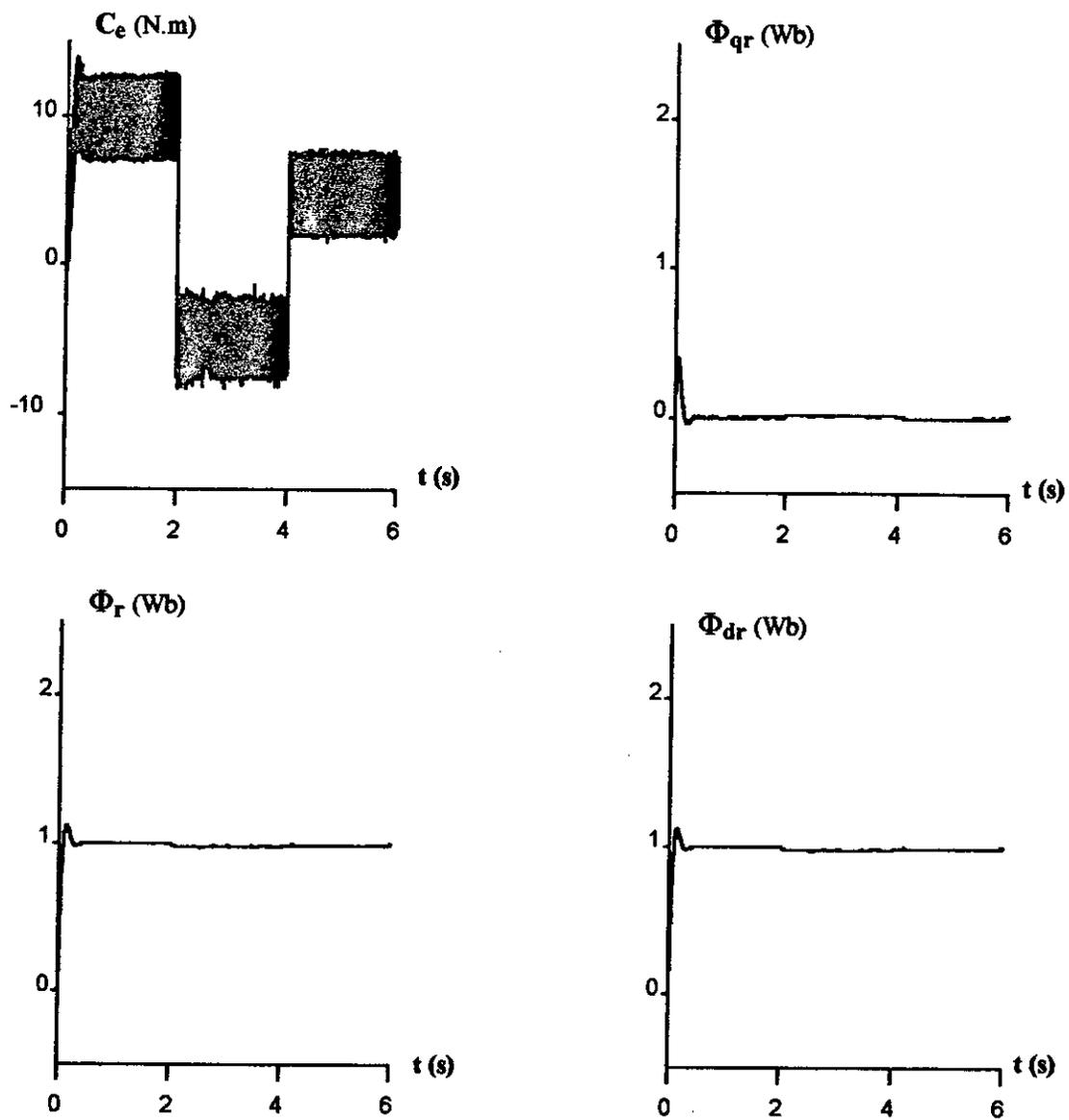


Fig. II.12 Découplage avec orientation du flux rotorique
« Appliqué à l'association onduleur machine »

CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande indirecte par orientation du flux rotorique à l'association Onduleur - MAS.

Le flux rotorique est orienté suivant l'axe direct du référentiel lié au champ tournant.

Le découplage entre les armatures statorique et rotorique est effectué. La composante directe du courant statorique commande le flux et la composante en quadrature contrôle le couple, ce qui permet d'obtenir des performances dynamiques élevées similaires à celle de la machine à courant continu à excitation séparée.

Cependant, la réponse de la vitesse est lente doit la nécessité de faire un réglage de vitesse, ce qui est le but des prochains chapitres.

CHAPITRE III

COMMANDE EN BOUCLE FERMÉE AVEC RÉGLAGE CLASSIQUE

d'où on a :
$$F_O(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{k_f + Js} \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \quad (III-2)$$

Le tous est schématisé par.

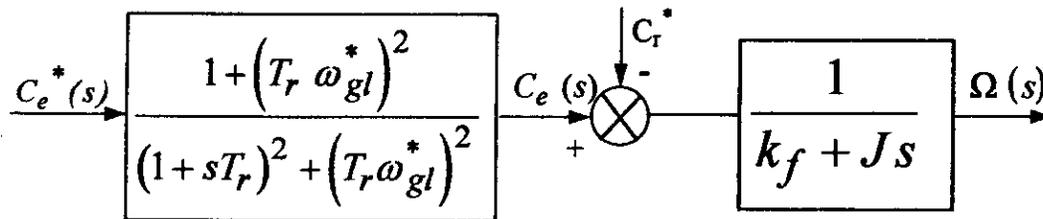


Fig. III.2 Schéma fonctionnel du système à réguler

III. 2. ETUDE COMPARATIVE ENTRE LES REGULATEURS PI ET LES REGULATEURS IP

Il est utile de rappeler que le régulateur PI est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale (Fig. III.3.a), alors que le régulateur IP est la mise en cascade de ces deux actions (Fig. III.3.b). Pour notre étude de comparaison, nous travaillerons sur la boucle de régulation de vitesse, en utilisant la fonction de transfert en boucle ouverte établie dans le paragraphe (III.1).

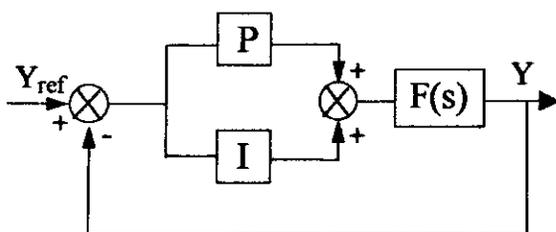


Fig. III.3.a Régulateur PI

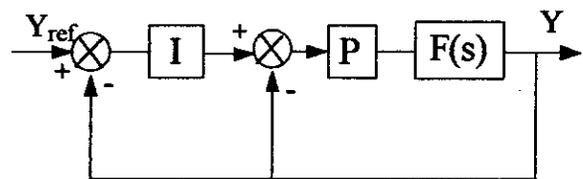


Fig. III.3.b Régulateur IP

Tel que F(s) représente la fonction de transfert du système à réguler

III . 2 . 1 Etude du réglage de vitesse avec un régulateur PI :

En insérant un régulateur PI (action proportionnelle et intégrale en parallèle) dans la boucle de régulation, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit:

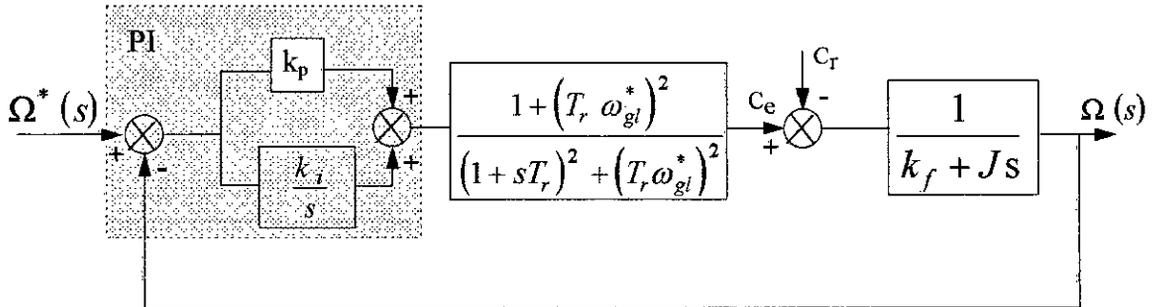


Fig. III.4 Schéma fonctionnel du réglage avec PI classique.

La fonction de transfert de la vitesse, en fonction de sa référence et la perturbation se présente comme suit :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left[\frac{k_p s + k_i}{s} \frac{1}{1 + s T_p} (\Omega^*(s) - \Omega(s)) - C_r(s) \right] \quad \text{(III-3)}$$

Avec $\frac{1}{1 + s T_p}$ la fonction de transfert de la machine simplifiée⁽¹⁾.

On a : $\frac{k_i}{k_p} \approx \frac{k_f}{J}$ et $T_p \ll 1$ d'où :

$$\Omega(s) = \frac{k_p}{k_p + Js} \Omega^*(s) - \frac{Js}{(k_f + Js)(k_p + Js)} C_r(s) \quad \text{(III-4)}$$

En régime permanent, nous aurons à $s = 0$, $\Omega = \Omega^*$

La poursuite se fait à une dynamique fonction des paramètres du régulateur $\left(\frac{J}{k_p}\right)$ et pour le rejet de la perturbation, celui-ci se fera à la dynamique du système car :

$$\frac{J}{k_p} \ll \frac{J}{k_f}$$

La perturbation s'annule avec la dynamique de la boucle ouverte, c'est à dire que le rejet de la perturbation s'effectue avec un temps de réponse fonction de $\left(\frac{J}{k_f}\right)$ qui dépend des paramètres de la machine, le régulateur n'intervient donc pas à ce niveau.

⁽¹⁾ Voir annexe (1) pour plus de détails .

III.2.2 Etude du réglage de vitesse avec un régulateur IP :

En insérant un régulateur I-P (action intégrale et proportionnelle en série) dans la boucle de régulation, le schéma fonctionnel en boucle fermée se présente comme suit:

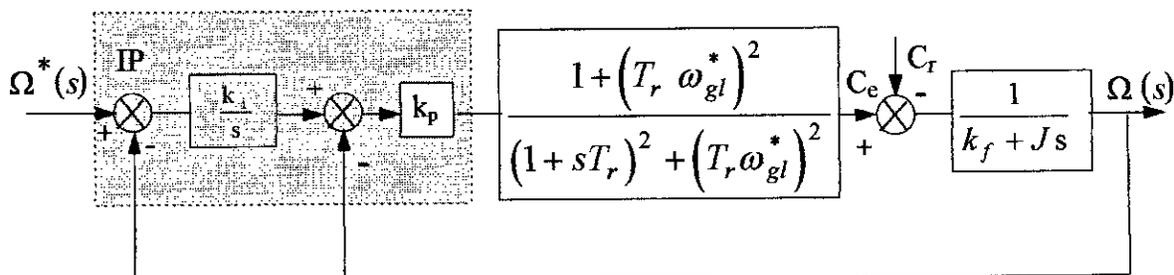


Fig. III.5 Schéma fonctionnel du réglage avec IP classique

La fonction de transfert de la vitesse, en fonction de sa référence et la perturbation se présente comme suit :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left[\left(\frac{k_i}{s} (\Omega^*(s) - \Omega(s)) - \Omega(s) \right) k_p \frac{1}{1 + sT_p} - Cr(s) \right] \quad (\text{III-5})$$

En tenant compte que $T_p \ll 1$, l'expression finale est donnée par :

$$\Omega(s) = \frac{k_p k_i}{Js^2 + (k_f + k_p) s + k_p k_i} \Omega^*(s) - \frac{s}{Js^2 + (k_f + k_p) s + k_p k_i} Cr(s) \quad (\text{III-6})$$

En régime permanent $s = 0$, $\Omega = \Omega^*$ et la perturbation s'annule, mais cette fois-ci, le rejet de la perturbation se fait à la même dynamique que la poursuite (réponse du second ordre dépendant de k_p et k_i), étant donné que C_r et Ω^* sont multipliés par des fonctions ayant le même dénominateur.

Pour un régulateur IP la dynamique en poursuite égale la dynamique du rejet de la perturbation, elle dépend à la fois des coefficients des régulateurs et des paramètres de la machine. De ce fait, il rejette rapidement la perturbation.

III. 3 . APPLICATION DU REGLAGE DE VITESSE CLASSIQUE A L'ASSOCIATION ONDULEUR-MAS

On a appliqué le réglage de vitesse à l'association Onduleur-machine, commandé par la méthode indirecte, dont le schéma global est représenté par la figure (III.6).

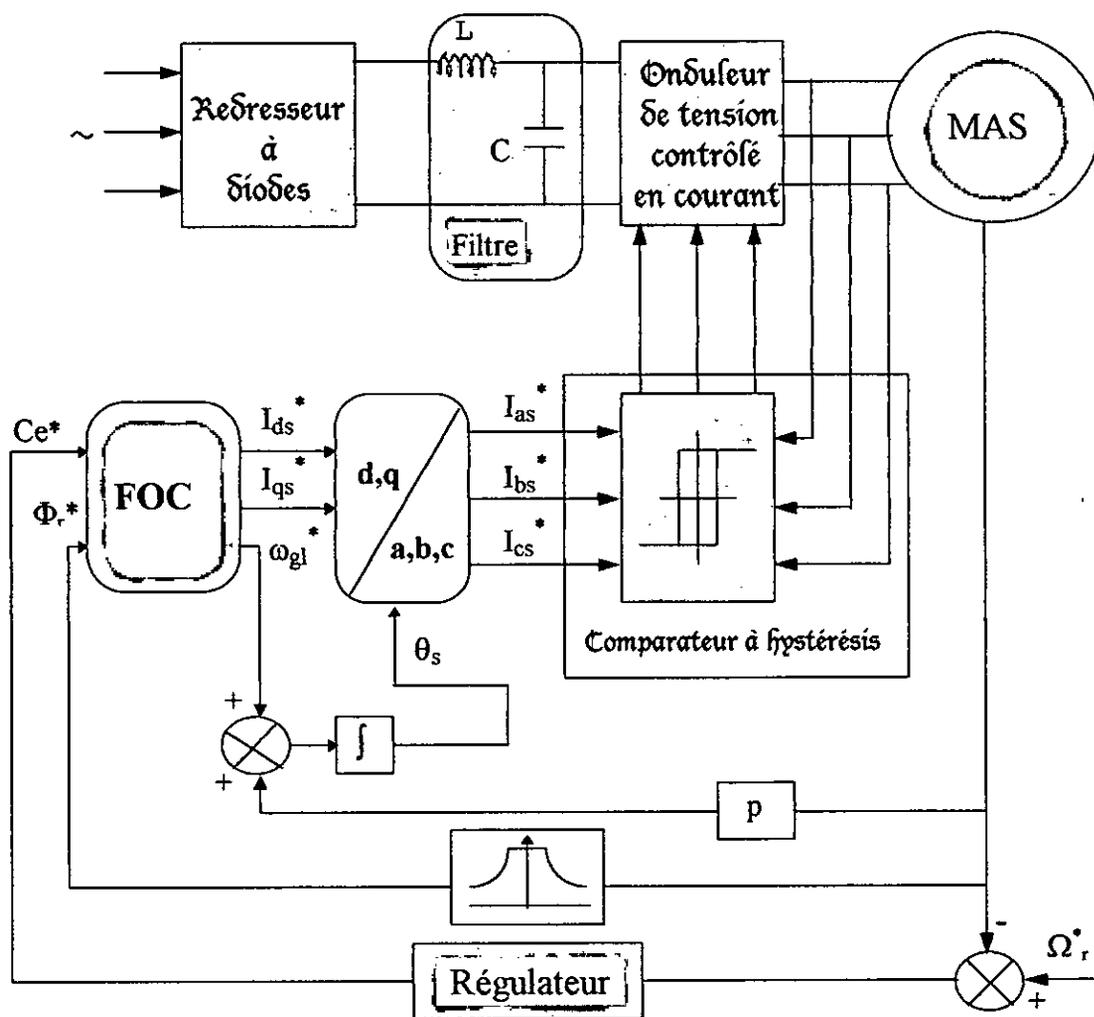


Fig. III.6 schéma global du réglage en boucle fermée de l'association onduleur machine

III. 3.1 RESULTATS DE SIMULATION AVEC REGULATEUR PI

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (III.6). Dans le bloc de « Régulateur », on insère un régulateur PI (fig. III.3.a).

Un calcul des paramètres du régulateur a été fait⁽¹⁾.

Avec ces paramètres, nous avons simulé le démarrage à vide (fig. III.8), démarrage avec application d'un échelon de couple résistant entre 0.7 s et 1.5 s (fig. III.9), puis une inversion du sens de rotation de 100 rad/s à -100 rad/s effectué à une seconde du démarrage (fig. III.10).

De ces résultats, on tire les remarques suivantes:

Une amélioration de la réponse de la vitesse au démarrage (Fig. III.8), car il s'effectue au bout de 0.3 s environ, alors qu'il dure plus de 2 s en absence de régulation (Fig. I.15), mais par contre partie, il y a des pics de courant et de couple très fort.

De même pour l'inversion de vitesse (Fig. III.10), au bout de 0.5 s environ on a effectué une inversion du sens de rotation. La vitesse passe de 100 rad/s à -100 rad/s, avec des pics de couple et de courant considérable.

Le régulateur ne rejette pratiquement pas la perturbation (fig. III.9), ou du moins la rejette d'une manière très lente (avec la dynamique de la machine en boucle ouverte).

En tâtonnant sur les paramètres du régulateur (k_p et k_i). On abouti à des résultats qui améliore le rejet de la perturbation (fig. III.7), mais cette procédure ne donne des résultats que pour un point de fonctionnement, et se base sur l'intuition et la chance, ce qui ne peut être considéré comme une méthode de synthèse des régulateurs linéaire.

Le découplage est obtenu, car $\Phi_{\alpha} = 0$ et $\Phi_{\alpha} = \Phi_r$ (Fig. III.8), sauf qu'on observe une légère dégradation du découplage lors de l'application d'une charge (Fig. III.9), et un peut plus lors de l'inversion de vitesse (Fig. III.10), ce qui est dû à la méthode indirecte elle même qui impose le flux en boucle ouverte.

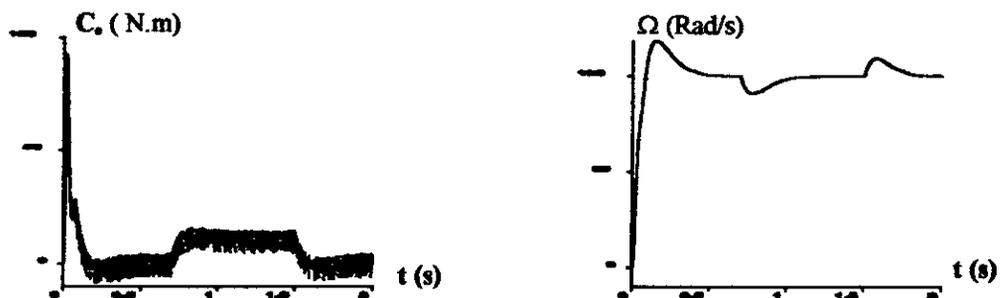


Fig. III.7 réglage de vitesse avec un régulateur PI obtenu par tâtonnement

⁽¹⁾ Voir annexe (2) pour plus de détails

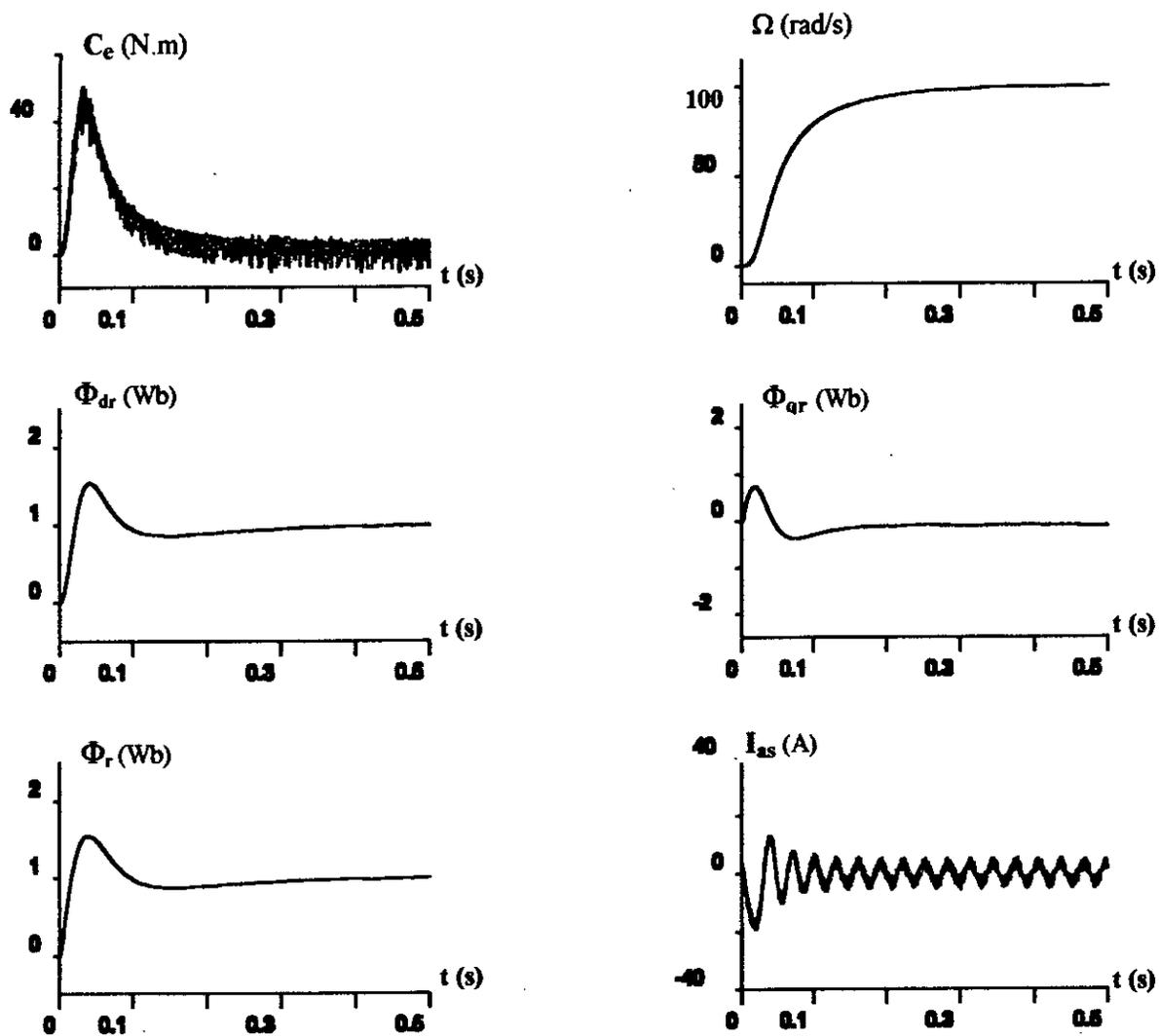


Fig. III.8 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI « Démarrage à vide »

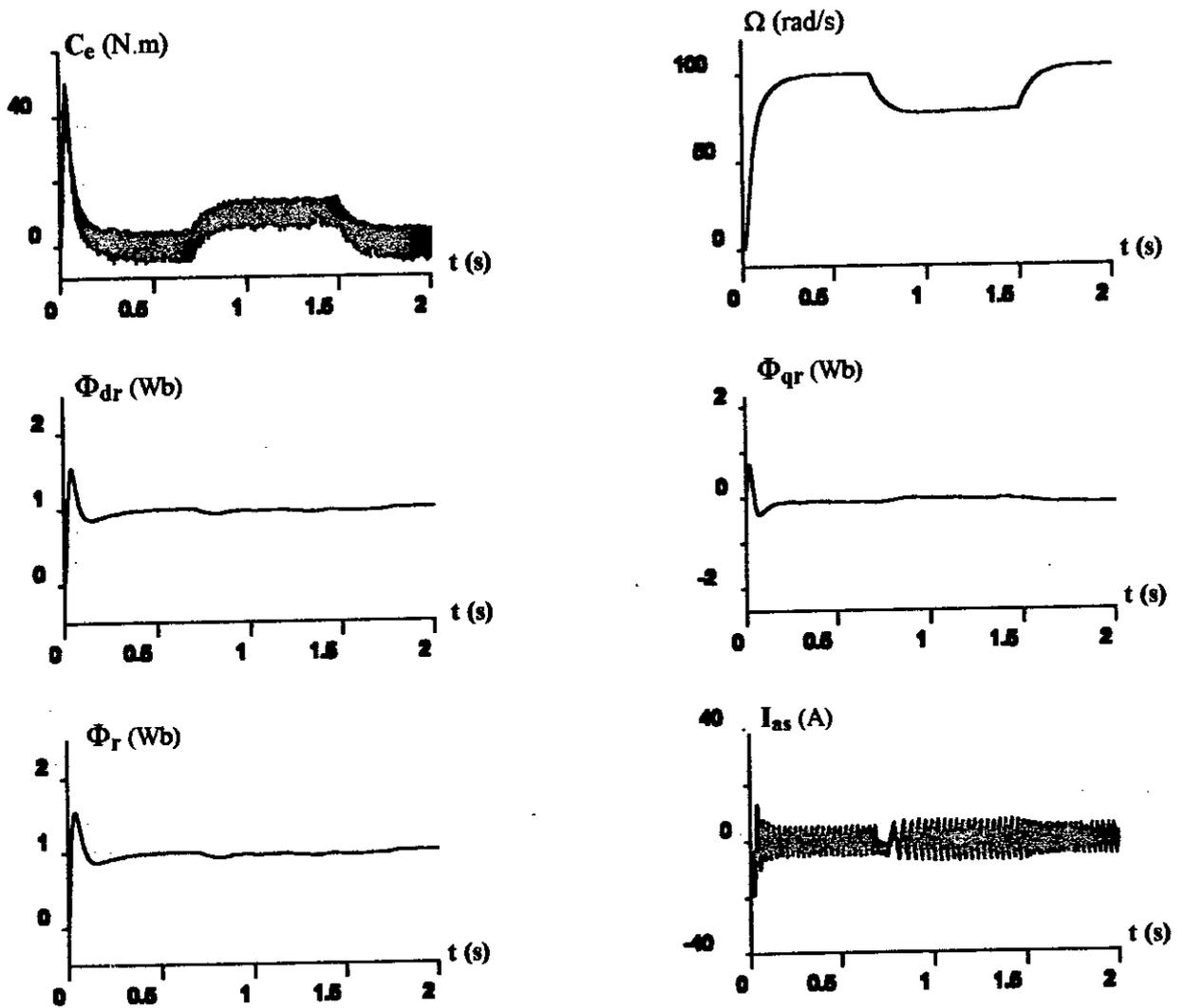


Fig. III.9 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
« Application d'une charge »

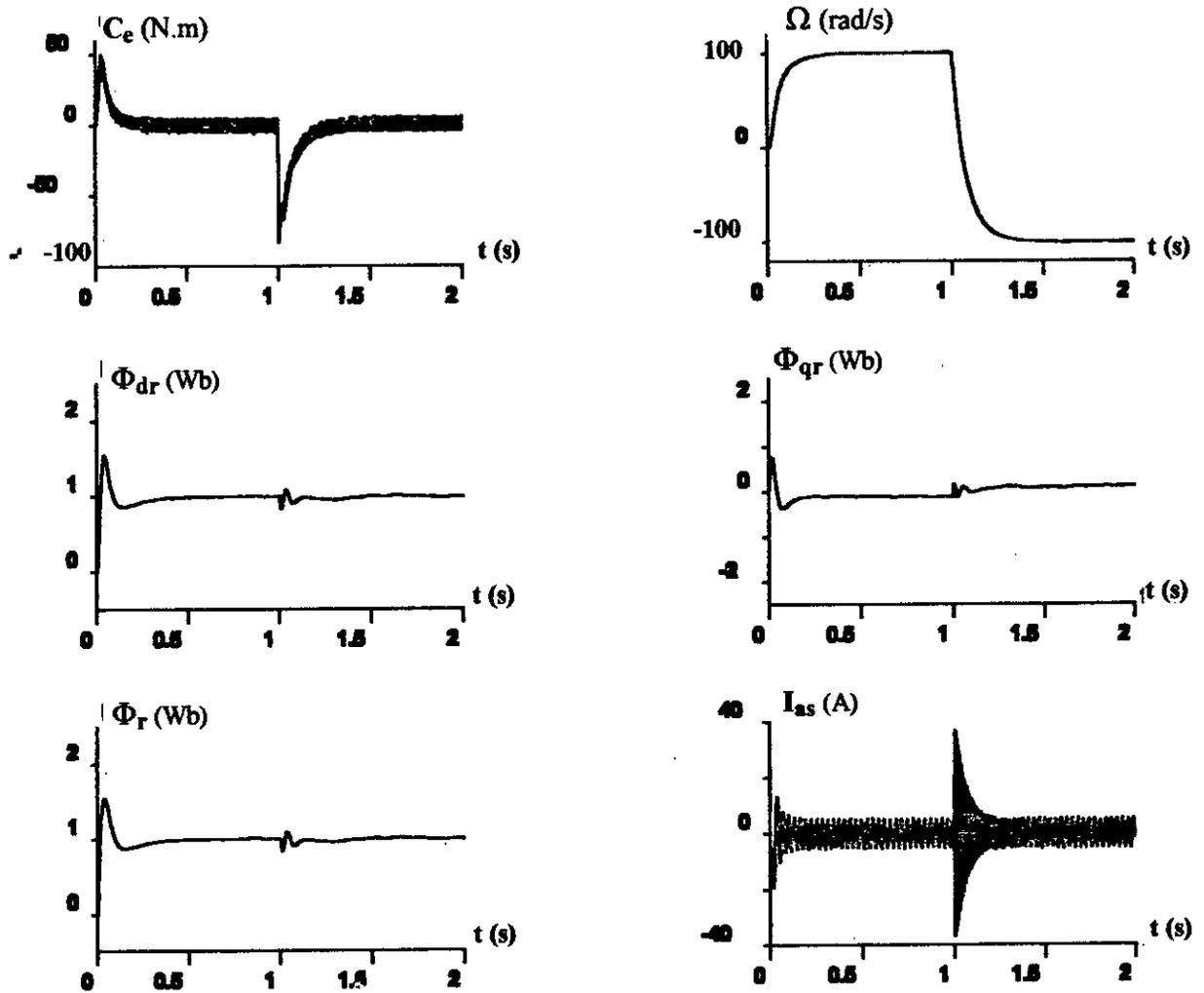


Fig. III.10 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI
« inversion du sens de rotation »

III. 3.2 RESULTATS DE SIMULATION AVEC REGULATEUR IP

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (III.6). Dans le bloc de « Régulateur », on insère un régulateur IP (fig. III.3.b).

Un calcul des paramètres du régulateur a été fait ⁽¹⁾.

Les réponses dynamiques de la machine au démarrage (Fig. III.11) et l'inversion du sens de rotation (Fig. III.13) sont presque identiques à celles avec régulateur PI, sauf, qu'avec le régulateur IP, on a un léger dépassement de vitesse et un pique de courant dans l'inversion de vitesse moins fort.

Par contre, les courbes obtenues, à la figure (III.12) en réponse à l'application d'un couple résistant, montrent qu'il y a une nette amélioration au niveau du rejet de la perturbation, celle-ci s'effectue rapidement avec une légère diminution (ou augmentation) et un rapide établissement de la vitesse.

Ce qui est explicable par la structure même du régulateur IP (fig. III.1.b), l'action proportionnelle, qui intervient en régime transitoire est utilisée en boucle interne et l'action intégrale, qui intervient plutôt en régime permanent, est utilisée en boucle externe, l'action proportionnelle intervient plus rapidement, donc plus efficacement qu'avec la structure du régulateur PI.

⁽¹⁾ Voir annexe (3) pour plus de détails

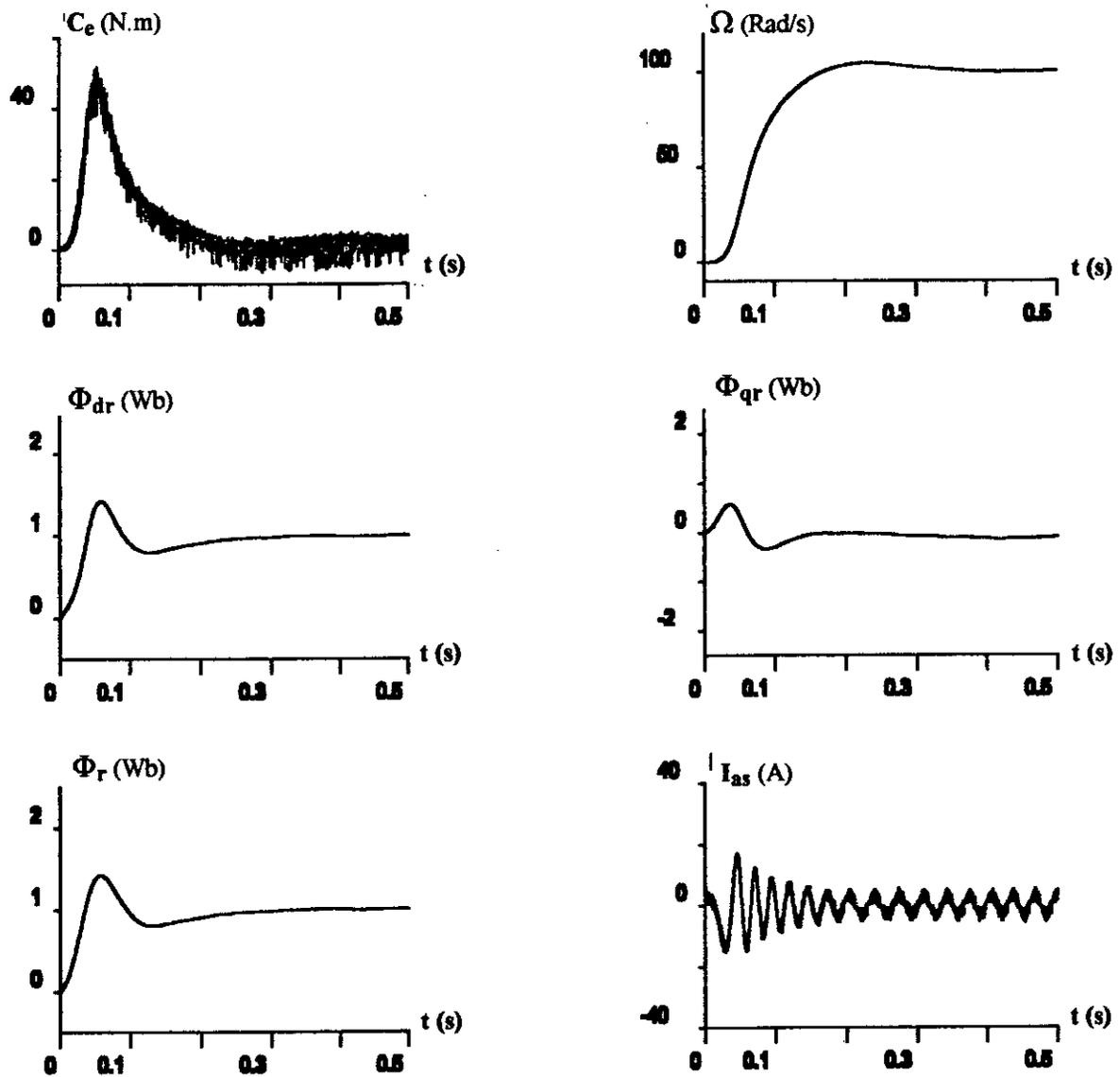


Fig. III.11 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
« Démarrage à vide »

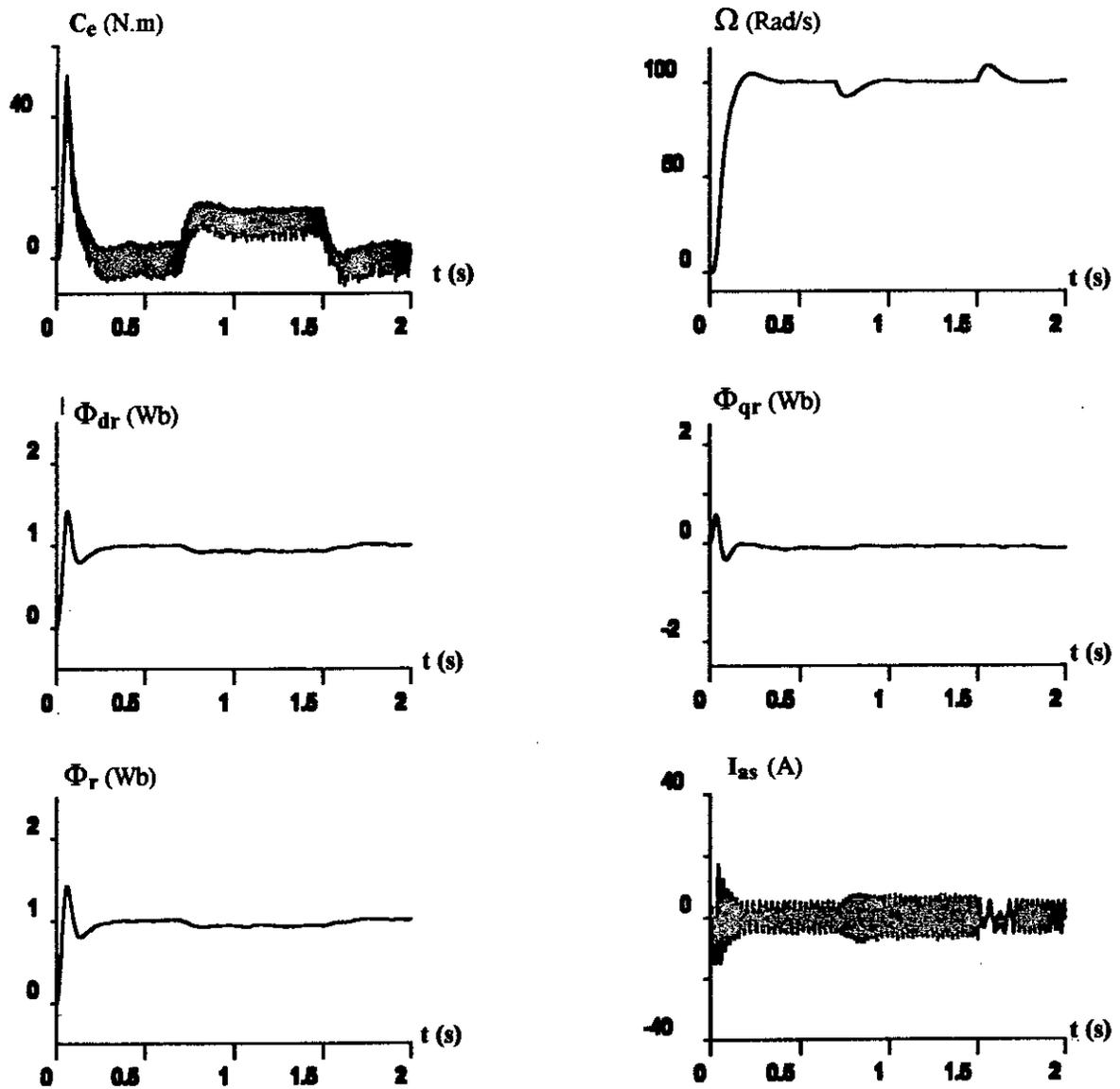


Fig. III. 12 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP
« application d'une charge »

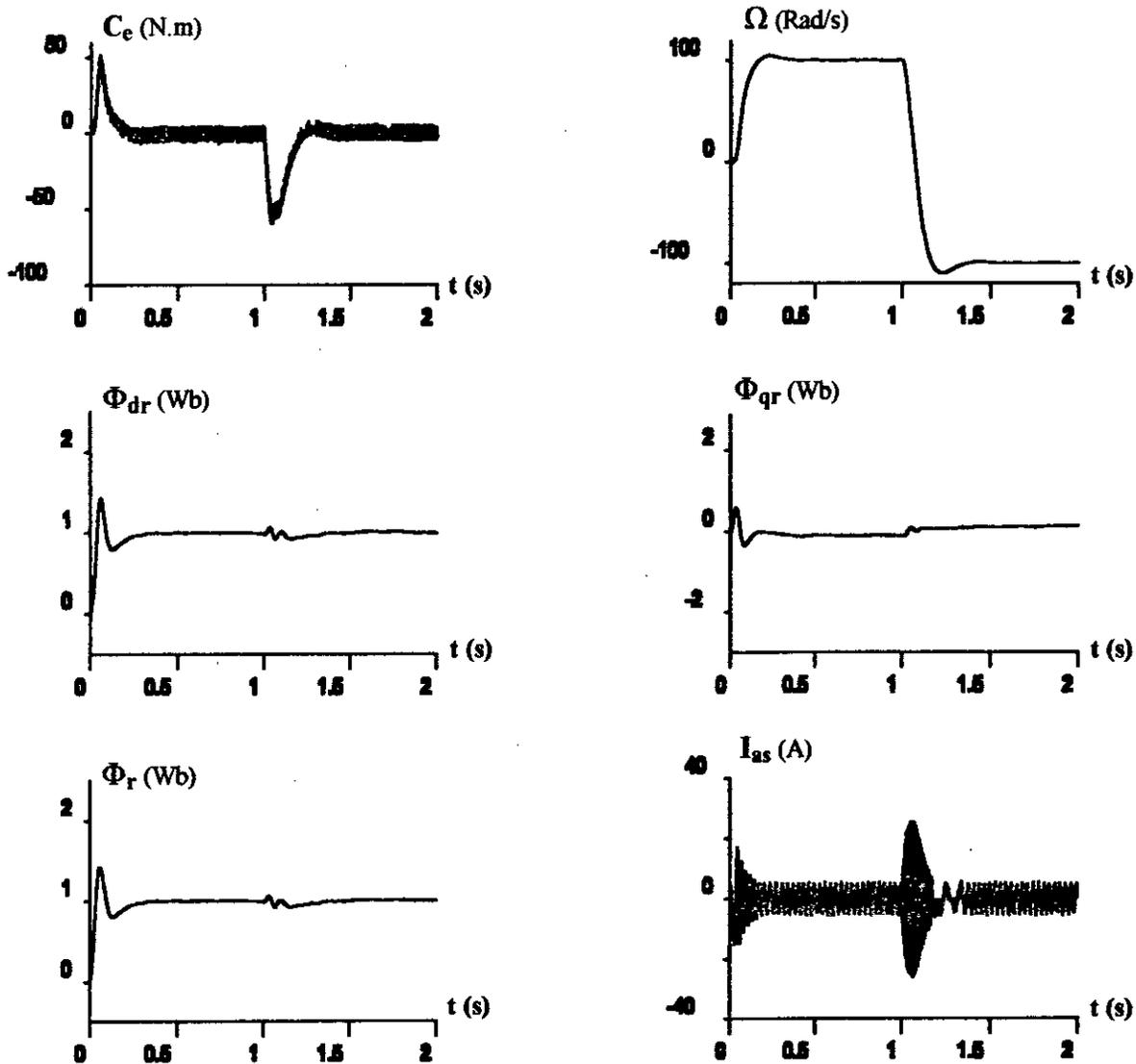


Fig. III.13 Réglage de la vitesse avec un régulateur I P
 « Inversion du sens de rotation »

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons abordé la commande vectorielle indirecte en boucle fermée et on a mis en évidence les performances requises par deux régulateurs du type classique (linéaire), qui sont le PI et le IP.

Les résultats obtenus mettent en évidence l'apport du régulateur IP dans le rejet de la perturbation du couple résistant, ce qui s'explique par la structure même du régulateur (Fig. III.3.b).

Cependant, que ce soit pour le PI ou le IP, ces deux types de régulateur dépendent fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification des paramètres conduira à une détérioration des performances de commande.

Vu cet inconvénient majeur, la régulation par un **régulateur flou** (Fuzzy controller), qui s'introduit dans le cadre des régulateurs non linéaire, sera introduite au prochain chapitre comme une éventuelle solution à cet inconvénient.

CHAPITRE IV



MÉTHODOLOGIES DE CONTRÔLE FLOU

INTRODUCTION

L'origine du développement de la théorie du contrôle flou en boucle fermée a été le contrôle des processus basé sur la connaissance de l'opérateur.

La stratégie de contrôle d'un tel opérateur est formée d'un ensemble de règles de décision dont la forme dépend, essentiellement, du processus sous contrôle.

Le contrôleur ainsi envisagé nécessite un algorithme permettant la conversion de la stratégie de contrôle linguistique, basée sur la connaissance experte, en une stratégie de contrôle automatique.

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou (technique non conventionnelle) sont meilleurs que ceux obtenus avec des algorithmes de contrôle conventionnel. En particulier, la méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques quantitatives conventionnelles ou quand les sources d'information sont jugées non précises ou incertaines. Ainsi, le contrôle par la logique floue peut être vu comme un pas vers un rapprochement entre le contrôle mathématique précis et la prise de décision humaine.

Dans ce chapitre, nous présentons succinctement la méthodologie de conception d'un contrôleur flou, ce tour d'horizon inclut:

- Le développement (dérivation) des règles de contrôle flou et de la base de données;
- Les stratégies de fuzzification et de défuzzification;
- La définition d'implication floue;
- L'analyse des mécanismes de raisonnement.

IV. 1 PRINCIPE FONDAMENTAL DE LA LOGIQUE FLOUE

Afin de mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue. On présente un exemple simple. Celui de la classification des personnes en trois ensembles «jeune», «entre deux âges» et «âgé».

Selon la logique classique (logique de boole) qui n'admet pour les variables que les deux valeurs 0 et 1. Une telle classification pourrait se faire comme le montre la figure IV.1. Toutes les personnes âgées de moins de 30 ans sont alors considérées comme appartenant à l'ensemble «jeune» et toutes les personnes âgées de plus de 50 ans comme appartenant à l'ensemble «âgé».

Cependant, une telle logique de classification n'est même pas logique. Pourquoi une personne, lorsqu'elle a eu 50 ans, doit-elle être considérée comme appartenant à l'ensemble «âgé»? En réalité, un tel passage se fait progressivement et individuellement.

La logique floue, dont les variables peuvent prendre n'importe quelle valeur entre 0 et 1 (on parle alors de fonction d'appartenance μ), permet de tenir compte de cette réalité. La figure IV.2 montre une classification possible pour l'exemple précédent, cette fois-ci, à l'aide de la logique floue. Ainsi, une personne de 25 ans appartient à l'ensemble «jeune» avec

$\mu=0,25$. Par contre, une personne de 70 ans appartient avec une valeur $\mu=1$ de la fonction d'appartenance à l'ensemble «âgé». Evidemment, la forme des fonctions d'appartenance n'est pas rigide et peut dépendre du contexte envisagé, à savoir professionnel, sportif ou autre.

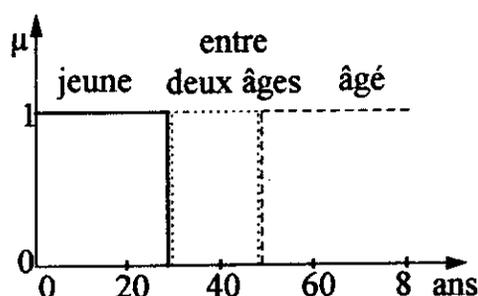


Fig. IV.1: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique classique

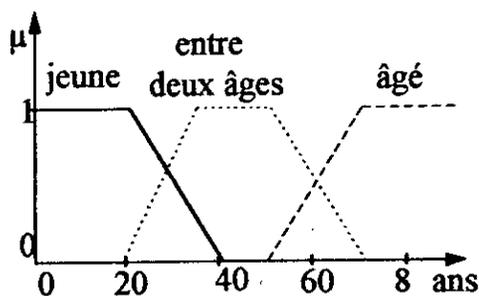


Fig. IV.2: Classification des personnes en trois ensembles selon la logique floue

IV. 2 RAPPELS DES PRINCIPES DE LA LOGIQUE FLOUE

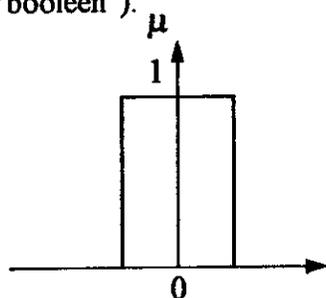
Dans ce qui suit, nous résumons les concepts de la théorie des ensembles flous nécessaires pour la conception des contrôleurs flous.

IV. 2. 1 ENSEMBLES FLOUS

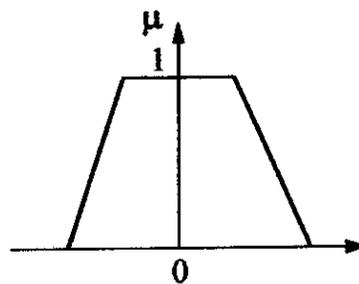
Si l'on considère une grandeur physique u , dire que u appartient à un ensemble flou revient à lui attribuer une propriété de définition imprécise (linguistique): u est grand, petit, voisin de zéro, etc.

Définition 1: Ensembles flous

Un ensemble flou peut être vu comme une généralisation de concept d'ensemble ordinaire dont la fonction d'appartenance prend seulement deux valeurs $\{0, 1\}$ (ensemble "booléen").



(a) Logique classique



(b) Logique floue

Fig. IV.3 : Exemple de fonction caractéristiques : logique classique, logique floue

Ainsi, sur un univers de discours U , un ensemble flou F est caractérisé par une fonction d'appartenance μ_f prenant des valeurs dans l'intervalle $[0,1]$.

$$\begin{array}{ccc} \mu_F : U & \longrightarrow & [0, 1] \\ x & \longrightarrow & \mu_F(x) \end{array}$$

Cet ensemble flou F peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnées : $F = \{(x, \mu_F(x)) / x \in U\}$ et on le notera :

* U continu

$$F = \int_U \mu_f(x)/X$$

* U discret

$$F = \sum_{i=1} \mu_f(x_i)/x_i$$

Définition 2: Support, point de commutation, et singleton flou

Le support d'un ensemble flou F est l'ensemble de tous les points x dans U tels que $\mu_f(x) > 0$. En particulier, l'élément x de U tel que $\mu_f(x) = 0,5$ est appelé point de commutation. Un ensemble flou dont le support est un singleton dans U avec $\mu_f(u) = 1$ est appelé singleton flou.

Les ensembles flous ont le grand avantage de constituer une représentation mathématique de labels linguistiques largement utilisés dans l'expression de connaissances expertes, qualitative et manipulées dans la logique floue.

IV . 2 . 2 OPERATIONS ENSEMBLISTE ELEMENTAIRES

Soient A et B deux ensembles flous dans U ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonctions d'appartenance. L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont définies à l'aide de leur fonction d'appartenance.

Définition 3: Union \cup

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cup B}$ de la réunion $A \cup B$ est définie, pour tout $x \in U$, par :

$$\mu_{A \cup B}(x) = \max\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

Définition 4 : Intersection \cap

La fonction d'appartenance $\mu_{A \cap B}$ de l'intersection $A \cap B$ est définie, pour tout $x \in U$ par :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \min\{\mu_A(x), \mu_B(x)\}$$

Définition 5 : Complémentation

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est définie, pour tout $x \in U$, par :

$$\mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x)$$

Définition 6 : Produit cartésien

Si A_1, A_2, \dots, A_n sont des ensembles flous dans respectivement U_1, U_2, \dots, U_n , le produit cartésien de A_1, A_2, \dots, A_n est un ensemble flou dans l'espace produit $U_1 * U_2 * \dots * U_n$ ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \min\{\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2), \dots, \mu_{A_n}(x_n)\}$$

Où:

$$\mu_{A_1 * A_2 * \dots * A_n}(x_1, x_2, \dots, x_n) = \mu_{A_1}(x_1) \times \mu_{A_2}(x_2) \dots \times \mu_{A_n}(x_n)$$

Définition 7 : Relation floue

Une relation floue est un ensemble flou dans $U_1 * U_2 * \dots * U_n$ exprimée comme:

$$R_{U_1 * U_2 * \dots * U_n} = \{((x_1, x_2, \dots, x_n), \mu_R(x_1, x_2, \dots, x_n)) / (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1 * U_2 * \dots * U_n\}$$

Définition 8 : Composition "Sup-Star"

Si R et S sont deux relations floues dans respectivement $U * V$ et $V * W$, la composition de ces deux relations est une relation floue dénotée par $R \circ S$ et elle est définie par:

$$R \circ S = \{(x, z), \text{Sup}(\mu_R(x, y) \oplus \mu_S(y, z))\}, x \in U, y \in V, z \in W\}$$

Où: \oplus est l'un des opérateurs de la classe des normes triangulaires (Annexe 4).

Remarque :

Les propriétés de l'algèbre classique telle que la commutativité, associativité, distributivité, lois de morgan s'appliquent aussi bien aux opérations sur les ensembles flous.

IV . 2 . 3 VARIABLES LINGUISTIQUES ET ENSEMBLES FLOUS**Définition 9 : Variables linguistiques**

L'utilisation des ensembles flous constitue une voie privilégiée pour la manipulation de concepts vagues et imprécis. En particulier, on peut employer les ensembles flous pour représenter des variables linguistiques. Une variable linguistique peut être vue soit comme une variable dont la valeur est un nombre flou, soit comme une variable dont les valeurs sont définies en termes linguistiques.

Une variable linguistique est caractérisé par un 5-uple $(V, T(V), U, G, M)$ dans lequel:

- V est le nom de la variable;
- $T(V)$ est l'ensemble des valeurs linguistiques de V dont chacune est un nombre flou défini sur U ;
- G est une règle syntaxique pour la génération des noms des valeurs de V .
- M est une règle sémantique qui associe à chaque valeur un sens.

Par exemple, si la vitesse est interprétée comme une variable linguistique, alors son ensemble de termes $T(\text{vitesse})$ peut être:

$T(\text{vitesse}) = \{\text{lente, moyenne, rapide, ...}\}$ où chaque terme dans $T(\text{vitesse})$ est caractérisé par un ensemble flou dans un univers de discours $U=[0, 100]$ par exemple.

M interprétera "lente" comme une vitesse inférieure ou égale à 40 km/h, "rapide" comme une vitesse supérieure ou égale à 70 km/h. Ces deux termes peuvent être caractérisés comme des ensembles flous dont les fonctions d'appartenance sont montrées sur la figure IV.4.

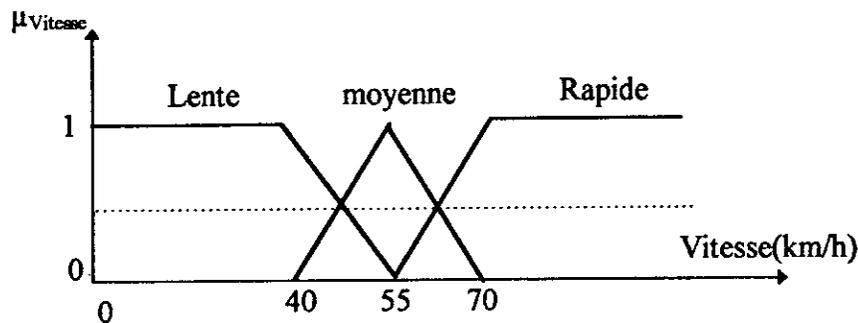


Fig. IV.4 Représentation graphique des vitesses floues

IV.2.4 FONCTION D'APPARTENANCE

A la variable X , dont l'ensemble des valeurs possibles est $T(X)$, et au sous-ensemble E_1 de $T(X)$, on associe une fonction $\mu_{E_1}(u)$ comprise entre 0 et 1, appelée **fonction d'appartenance** (on dit aussi **degré d'appartenance** ou coefficient d'appartenance, ou degré de possibilité) qui représente la possibilité pour que la variable u ait la qualité associée au sous-ensemble E_1 .

Le plus souvent, on utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes:

a - *Fonction Triangulaire* :

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, \frac{c-x}{c-b} \right), 0 \right)$$

b - *Fonction Trapézoïdale*:

$$\mu(x) = \max \left(\min \left(\frac{x-a}{b-a}, 1, \frac{d-x}{d-c} \right), 0 \right)$$

c - *Fonction Gaussienne* :

$$\mu(x) = \text{EXP} \left[- \left(\frac{x-m}{\sigma} \right)^2 \right]$$

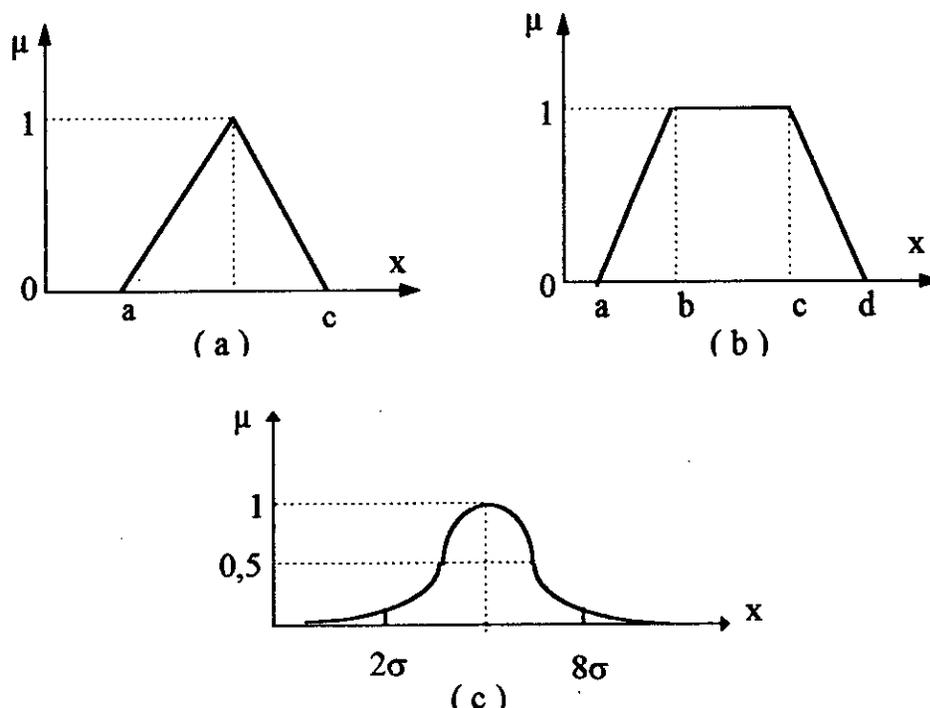


Fig. IV.5 : Différentes formes pour les fonctions d'appartenance.

IV.2.5 IMPLICATION FLOUE:

L'implication floue est un opérateur qui permet d'évaluer un degré de vérité d'une règle R de la forme : Si x est A alors y est B à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et de celle de la conclusion d'autre part

$$\mu_R(x, y) = I(\mu_A(x), \mu_B(y))$$

Où : I est l'un des opérateurs d'implication donnée à l'annexe 5.

Remarque:

Dans la commande floue on utilise souvent les implications dites de Mamdani et Larsen (μ_{Rm} et μ_{Rp}).

IV.2.6 LOGIQUE FLOUE ET RAISONNEMENT APPROCHE

En raisonnement approché, il y a deux règles d'inférence floue importantes proposées par Zadeh nommées le "modus ponens généralisé" (MPG) et le "modus tollens généralisé" (MTG) (généralisation de la logique formelle):

prémisse 1 : x est A'
 prémisse 2 : Si x est A, alors y est B (MPG)

conséquence : y est B'

prémisse 1 : y est B'
 prémisse 2 : Si x est A, alors y est B (MTG)

conséquence : x est A'

Où: A, A', B et B' sont des ensembles flous représentant des variables linguistiques.

Ces règles permettent de caractériser l'ensemble flou B' (MPG) ou A'(MTG) selon les formules précédentes.

Remarque:

En logique formelle classique, le "modus ponens" est utilisé dans le raisonnement par chaînage avant (cas de la commande) alors que le "modus tollens" est utilisé en chaînage arrière (vérification d'hypothèse).

Définition 10: Règle conditionnelle d'inférence "Sup-Star"

Si R est une relation floue dans $U \times V$, et x est un ensemble flou dans U, alors le résultat est un ensemble flou donné par:

$$y = x \circ R$$

Où:

$x \circ R$ est la **composition** "Sup-Star" de x et R. Si l'opérateur "Sup-Star" est le minimum; alors cette définition se réduit à la règle compositionnelle d'inférence de Zadeh.

VI. 3 CONTROLEUR FLOU

En général, un contrôleur flou est un système qui associe à tout vecteur d'entrée $X=[x_1, x_2, \dots, x_n]$ un vecteur de sortie $Y=[y_1, y_2, \dots, y_n]$
tel que: $Y = F(X)$

Où: F est souvent une fonction non linéaire.

Muni des différents concepts de la théorie des ensembles flous, on peut désormais développer les notions importantes des contrôleurs flous.

La figure IV.6 montre le schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

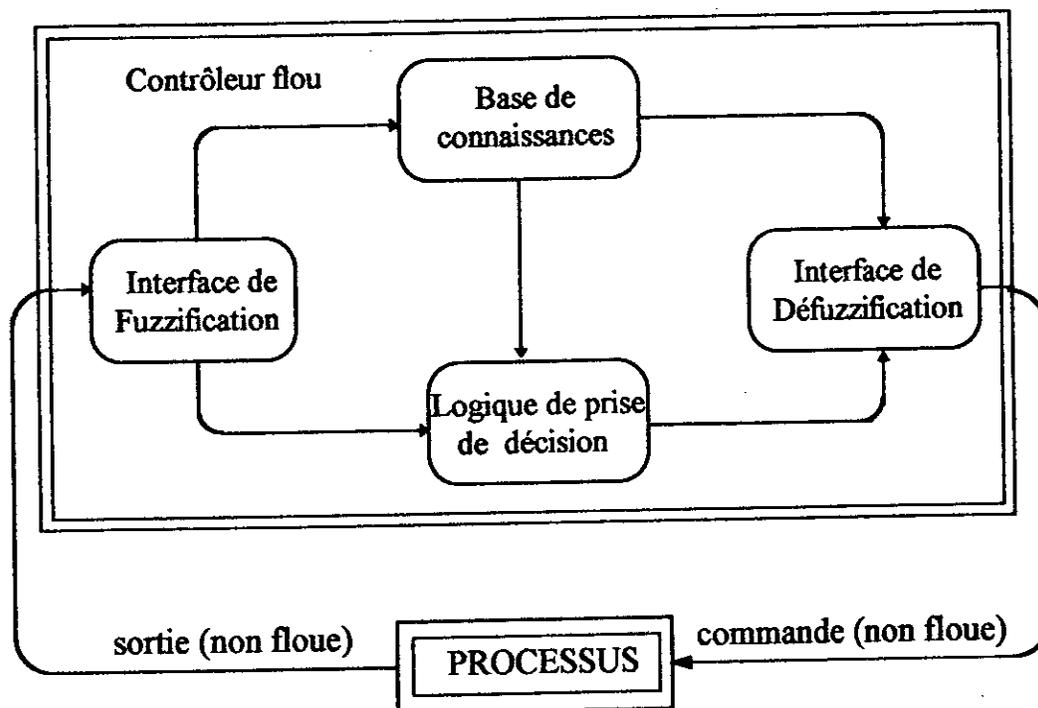


Fig. IV.6 Schéma synoptique général d'un contrôleur flou.

Ce schéma est composé:

- d'une interface de fuzzification à l'entrée;
- d'une base de connaissances;
- d'une logique de prise de décision;
- d'une interface de défuzzification à la sortie;
- du système à contrôler.

1- L'interface de fuzzification inclut les fonctions suivantes:

- mesure des variables d'entrée.
- représentation d'une cartographie d'échelle transférant la plage des variables d'entrée aux univers de discours correspondants.
- représentation de la fonction de fuzzification convertissant les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables pouvant être vues comme des étiquettes d'ensembles flous.

2- La base de connaissance comprend une connaissance du domaine d'application et les buts de contrôle prévus. Elle est composée:

- d'une base de données fournissant les définitions utilisées pour définir les règles de contrôle linguistique et la manipulation des données floues dans le contrôleur;
- d'une base de règles caractérisant les buts et la politique de contrôle des experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles de contrôle linguistique.

3- La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences en logique floue.

4- L'inférence de défuzzification réalise les fonctions suivantes:

- une cartographie d'échelle convertissant la plage des variables de sortie aux univers de discours appropriés;
- une défuzzification fournissant une action de contrôle (physique) à partir d'une action de contrôle floue.

IV . 4 STRATEGIE DE FUZZIFICATION

Dans les problèmes de commande, les données observées sont habituellement physiques (réelles). Or, le traitement de ces données est basé ici sur la théorie des ensembles flous , ceci nécessite donc une procédure de fuzzification.

La fuzzification proprement dite consiste à définir les fonctions d'appartenance pour les différentes variables, en particulier pour les variables d'entrée. On réalise ainsi le passage des grandeurs physiques (grandeurs déterminées) en variables linguistiques (variables floues) qui peuvent alors être traitées par les inférences.

La fuzzification s'articule autour des axes suivants:

- Un opérateur de fuzzification convertit une valeur numérique en un singleton flou à l'intérieur d'un certain univers de discours. Cette stratégie est largement utilisée dans les contrôleurs flous car elle est naturelle et facile à implémenter. Elle interprète une entrée x_0 comme un ensemble flou A ayant une fonction d'appartenance $\mu_A(x_0)$ égale à zéro partout sauf au point x_0 (égale à 1).
- Les grandeurs physiques sont souvent normalisées entre -1 et 1 par un facteur d'échelle qui doit être choisi sur la base de l'étude du système de sorte que, lors de petits phénomènes transitoires, le domaine admissibles pour les grandeurs normalisées ne doit pas dépassé.

Dans le cas du réglage flou on utilise des fonctions d'appartenance trapézoïdales et triangulaires pour les variables linguistiques. On associe à chaque variable d'entrée x_i , un univers de discours décomposé en un nombre limité de fonctions d'appartenances.

Une subdivision plus fine, c'est-à-dire plus de sept ensembles flous associés aux variables d'entrée, n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du réglage par logique floue [4].

A partir de la fuzzification on détermine le degré avec le quel une mesure appartient à un ensemble flou donné.

IV . 5 BASE DE DONNEES

Les concepts associés à la base de données sont utilisés pour caractériser les règles de contrôle flou et la manipulation des données floues dans un contrôleur flou. Ces concepts sont subjectivement définis et basés sur l'expérience et le jugement de l'ingénieur. Dans cet ordre d'idée, il peut être noté que le choix correct des fonctions d'appartenance d'un ensemble de termes joue un rôle essentiel dans la réussite d'une application, on va donc chercher à déterminer les phases importantes de construction d'une base de données dans un contrôleur flou.

- Discrétisation d'un univers de discours;
- Normalisation d'un univers de discours;
- Partition des espaces d'entrée et de sortie.

IV . 6 BASE DE REGLES

Un système flou est caractérisé par un ensemble d'expressions linguistiques (règles) basées sur une connaissance d'expert. Cette connaissance est d'habitude représentée sous forme de règles "Si - alors" simples à implémenter. La collection de ces règles forme ce qu'on appelle la base de règles ou ensemble de règles d'un contrôleur flou.

IV . 6 . 1 Choix des variables d'état du processus et des variables de contrôle des règles de contrôle flou

Le choix approprié des variables d'état du processus et des variables de contrôle est essentiel pour caractériser un système flou. De plus, la sélection des variables linguistiques a un effet important sur les performances d'un contrôleur flou. Durant cette étape de sélection, l'expérience et la connaissance de l'ingénieur jouent un rôle important. En particulier, le choix des variables linguistiques et leurs fonctions d'appartenance a une grande influence sur la structure du contrôleur flou. Typiquement, dans un contrôleur flou, les variables linguistiques sont: l'état, l'erreur de l'état, la variation de cette erreur, et l'intégrale de cette erreur.

(erreur = consigne - sortie réelle, sortie = état).

IV . 6 . 2 Types de règles de contrôle flou

Deux classes de règles de contrôle flou, une pour l'évaluation de l'état et une autre pour l'évaluation de l'objectif, sont couramment utilisées dans la modélisation des contrôleurs flous.

IV . 6 . 2 . 1 Règles de contrôle flou pour l'évaluation de l'état

Dans le cas des systèmes multi-entrées/mono-sorties la plupart des contrôleurs flous utilisées ont des règles d'évaluation d'état de la forme:

$$R_1: \text{si } x \text{ est } A_1 \dots \text{ et } y \text{ est } B_1, \text{ alors } z \text{ est } C_1$$

$$R_n: \text{si } x \text{ est } A_n \dots \text{ et } y \text{ est } B_n, \text{ alors } z \text{ est } C_n$$

Où :

- x, \dots, y est z sont des variables linguistiques représentant les variables d'état du processus et la variable de contrôle;
- $A_i \dots B_i$ et C_i sont des valeurs linguistiques des variables linguistiques x, y et z dans respectivement les univers de discours u, \dots, v et w pour $i = 1, 2 \dots n$.

Dans l'approche Sugéno Takagi, le résultat est représenté comme une fonction des variables d'état du processus x, \dots, y :

$$R_i : x \text{ est } A_i \dots \text{ et } y \text{ est } B_i, \text{ alors } z = f_i(x, \dots, y)$$

Les règles de contrôle flou de ce type qui sont référées comme «règles de contrôle flou d'évaluation d'état» évaluent l'état du processus (l'état, erreur de l'état, intégrale de l'état) à l'instant t et calcul l'action de contrôle flou en fonction de (x, \dots, y) .

IV . 6 . 2 . 2 Règles de contrôle flou pour l'évaluation de l'objectif

Un autre algorithme est appelé contrôle flou pour l'évaluation de l'objectif ou commande floue prédictive. Les règles écrites à partir de l'expérience d'un opérateur habile expérimenté, sont référées comme « règles de contrôle flou d'évaluation de l'objectif ». Une règle typique peut être décrite comme:

$$R : \text{si } (u \text{ est } C_i \rightarrow x \text{ est } A_i \text{ et } y \text{ est } B_i), \text{ alors } u \text{ est } C_i$$

En termes linguistiques, la règle est interprétée comme " si l'indice de performance x est A_i et l'indice y est B_i , quand une commande u est choisi égale à C_i , alors cette règle est sélectionnée et la commande C_i est prise comme sortie du contrôleur. Cependant, le contrôle flou à évaluation de l'état n'évalue pas les actions de contrôle calculées de la même manière qu'un opérateur humain. Par contre le contrôle flou prédictif fournit un mécanisme d'évaluation pour que les états désirés et les objectifs de contrôle puissent être atteints plus facilement, ce type de contrôle a été utilisé avec succès sur des trains et des grues. [12]

On peut représenter les règles de contrôle flou par une table appelée "table d'inférence". Pour un contrôleur qui possède deux entrées et une sortie cette table est comme suit:

z		y				
		B ₁	B ₂	B ₃	B ₄	B ₅
x	A ₁	C ₁	C ₆	C ₁₁	C ₁₆	C ₂₁
	A ₂	C ₂	C ₇	C ₁₂	C ₁₇	C ₂₂
	A ₃	C ₃	C ₈	C ₁₃	C ₁₈	C ₂₃
	A ₄	C ₄	C ₉	C ₁₄	C ₁₉	C ₂₄
	A ₅	C ₅	C ₁₀	C ₁₅	C ₂₀	C ₂₅

Fig. IV.7 Table d'inférence

En général cette table est antisymétrique, chacune de ces cases représente la conclusion d'une règle dont la prémisse est la conjonction des symboles de colonne associés à y et des symboles de ligne associés à x.

IV. 6. 3 Justification des règles de contrôle flou

D'une manière générale, l'écriture des règles d'un contrôleur flou fait appel à l'expertise et l'expérience des opérateurs humains. Dans le cadre de la régulation (asservissement), on utilise fréquemment l'erreur (observation) et la variation de l'erreur (dynamique du processus). A partir de ces deux mesures, traduites sous la formes de variables floues, il est possible de déterminer les règles, dans le domaine temporel (plus axé vers l'expérience).

L'analyse temporelle, qui doit conduire au jeu de règles du contrôleur flou, peut par exemple consister à considérer la réponse à un échelon d'un processus à piloter en fonction des objectifs que l'on se sera fixé en boucle fermée, et à écrire les règles pour chaque type de comportement du processus:

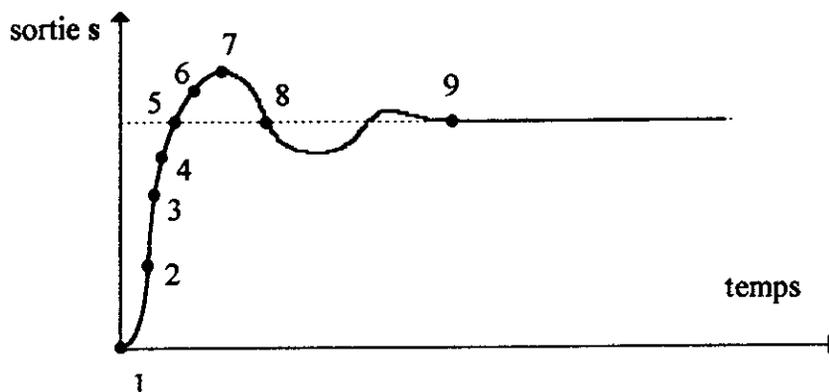


Fig. IV.8 Écriture du jeu de règles grâce à une analyse temporelle

Pour expliquer la procédure à suivre, on considère les neuf points indiqués sur la réponse à un échelon et, pour chacun de ces points, on explicite l'expertise sous la forme suivante:

En posant $e = r - s$ et $\Delta e = e_t - e_{t-1}$, où e_t et e_{t-1} représentent les erreurs respectives aux instants t et $(t-1)$, on a :

- | | |
|---|--|
| 1. Si $e = PG$ et $\Delta e = ZE$ alors $\Delta u = PG$ | (départ) |
| 2. Si $e = PG$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta u = PM$ | (augmentation de la commande pour gagner l'équilibre) |
| 3. Si $e = PM$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta u = PP$ | (très faible augmentation de u pour ne pas dépasser) |
| 4. Si $e = PP$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta u = ZE$ | (convergence vers l'équilibre correcte) |
| 5. Si $e = ZE$ et $\Delta e = NP$ alors $\Delta u = NP$ | (freinage du processus). |
| 6. Si $e = NP$ et $\Delta e = PP$ alors $\Delta u = NM$ | (freinage et inversion de la variation de la commande) |
| 7. Si $e = NM$ et $\Delta e = ZE$ alors $\Delta u = NM$ | (rappel du processus vers l'équilibre) |
| 8. Si $e = NP$ et $\Delta e = ZE$ alors $\Delta u = ZE$ | (convergence vers l'équilibre correcte) |
| 9. Si $e = ZE$ et $\Delta e = ZE$ alors $\Delta u = ZE$ | (équilibre) |

En décrivant point par point le comportement du processus et l'action de variation de commande à appliquer, on en déduit la table suivante (table du contrôle flou de base) qui correspond en fait à la table de règles très connue de Mac Vicar-Whelan:[19]

$\Delta e \backslash e$	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
PG	ZE	PP	PM	PG	PG	PG	PG
PM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG	PG
PP	NM	NP	ZE	PP	PM	PG	PG
ZE	NG	NM	NP	ZE	PP	PM	PG
NP	NG	NG	NM	NP	ZE	PP	PM
NM	NG	NG	NG	NM	NP	ZE	PP
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	ZE

Fig. IV.9 Trajectoire de phase du comportement décrit sur la figure IV.8.

IV.7 LOGIQUE DE PRISE DE DECISION

Un contrôleur flou peut être vu comme modèle d'opérateur humain. Plus généralement, l'utilisation d'un contrôleur flou représente un pas dans la direction de modélisation de la prise de décision d'un être humain avec l'aide de la logique floue et du raisonnement approché.

IV . 7 . 1 Mécanisme d'inférence

Les mécanismes d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que ceux utilisés dans les systèmes experts, parce que dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre (pas de chaînage).

Considérons un ensemble de deux règles définies par:

$$R_1 : \text{Si } x \text{ est } A_1 \text{ et } y \text{ est } B_1, \text{ alors } z \text{ est } C_1 \quad \text{ou}$$

$$R_2 : \text{Si } x \text{ est } A_2 \text{ et } y \text{ est } B_2, \text{ alors } z \text{ est } C_2$$

Les entrées sont mesurées par des capteurs, elles sont réelles et il est nécessaire de les convertir en ensembles flous. En général, une valeur réelle est considérée comme un singleton flou et les facteurs α_1 et α_2 caractérisant les degrés de confiance de la première et de la deuxième règle peuvent être exprimés par:

$$\alpha_1 = \mu_{A1}(x_0) \wedge \mu_{B1}(y_0)$$

$$\alpha_2 = \mu_{A2}(x_0) \wedge \mu_{B2}(y_0)$$

Où:

- $\mu_{Ai}(x_0)$ et $\mu_{Bi}(y_0)$ jouent le rôle de degrés de couplage entre les données fournies à l'utilisateur et celles de la base de règles.
- \wedge : opérateur défini selon le type de contrôleur.

Ces relations jouent un rôle important dans les différents types de contrôleur flou.

IV . 7 . 2 Contrôleur de type Mamdani

Dans ce mode de raisonnement, la $i^{\text{ème}}$ règle aboutit à la décision de contrôle

$$\mu_{Ri} = \mu_{RM}(\alpha_i, \mu_{Ci}(z)) = \min(\alpha_i, \mu_{Ci}(z))$$

Où:

$$\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$$

et le résultat des deux règles est construit comme suit:

$$\mu_{Res}(z) = \max[\mu_{R1}(z), \mu_{R2}(z)]$$

Cette méthode est dite aussi: méthode d'inférence **max-min**

IV . 7 . 3 Contrôleur de type Larsen

Cette méthode est basée sur l'utilisation du produit pour l'implication, dans ce cas la $i^{\text{ème}}$ règle donne la décision :

$$\mu_{Ri} = \alpha_i \times \mu_{Ci}(z)$$

$$\alpha_i = \mu_{RM}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \min(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0))$$

Par conséquent, la fonction d'appartenance résultante de l'exemple précédent est donnée par:

$$\mu_{Res}(Z) = \max[\mu_{R1}(Z), \mu_{R2}(Z)]$$

Cette méthode dite aussi méthode d'inférence: **max-produit**.

IV.7.4 Contrôleur de type Zadeh

Dite aussi méthode d'inférence **somme-produit**.

$$\mu_{Ri} = \alpha_i \times \mu_{Ci}(Z)$$

$$\alpha_i = \mu_{RP}(\mu_{Ai}(x_0), \mu_{Bi}(y_0)) = \mu_{Ai}(x_0) \times \mu_{Bi}(y_0)$$

$$\mu_{Res}(Z) = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \mu_{Ri} \quad \mu_{Ri} \quad m: \text{nombre de règle}$$

* Pour notre étude, on s'est limité au contrôleur de Mamdani.

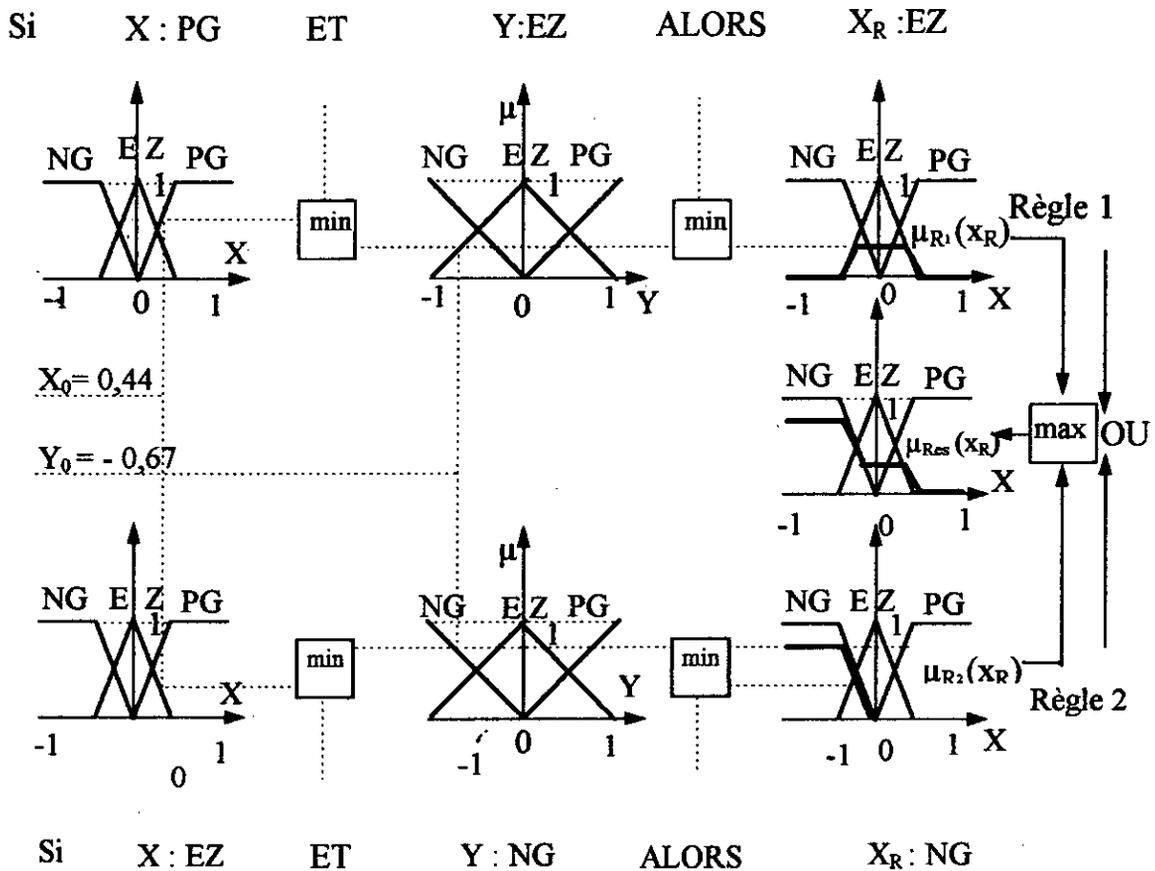


Fig. IV.10 : Méthode d'inférence max-min pour deux variables d'entrée et deux règles

IV . 8 DEFUZZIFICATION

Pour pouvoir définir la loi de commande, le contrôleur flou doit être accompagné d'une procédure de défuzzification jouant le rôle de convertisseur de la commande floue en valeur physique nécessaire pour un tel état du processus. Une stratégie de défuzzification est alors nécessaire.

Plusieurs stratégies de défuzzification existent. Les plus utilisées sont:

- méthode du maximum;
- méthode de la moyenne des maxima
- méthode du centre de gravité;
- méthode des hauteurs pondérés.

IV . 8 . 1 Méthode du maximum

La commande est égale à la commande locale ayant la fonction d'appartenance maximale.

$$U = \text{Max}_{z \in S}(\mu_{Res}(z))$$

Où : S est le support de Res

Par fois U conduit à une indétermination, lorsque il existe plusieurs points qui maximisent $\mu_{Res}(z)$, pour cette raison on fait appel à la méthode suivante.

IV . 8 . 2 méthode de la moyenne des maxima

Cette stratégie génère une commande qui représente la valeur moyenne de toutes les actions de contrôle locales ayant des fonctions d'appartenance maximales.

Plus spécialement, dans le cas d'un univers de discours discret, l'action de commande peut être exprimée comme :

$$U = (1 / L) \sum_{i=1}^m Z_i$$

- Z_i est la valeur de la commande locale avec laquelle la fonction d'appartenance associée atteint la valeur maximale $\mu_{Res}(z)$;
- L est le nombre total des valeurs prises par la fonction d'appartenance.

IV . 8 . 3 Méthode du centre de gravité:

Cette méthode génère le centre de gravité de l'espace flou d'une action de contrôle (commande).

Dans le cas d'un univers de discours discret, cette méthode produit

$$U = \frac{\sum_{i=1}^n \mu_{Res}(z_i) \cdot z_i}{\sum_{i=1}^n \mu_{Res}(z_i)}$$

Où: n est le nombre des niveaux de la sortie du contrôleur.

Par cette méthode on arrive à une solution unique. Le calcul est simplifié lorsque $\mu_{\text{Res}}(z)$ est déterminé par la méthode d'inférence somme-prod.

IV . 8 . 4 Méthode des hauteurs pondérés:

En anglais "Height méthode", elle consiste à calculer La sortie du contrôleur on utilisons les centres de gravité z_i^* de chacun des ensembles C_i :

$$U = \frac{\sum_{i=1}^m z_i^* \cdot \mu_{C_i}(z_i)}{\sum_{i=1}^m \mu_{C_i}(z_i)}$$

m: le nombre d'ensemble flou associe à la variable de sortie U.

IV . 9 LES AVANTAGES ET LES INCONVENIENTS DES CONTROLEURS FLOUS

- La non-nécessité d'une modélisation complète du processus à contrôler;
- La maîtrise de système à régler avec un comportement complexe;
- La possibilité d'implémenter des connaissances de l'opérateur de processus;
- L'existence de plusieurs possibilités pour réaliser la commande floue.

Par contre, les inconvénients sont:

- L'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation, les inférences, et la défuzzification;
- Implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile.

CONCLUSION

Basés sur ces éléments méthodologiques, plusieurs algorithmes de régulation floue ont été développés et appliqués sur plusieurs systèmes dans des domaines différents. Par exemple, P.j.king et E.H.Mamdani ont décrit l'application de ces algorithmes pour contrôler des processus dynamiques.

Les résultats ainsi obtenus montrent: [12]

- D'une part, les intérêts de tels algorithmes sur tout lorsqu'il s'agit de la régulation des systèmes complexes ou difficiles à modéliser.
- D'autre part, la performance non négligeable des contrôleurs flous vis-à-vis des contrôleurs conventionnels.

Selon la théorie de la logique floue, et la méthodologie que nous avons développées, la construction d'un contrôleur flou devient simple. La régulation de vitesse de rotation d'un moteur asynchrone, peut être une application intéressante car l'environnement de fonctionnement peut être plus au moins variable.

CHAPITRE V



APPLICATION DE LA LOGIQUE FLOUE EN COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

INTRODUCTION

Le souci d'une vaste utilisation de l'intelligence humaine a poussé les chercheurs au développement d'algorithmes flous. En raison de leur simplicité d'implémentation, de mise au point et de la non nécessité de modélisation mathématique du processus, il sont devenus de plus en plus appliqués dans plusieurs domaines (médical, industriel ... etc.) et ce quelle que soit la complexité du système.

En commande, la plupart des algorithmes utilisés sont basés sur le schéma simple proposé par Mamdani. La majorité ont été appliqués surtout sur des processus industriels plus ou moins lents tels que la régulation de température d'une chaudière.

Y.F. Li et C.C. Lau [19] ont, à leur tour, appliqué l'un de ces algorithmes pour la régulation numérique des servo-moteurs. Ils ont montré les performances du contrôleur flou par rapport aux contrôleurs conventionnels, surtout au niveau temps de montée.

Dans ce chapitre, on va proposer trois applications de la logique floue :

- Réglage de vitesse d'un moteur asynchrone avec un contrôleur flou typique.
- Onduleur flou.
- Réglage de vitesse d'un moteur asynchrone avec un contrôleur flou à gain adaptatif.

V.1 REGLAGE DE VITESSE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE AVEC UN CONTROLEUR FLOU TYPIQUE

V.1.1 DESCRIPTION DU CONTROLEUR FLOU TYPIQUE

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée / mono-sortie. Ce schéma est représenté comme suit :

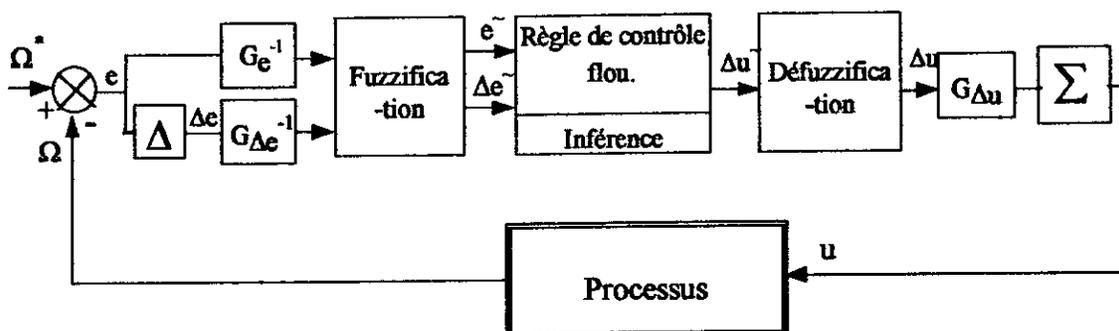


Fig. V.1 Schéma d'un contrôleur flou typique

D'après ce schéma, le contrôleur est composé :

- d'un bloc de calcul de la variation de l'erreur au cours du temps (Δe);
- des facteurs d'échelle (Normalisation) associés à l'erreur, à sa variation et le gains associé à la variation de la commande ($G_{\Delta u}$);
- d'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation;
- des règles de contrôle flou;
- de la logique floue utilisée pour l'évaluation des règles de contrôle flou (inférences);
- d'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en valeur numérique;
- d'un bloc sommateur.

V. 1. 2 LOI DE COMMANDE

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation telle que $u = f(e, \Delta e)$. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande Δu nécessaire, permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans les cas simples, cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta u} \Delta U_{k+1} \quad (V-1)$$

Où :

- $G_{\Delta u}$: gain associé à la commande u_{k+1} en général choisi faible pour assurer la stabilité du système,
- Δu_{k+1} : variation de la commande.

L'erreur (e) et la variation de l'erreur (Δe) sont normalisées comme suit :

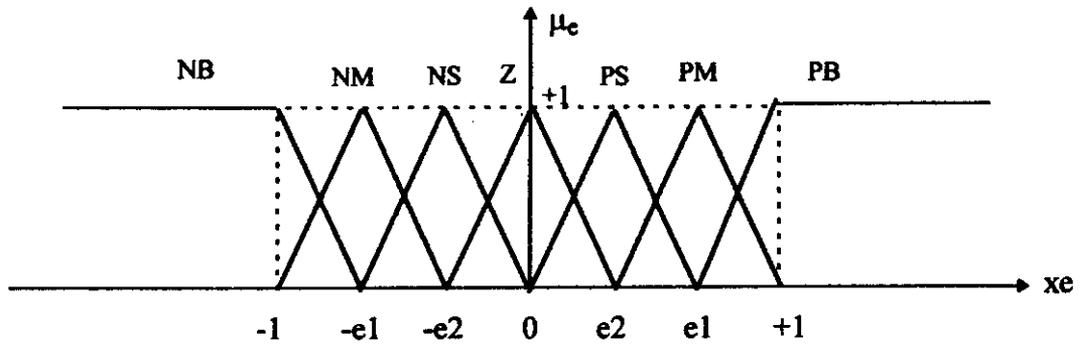
$$Xe = \frac{e}{G_e}$$

$$X\Delta e = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}}$$

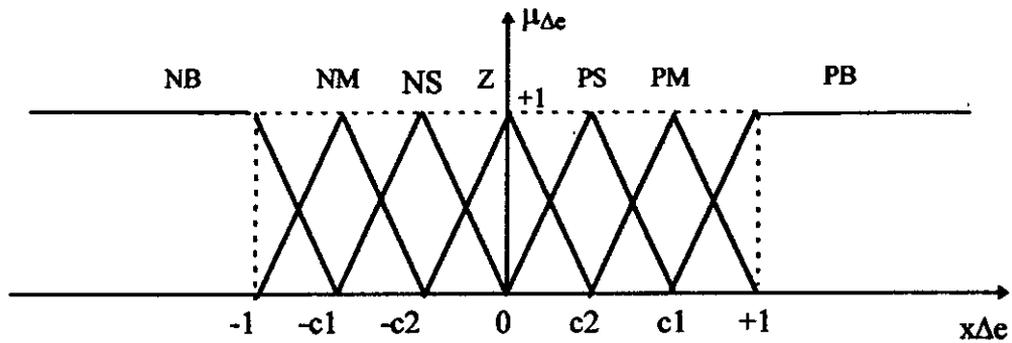
Où :

G_e , $G_{\Delta e}$ et $G_{\Delta u}$ représentent les gains d'adaptation et de normalisation, ils jouent un rôle extrêmement important. En effet, se sont ces derniers qui fixeront les performances de la commande.

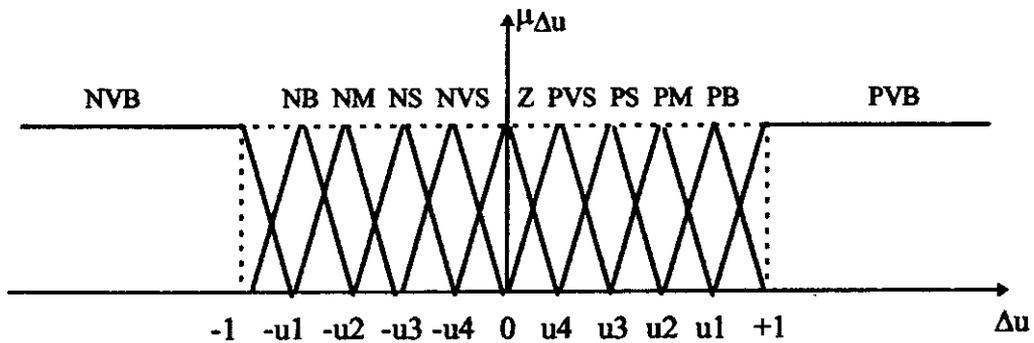
L'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée est subdivisé en sept (7) classes, par contre celle de la sortie est subdivisé en onze (11) classes, comme c'est montré à la figure (V.2).



- a -



- b -



- c -

Fig. V.2 Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques:

- a - pour l'erreur
- b - pour la variation de l'erreur
- c - pour la variation de la commande

A partir de la table de Mac Vicar justifier dans (IV.6), et avec onze (11) ensembles flous associés à la variation de la commande, la matrice d'inférence est donnée comme suit :

Δe \ e	NB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	NVB	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z
NM	NVB	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS
NS	NB	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS
Z	NM	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM
PS	NS	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB
PM	NVS	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	Z	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Tab. V.1 Tableau des règles de décision floue (inférences).

Les classes sont notées comme suit :

(NVB) : Negative very big
 (NB) : Negative big
 (NM) : Negative médium
 (NS) : Negative small
 (NVS) : Negative very small

(PVB) : Positive very big
 (PB) : Positive big
 (PM) : Positive médium
 (PS) : Positive small
 (PVS) : Positive very small

(Z) : Zero

Les règles de commande s'écrivent comme suit :

Si (e est NB) et (Δe est NB) alors Δu est NVB

ou

.

Si (e est Z) et (Δe est Z) alors Δu est Z

ou

.

ou

Si (e est PB) et (Δe est PB) alors Δu est PVB

Pour l'implication, on a utilisé la méthode de Mamdani.

La défuzzification se fait par la relation dite « des hauteurs pondérées ». Donnée comme suit :

$$\Delta U = \frac{\sum_{i=1}^n u_i \cdot \mu_{\Delta u_i}}{\sum_{i=1}^n \mu_{\Delta u_i}} \quad (\text{V-2})$$

V.1.3 IMPLEMENTATION

En résumé, la valeur de la commande correspondant à une telle situation peut être obtenue en suivant les étapes suivant :

- calcul de l'erreur présente et de sa variation;
- conversion des valeurs obtenues en variables floues (Fuzzification);
- calcul de la variation de la commande à partir de la table de décision;
- calcul de l'entrée déterministe pour réguler le processus.

V.1.4 APPLICATION A L'ASSOCIATION ONDULEUR-MAS

Nous avons appliqué le réglage de vitesse avec contrôleur flou typique, à l'association Onduleur-MAS, commandé par la méthode indirecte, dont le schéma global donné par la figure (III.6) représente le processus à commander, où la commande "u" c'est le couple électromagnétique de référence " C_e^* ".

V.1.4.1 Résultats de simulation :

Le schéma de contrôle simulé est celui de la figure (III.6). Dans le bloc « Régulateur », nous insérons le régulateur flou typique (fig. V.1).

Nous avons simulé le démarrage à vide (fig. V.3), l'application d'un créneau de couple résistant (fig. V.4), puis une inversion du sens de rotation de -100 rad/s à 100 rad/s effectué à une seconde du démarrage (fig. V.5).

De ces résultats, nous constatons :

Une amélioration de la réponse de la vitesse au démarrage par rapport au réglage classique, car il s'effectue au bout de 0.2 s environ (fig. V.3).

De même pour l'inversion de vitesse (fig. V.5), au bout de 0.25 s environ l'inversion du sens de rotation est effectué.

Le régulateur flou (typique), rejette rapidement et efficacement la perturbation, d'où l'amélioration de la robustesse du réglage de vitesse vis à vis de la perturbation, par rapport au réglage classique (Fig. III.8, Fig. III.11).

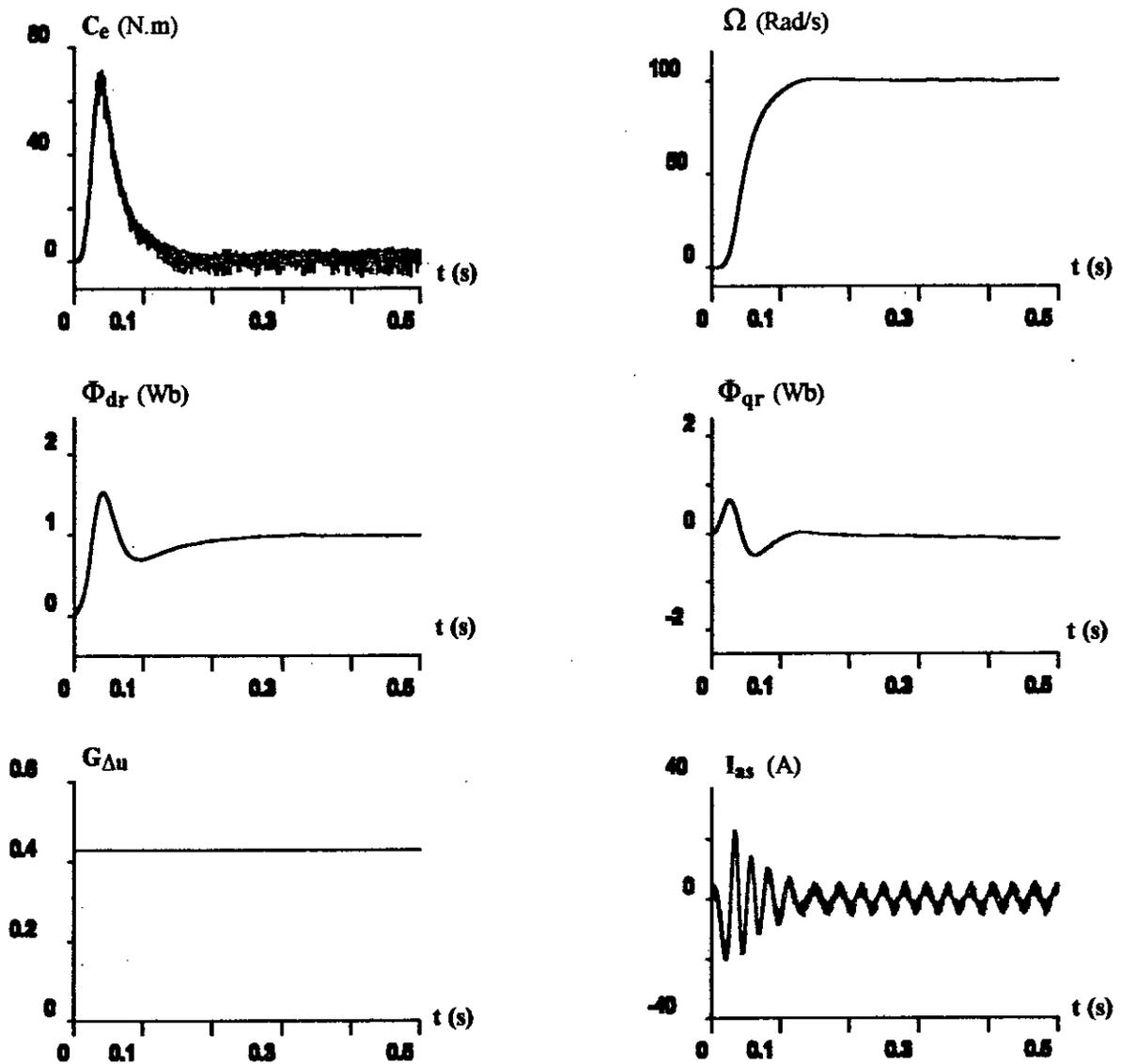


Fig. V.3 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou typique
« Démarrage à vide »

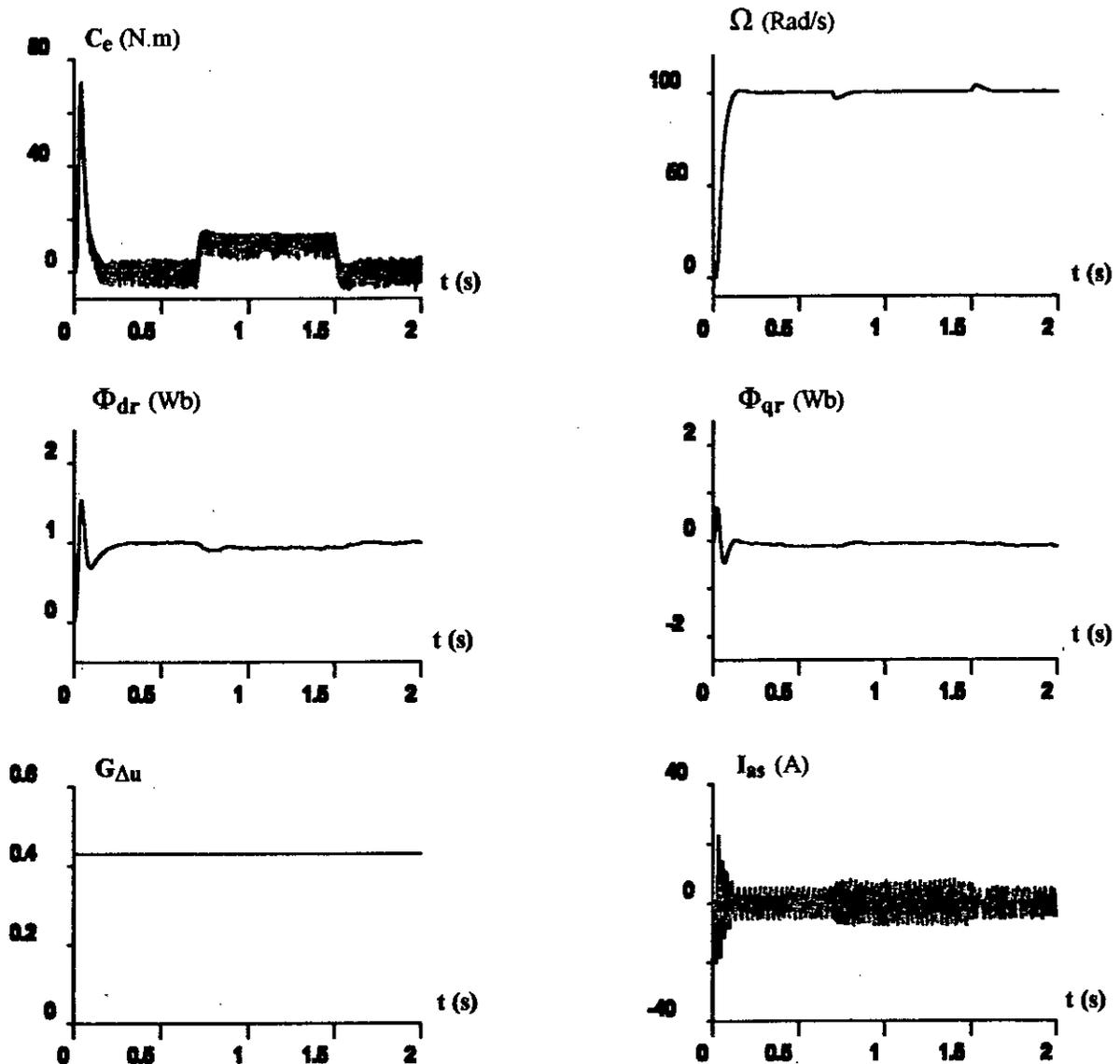


Fig. V.4 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou typique
« Application d'une charge »

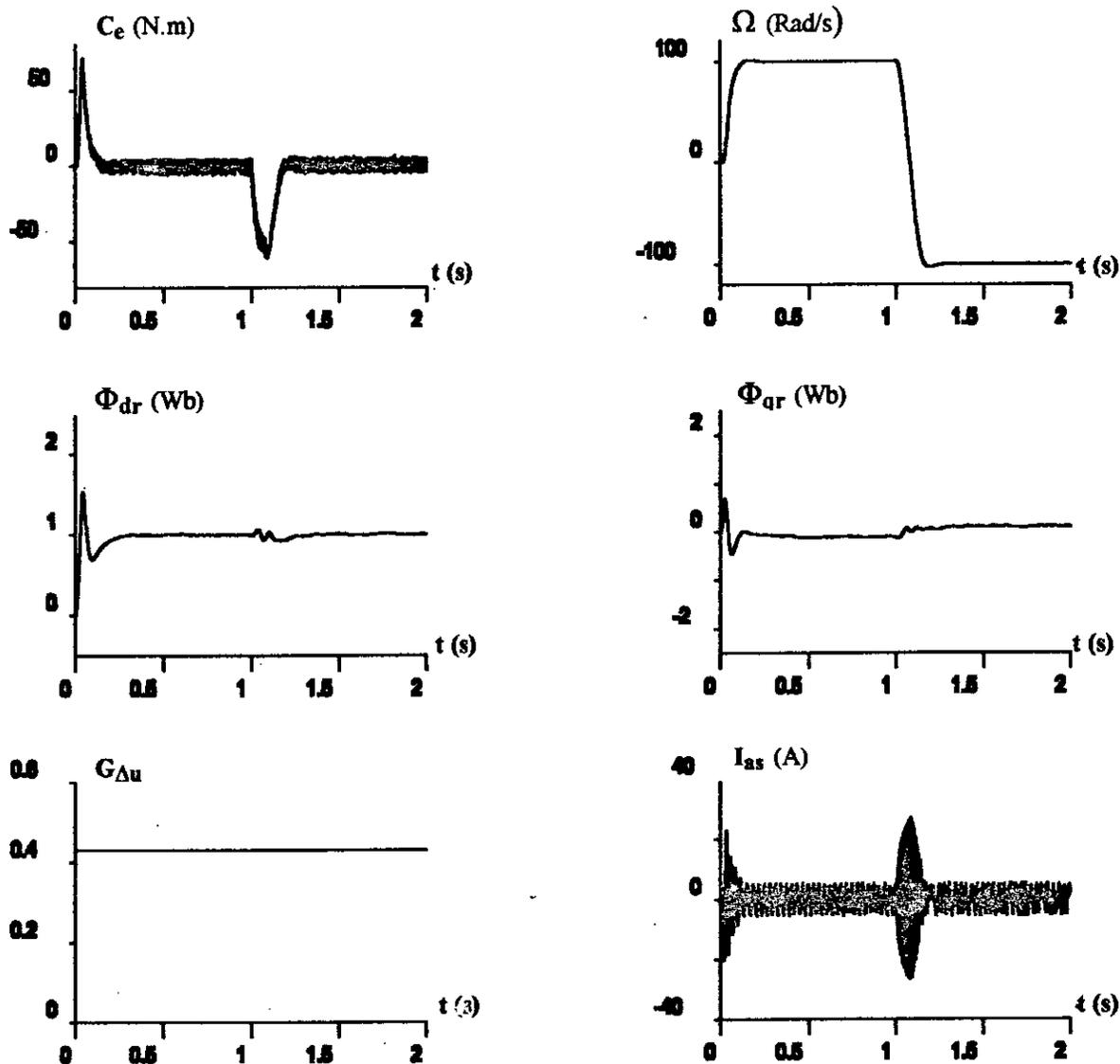


Fig. V.5 Régulation de la vitesse avec un contrôleur flou typique « Inversion du sens de rotation »

V. 2 ONDULEUR FLOU

Dans le but de généraliser le raisonnement flou sur les différents organes de la commande de la MAS. On a pensé qu'il serait possible d'améliorer les résultats, si toutefois l'onduleur à hystérésis est remplacé par un onduleur contrôlé par la théorie des ensembles flous, dit « onduleur flou ».

Sachant que la commande des onduleurs se fait par l'ouverture et la fermeture des interrupteurs, il en résulte qu'elle ne peut être une variable floue au sens propre. Etant donné que notre objectif est d'obtenir un signal variable en fréquence et en amplitude, ceci nous oblige à travailler avec l'erreur du courant comme variable linguistique.

V. 2. 1 PARTITION ET TABLE DE DECISION

La variation de l'erreur sur le courant n'a pas une influence sur la prise de décision. De ce fait, la décision se fait sur la base de l'erreur du courant ($e_i = i_{ref} - i_i$), dont la décomposition en classe se fait comme suit :

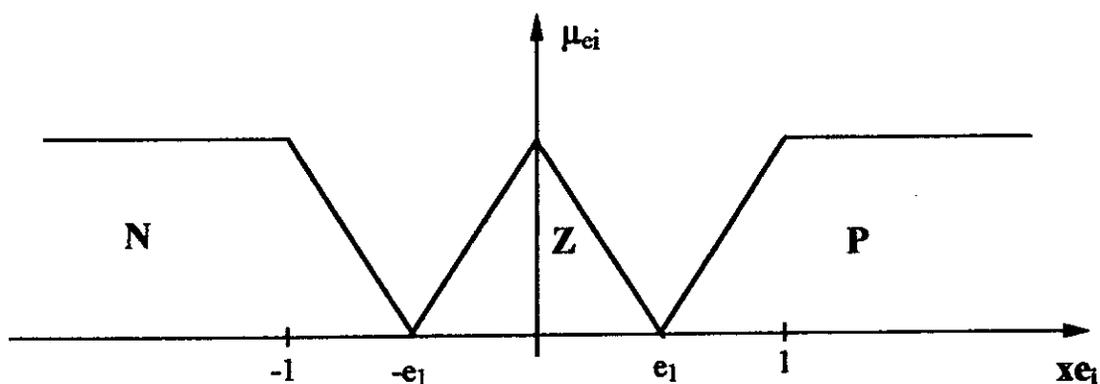


Fig. V.6 fonction d'appartenance de l'erreur des courants statoriques

Tel que : $x_{ei} = \frac{e_i}{Ge_i}$, l'indice (i) représente une des trois phase du stator.

La table de décision se résume comme suit :

x_{ei}	N	Z	P
$F_i(k)$	-1	$F_i(k-1)$	+1

Tab. V.2 Table de décision sur les fonctions de commutation des interrupteurs de l'onduleur

V. 2. 2 ORGANIGRAMME DE COMMANDE

La synthèse de la commande des interrupteurs de l'onduleur s'effectue selon l'organigramme suivant :

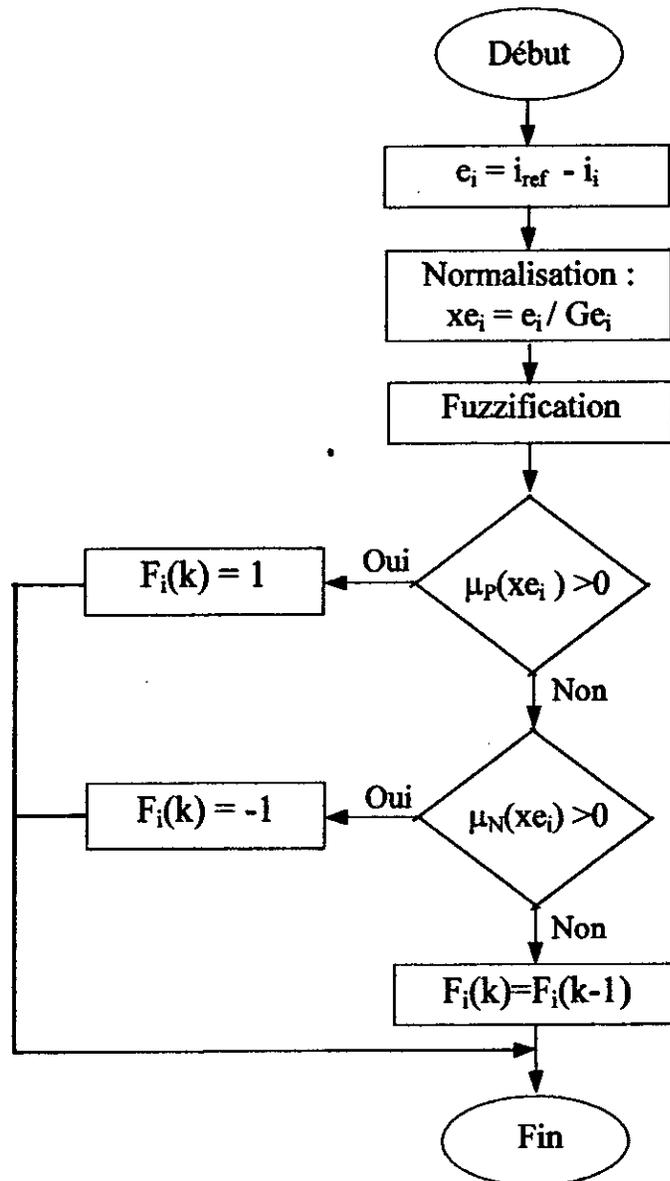


Fig. V.7 Organigramme de commande de l'onduleur flou

V.2.3 RESULTATS DE SIMULATION

Nous avons simulé l'association onduleur flou - MAS. Les résultats de simulation (fig. V.8), montrent que le courant suit la référence.

Nous constatons qu'il y a une analogie entre l'onduleur flou et l'onduleur à hystérésis:

- Le courant évolue dans une bande similaire à celle de la bande d'hystérésis, l'ensemble flou zéro à remplacer le rôle de la bande d'hystérésis.
- La largeur de la bande dans laquelle varie le courant statorique et fonction du gain de normalisation de l'erreur (G_{ei}) et de la largeur de l'ensemble flou zéro ($2 \cdot e_1$).

En fixant la valeur de (e_1), la valeur du gain de normalisation sur l'erreur « G_{ei} » est directement proportionnelle à la largeur de la bande de variation du courant.

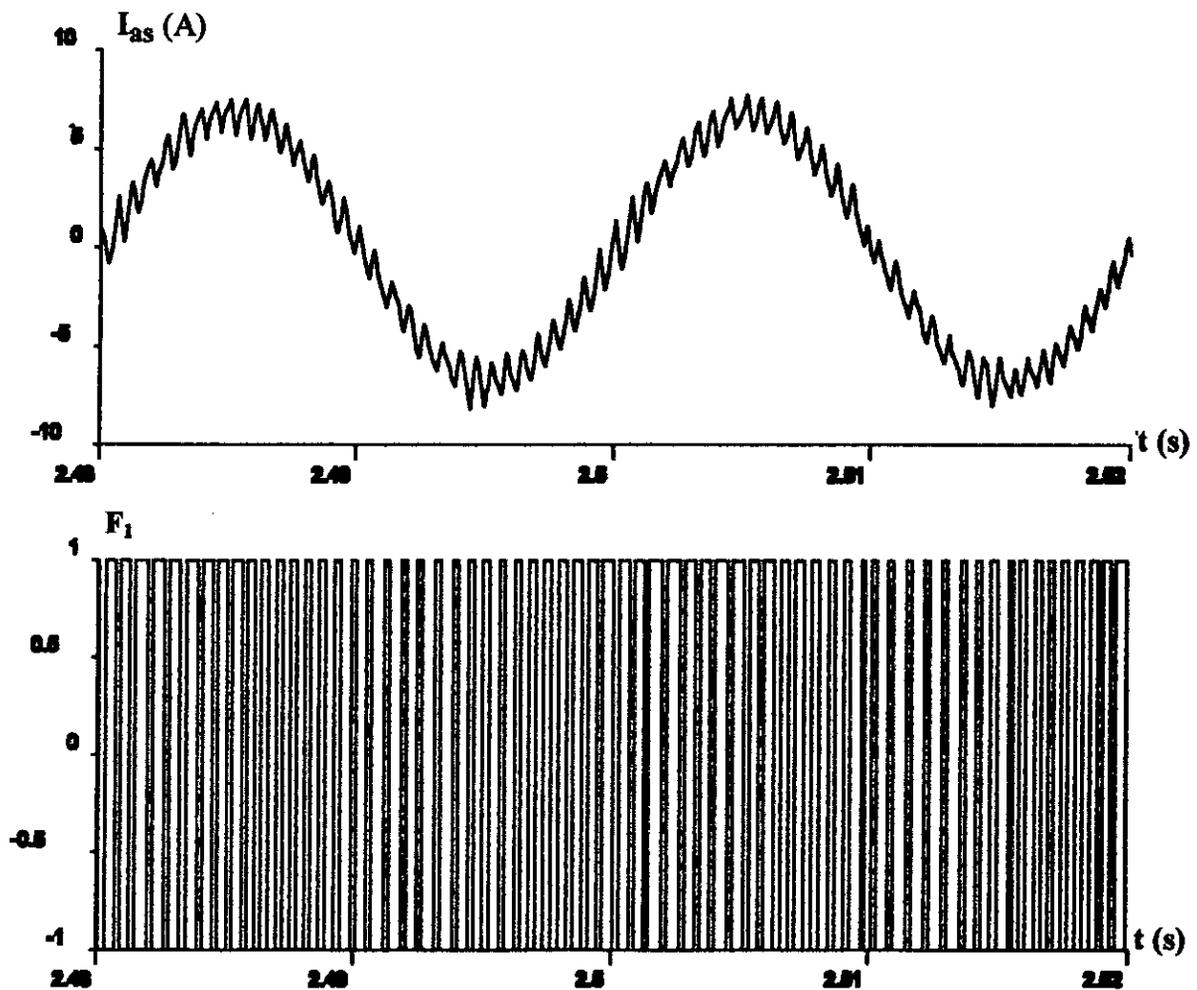


Fig. V.8 Onduleur flou
courant statorique et signal de commutation des transistors

V.3 REGLAGE DE VITESSE DE LA MAS AVEC UN CONTROLEUR FLOU A GAIN ADAPTATIF

Dans la plus part des études effectuées sur le contrôle flou, le gain associé à la variation de la commande est pris constant.

Cette valeur du gain doit être aussi faible que possible pour éviter le problème d'instabilité. Malheureusement, ceci augmente le temps de réponse du système.

Pour résoudre ce problème, une table de décision sur le gain est nécessaire pour augmenter les performances dynamiques du système.

V.3.1 Description du contrôleur flou avec gain de commande adaptatif

Le schéma correspondant se présente comme suit :

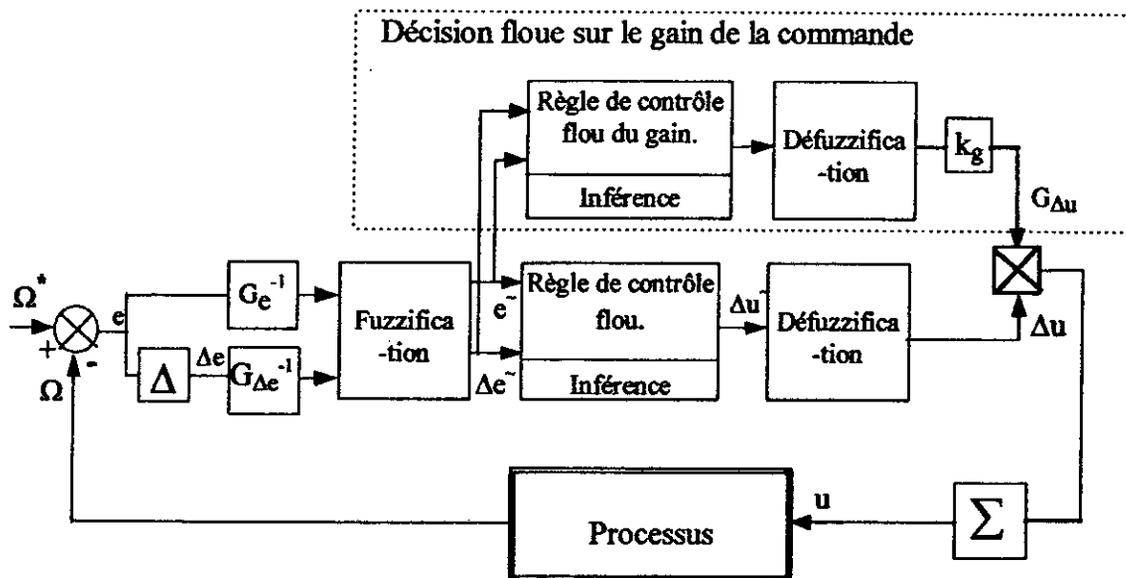


Fig. V.9 Schéma d'un contrôleur flou avec gain adaptatif (ffou)

V.3.2 DEVELOPPEMENT DE LA TABLE DE DECISION

A partir de la table de décision de la commande, la variation de la commande entre les instants t_k et t_{k+1} est donnée par :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta u_{k+1}} \Delta U_{k+1} \quad (V-3)$$

L'intérêt d'avoir un gain variable est :

- D'assurer une bonne stabilité du système.
- D'adapter l'algorithme flou, à chaque situation du système.

Pour ce faire, il faut considérer le gain comme étant une variable floue dont il faut définir les différents ensembles flous. Ceci nous amène à définir une table de décision pour le gain basée sur l'erreur et la variation de l'erreur.

Sachant que le développement des règles de décision, se fait sur la base de l'expérience. Nous constatons d'après les résultats obtenus précédemment que la table de décision sur la commande donne de bon résultats du point de vue raisonnement flou, Pour l'améliorer, Nous donnons un gain proportionnel au module de la décision de la commande.

C'est pourquoi, on fait correspondre pour chaque ensemble flou de la commande, l'ensemble flou du gain, de même genre mais toujours strictement positive.

ΔU	$G_{\Delta U}$
PVS - Z - NVS	PVS
PS - NS	PS
PM - NM	PM
PB - NB	PB
PVB - NVB	PVB

Tab. V.3 Table de relation entre la variation de la commande et son gain

Nous avons choisi les ensembles flous du gain adaptatif, dont la fonction d'appartenance correspondante est représentée comme suit :

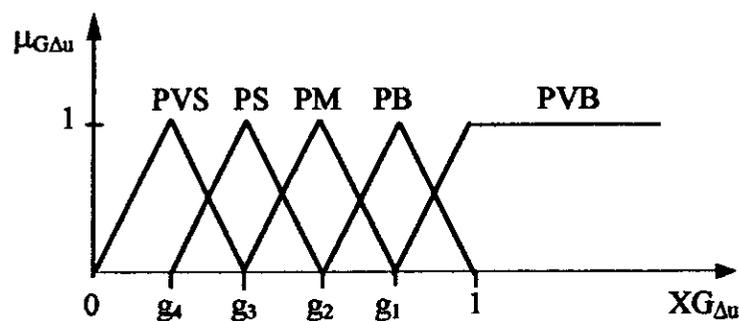


Fig. V.10 fonction d'appartenance du gain de la commande

La table de décision sur le gain de la commande est représentée comme suit :

Δe \ e	NVB	NM	NS	Z	PS	PM	PB
NB	PVB	PVB	PB	PM	PS	PVS	PVS
NM	PVB	PB	PM	PS	PVS	PVS	PVS
NS	PB	PM	PS	PVS	PVS	PVS	PS
Z	PM	PS	PVS	PVS	PVS	PS	PM
PS	PS	PVS	PVS	PVS	PS	PM	PB
PM	PVS	PVS	PVS	PS	PM	PB	PVB
PB	PVS	PVS	PS	PM	PB	PVB	PVB

Tab. V.4 Table de décision sur le gain de la commande

V.3.3 Application à l'association Onduleur-MAS

Nous avons appliqué le réglage de vitesse avec régulateur flou à gain de commande adaptatif (variable flou), à l'association Onduleur-MAS, commandé par la méthode indirecte.

V.3.3.1 Résultats de simulation

Le schéma de contrôle simulé est celui de la figure (III.6). Dans le bloc « Régulateur », nous avons inséré le régulateur flou à gain de commande adaptatif (fig. V.9).

Nous avons simulé le démarrage à vide (fig. V.12), démarrage avec application d'un créneau de couple résistant (fig. V.13), puis une inversion du sens de rotation de -100 rad/s à 100 rad/s effectué à une seconde du démarrage (fig. V.14).

De ces résultats, nous constatons que le réglage de vitesse avec contrôle flou à gain de commande adaptatif donne des performances dynamiques meilleurs :

Le démarrage s'effectue au bout de moins de 0.15 s et sans dépassement.

La perturbation est rejeté efficacement et d'une manière très rapide (meilleur résultats obtenu).

L'inversion du sens de rotation s'effectue au bout de 0.2 s environ et sans dépassement.

Nous constatons des résultats précédents, la présence d'un couple et un courant importants au démarrage et à l'inversion de vitesse, d'où nous avons envisagé de limiter ces deux grandeurs en insérant un limiteur au niveau du couple électromagnétique de référence.

Dans les simulation (fig. V.15), (fig. V.16), (fig. V.17). Le couple est limité à 2.5 le couple nominal, mais ceci se répercute sur le temps de réponse du système. Le démarrage s'effectue au bout de 0.22 s environ et l'inversion du sens de rotation au bout d'environ 0.3 s.

Enfin pour montrer, l'effet réel du gain adaptatif, nous avons simulé la réponse de la vitesse pour plusieurs valeurs de consigne (fig. V.11), d'où, nous constatons l'intervention du gain de commande, avec des valeurs importantes lors des changements de consigne et des valeurs relativement faible lors du régime établi, se qui assure une bonne stabilité du système.

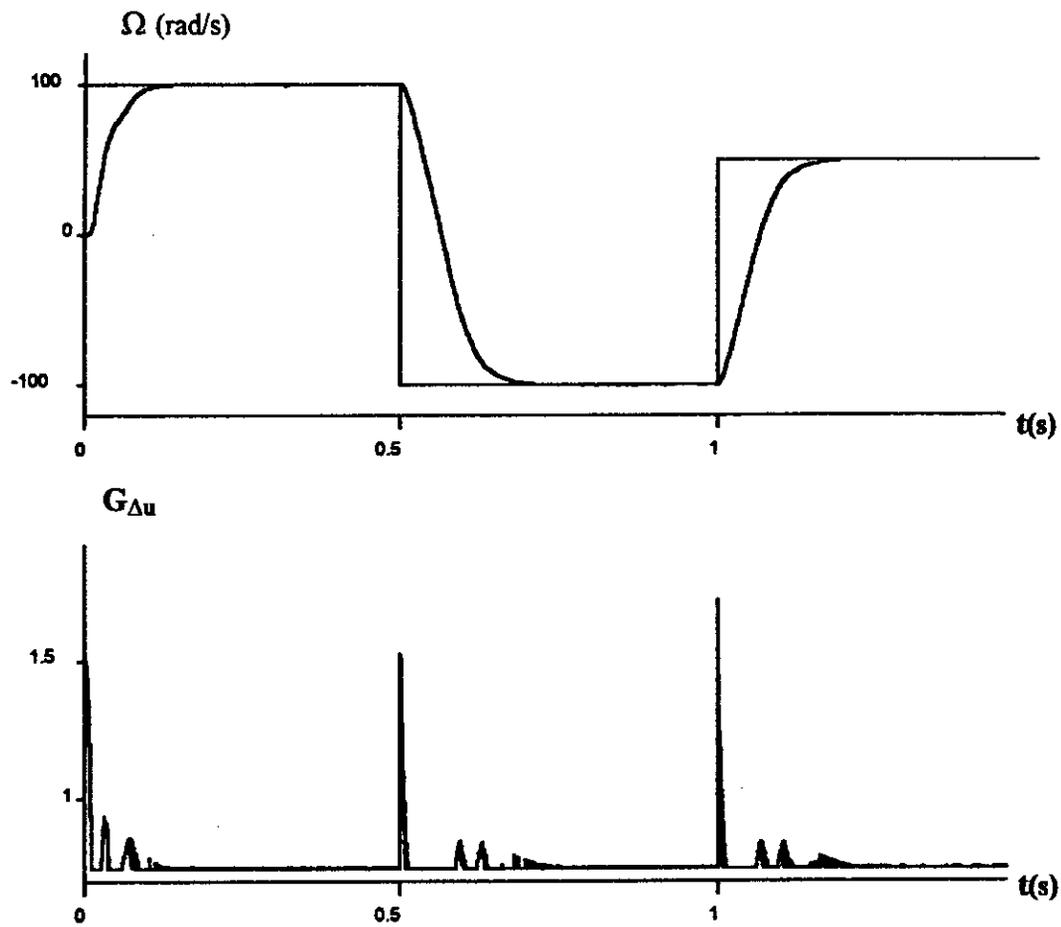


Fig. V. 11 Réglage de vitesse pour plusieurs niveaux de consigne avec gain de commande adaptatif

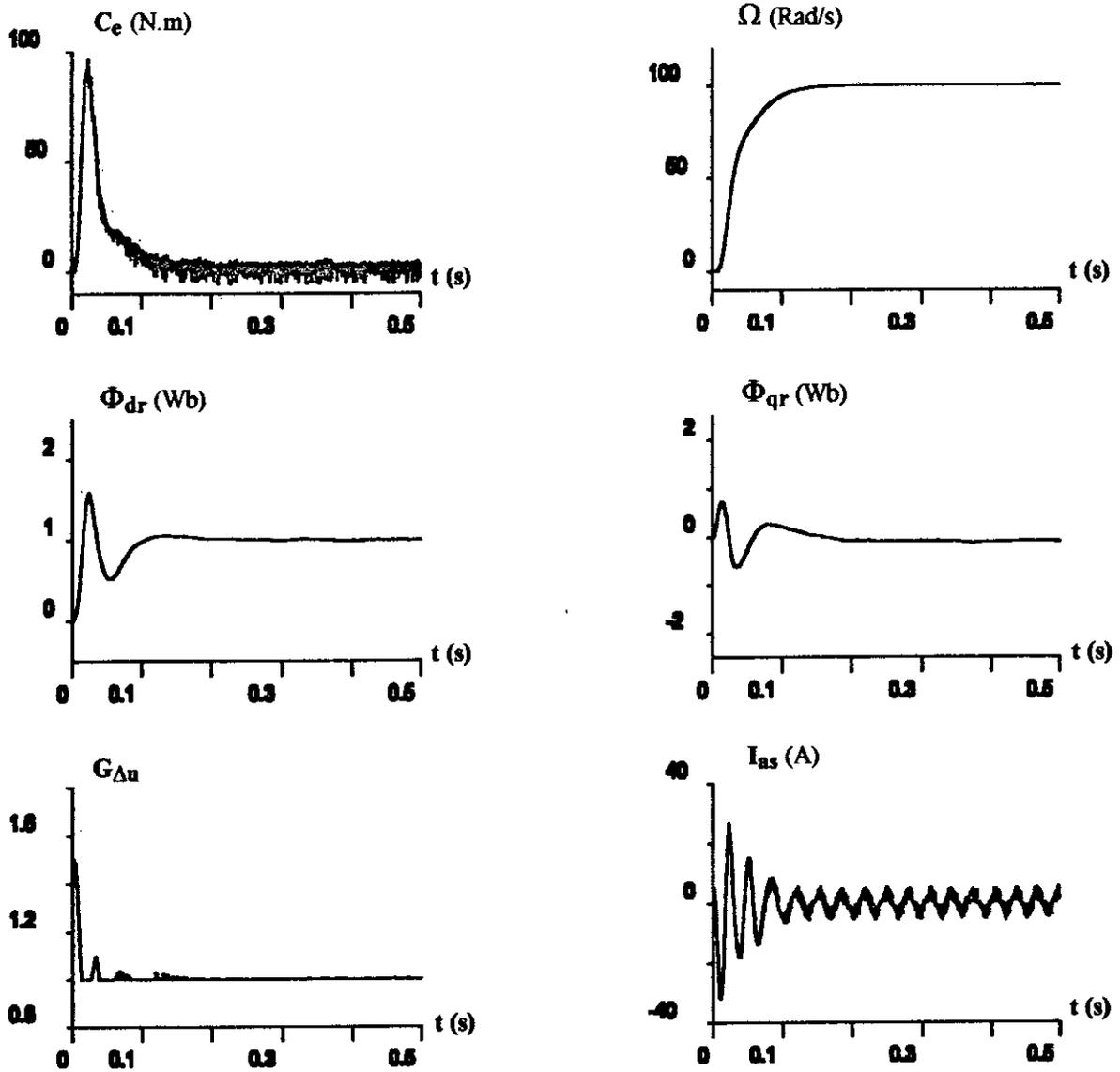


Fig. V.12 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou à gain adaptatif
« Démarrage à vide »

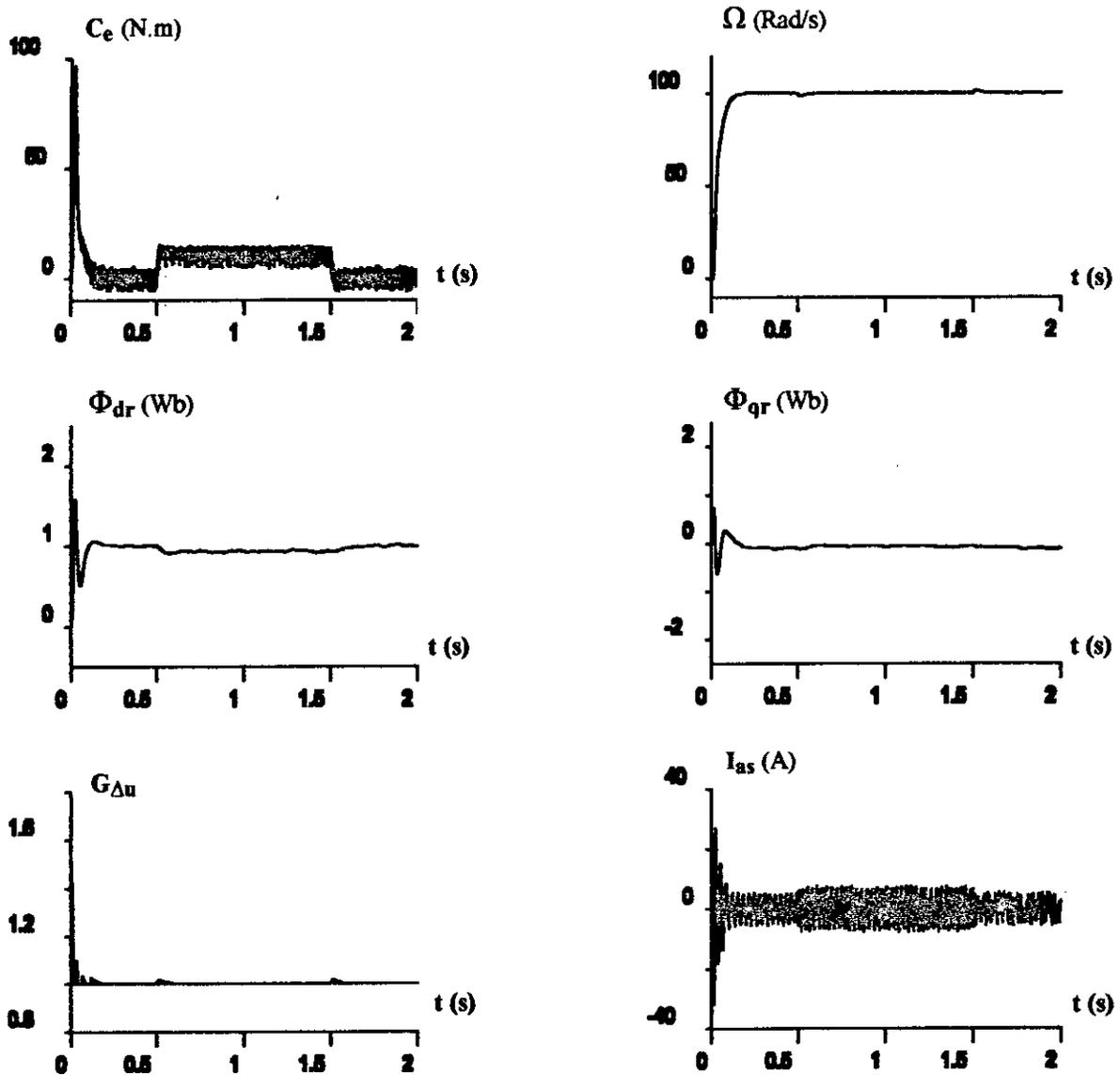


Fig. V.13 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou à gain adaptatif
« Application d'une charge »

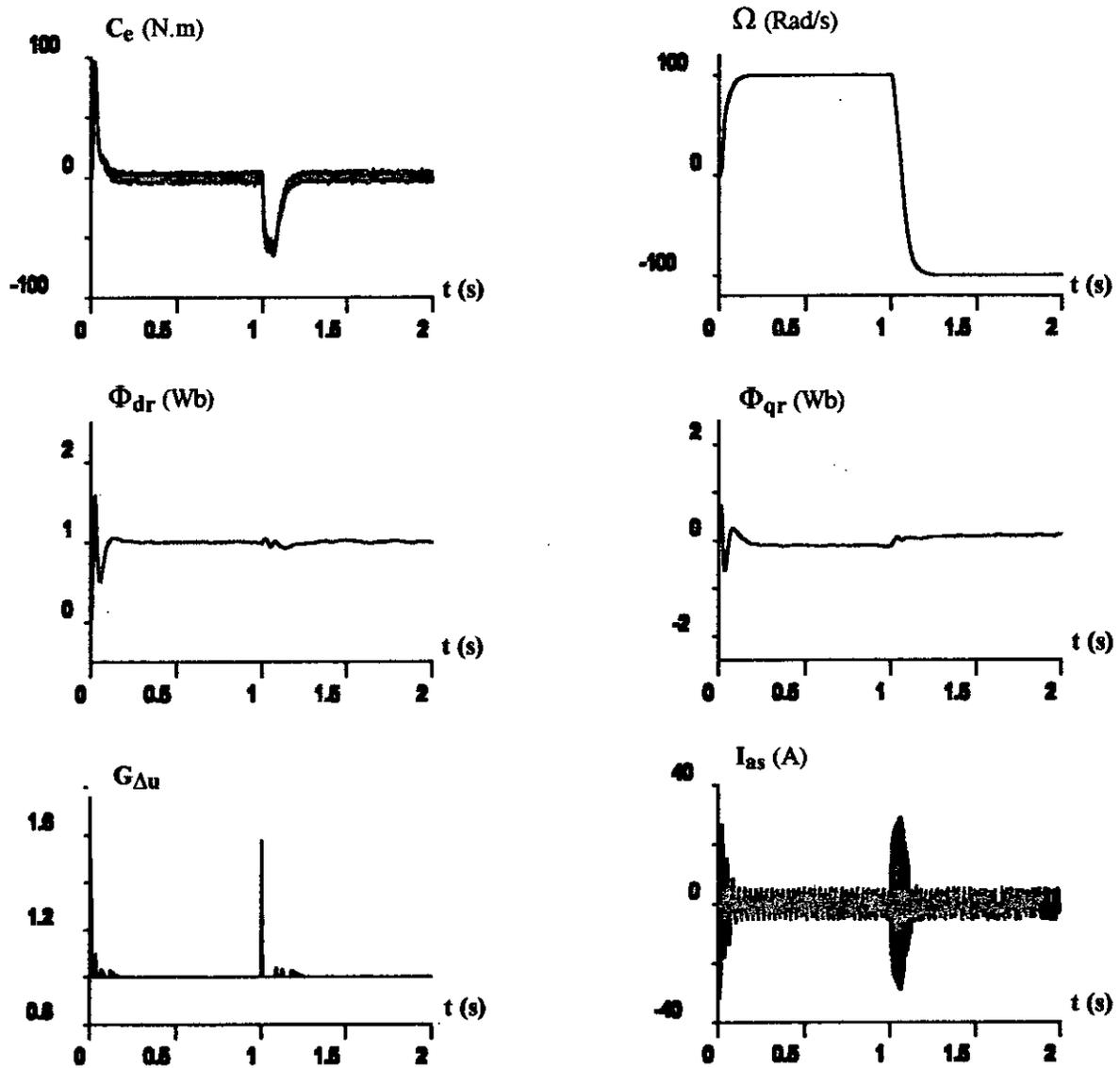


Fig. V.14 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou à gain adaptatif « inversion du sens de rotation »

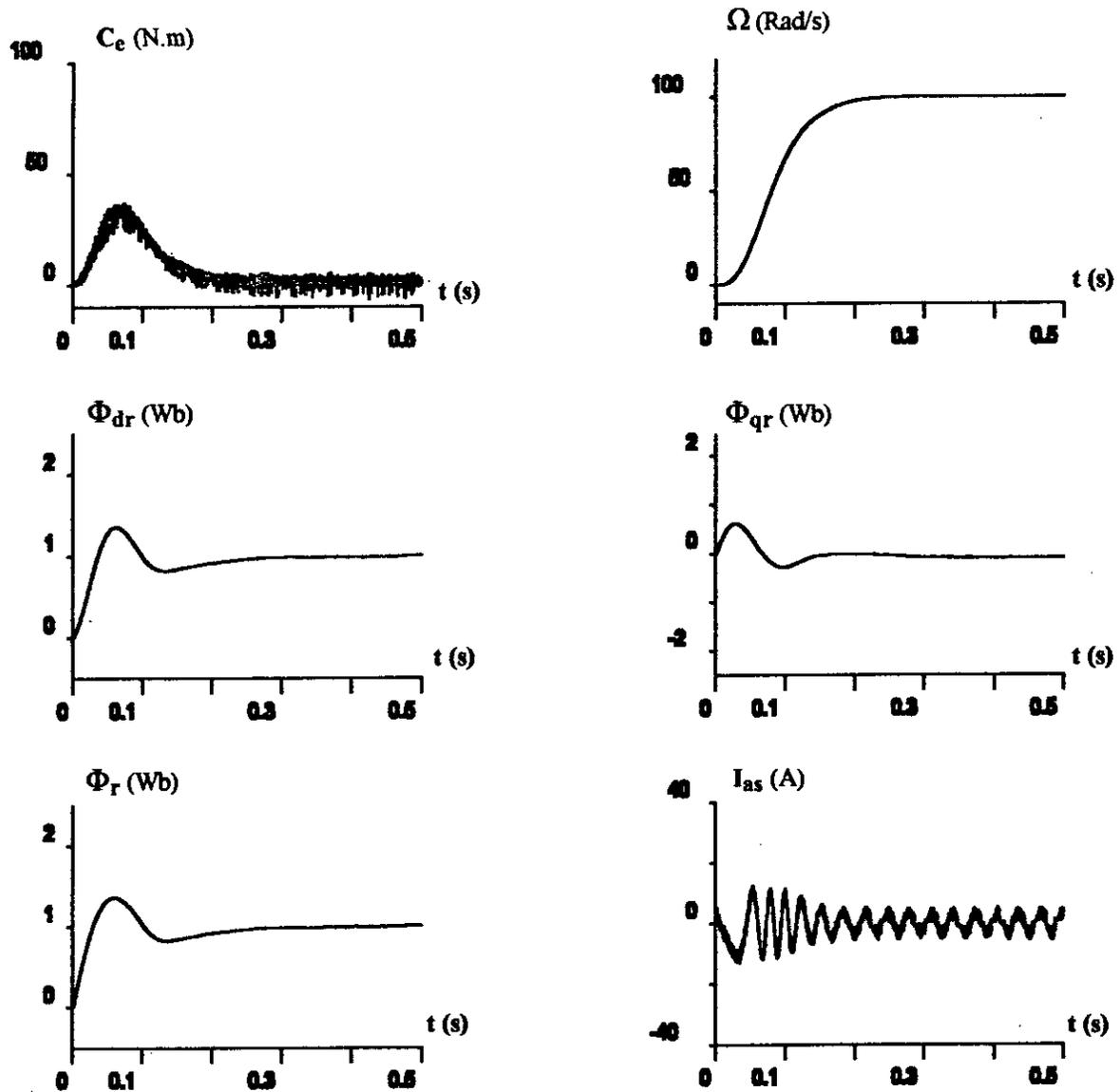


Fig. V.15 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou à gain adaptatif et un limiteur de couple
« Démarrage à vide »

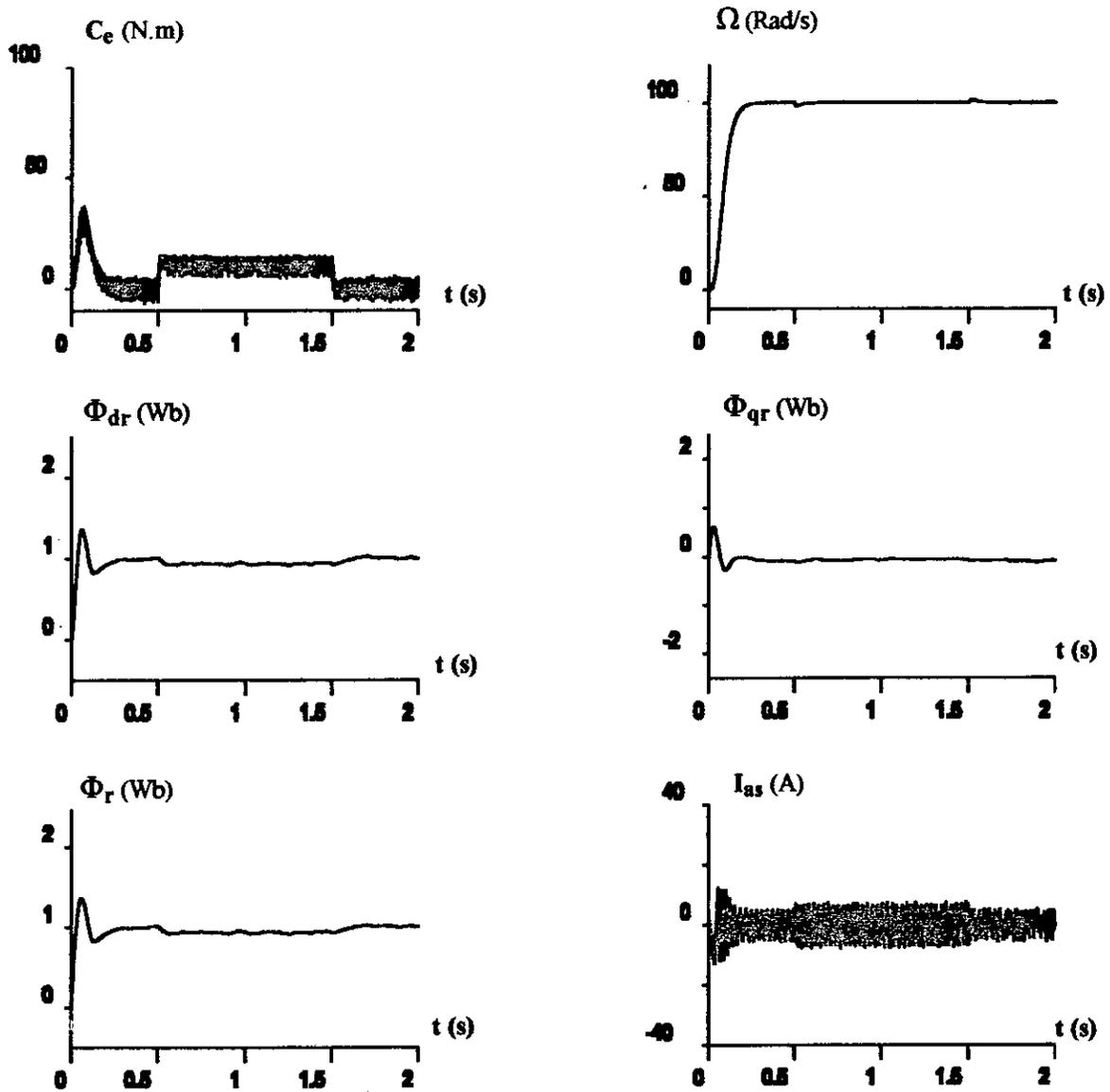


Fig. V.16 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou à gain adaptatif et un limiteur de couple
« Application d'une charge »

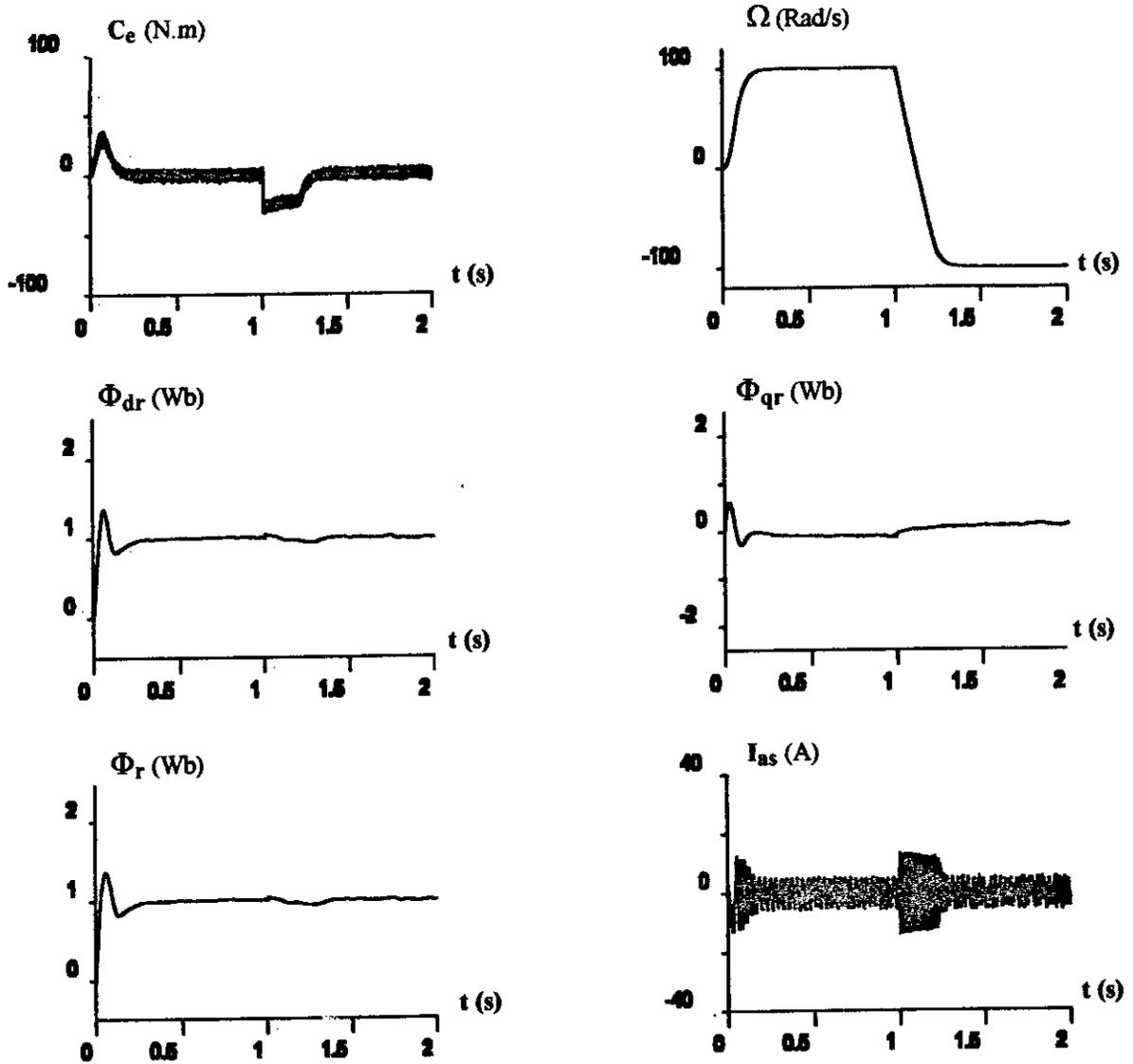


Fig. V.17 Réglage de la vitesse avec un contrôleur flou à gain adaptatif et un limiteur de couple « inversion du sens de rotation »

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons effectué l'application du contrôleur flou au réglage de vitesse d'un moteur asynchrone triphasé alimenté en courant, commandé par la méthode indirecte.

L'application d'un contrôleur flou typique au réglage de vitesse présente des performances dynamiques satisfaisantes, l'amélioration apportée par le réglage flou par rapport au réglage conventionnel, se manifeste sur le temps de réponse du système et la prise en compte efficace et rapide de la perturbation.

Dans le but de généraliser le raisonnement flou sur la commande, l'onduleur à hystérésis est remplacé par un onduleur flou qui présente des performances similaires mais avec une marge de réglage plus grande (fonction d'appartenance de l'erreur, gain de normalisation).

Pour améliorer les résultats obtenus avec le contrôleur flou typique, une décision sur le gain de la commande est effectuée. L'application du contrôleur flou avec gain de la commande adaptatif, présente des résultats excellents, puisqu'on constate l'amélioration du temps de réponse du système (sans dépassement) et une prise en compte quasi parfaite de la perturbation.

Un limiteur de couple est introduit pour remédier aux inconvénients des pics de courant et de couple électromagnétique, mais ce-ci se répercute sur la réponse dynamique du système (allongement du temps de démarrage et d'inversion du sens de rotation).

CHAPITRE VI



COMBINAISON
FLOU / CONVENTIONNEL

INTRODUCTION

La régulation classique est une technique répandue dans la majorité des chaînes de régulation. Ceci est dû à sa simplicité:

- de modélisation du régulateur associé;
- de mise au point.

Or ses performances sont limitées, Pour les améliorer, il est nécessaire de faire varier, selon les situations, les paramètres K_p , T_i et T_d du régulateur.

Une des méthodes les plus récentes proposées par les chercheurs, est l'utilisation d'une technique non conventionnelle; c'est le cas de la logique floue. Elle rend le système de contrôle " intelligent " par l'ajout d'une couche supplémentaire permettant la supervision et l'ajustement des paramètres du régulateur.

Par exemple LITT [20] a utilisé un système expert qui examine les caractéristiques dynamiques pour chaque réponse transitoire du système et calcule les paramètres K_p , T_i et T_d associés. Ensuite, il détermine un nouvel ensemble de paramètres convenables, permettant d'avoir une dynamique proche de celle désirée.

A leur tour, Tzafestas et Papanikolopoulos et Oliveira, Lima et Sentieiro ont développé et utilisé un superviseur à base de la logique floue. Les résultats obtenus sont encourageants mais demandent une étude plus approfondie du sujet [16].

Dans les deux chapitres précédents (4 et 5), on a vu qu'on pouvait appliquer avec intérêt la logique floue en commande. Les résultats obtenus montrent qu'avec ce type de régulateur, on arrive à un système avec un temps de montée faible et un dépassement limité. Pour profiter des avantages de ce type de commande sur les méthodes classiques, on propose l'étude de la combinaison flou/conventionnel, qu'est le but de ce chapitre.

VI. 1 IMPLEMENTATION

Le schéma synoptique d'implémentation de ce type de commande est représenté par la figure (Fig. VI.1).

Ce schéma peut être décomposé en deux niveaux :

- Un niveau bas (niveau 1) représentant la boucle de régulation classique (PI, IP ou PID);
- Un niveau haut (niveau 2) représentant le superviseur flou.

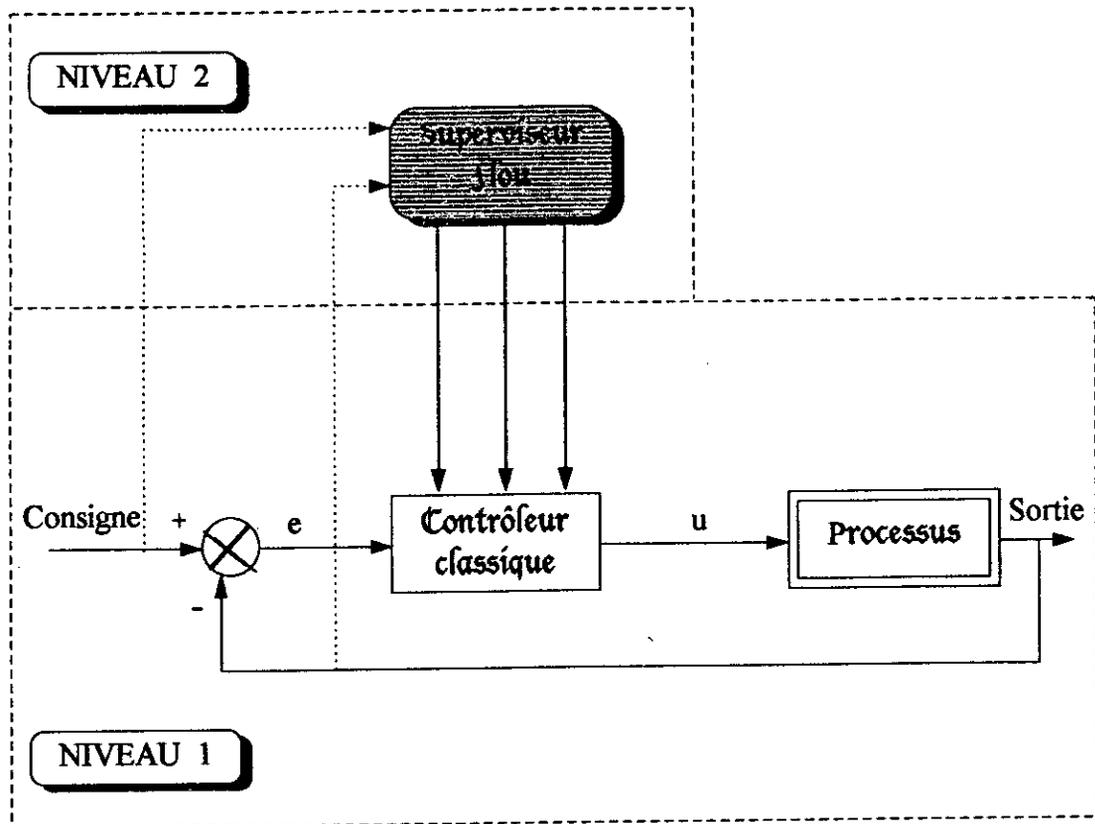


Fig. VI.1 Schéma synoptique d'implémentation

VI.2 SUPERVISEUR :

Ce superviseur est constitué de trois éléments:

- Une interface d'entrée (" Fuzzification") composée des fonctions d'appartenances analogiques décrivant les termes linguistiques d'entrée qui représentent les caractéristiques dynamiques (l'erreur et sa variation) de la réponse du système :
- Les règles de contrôle linguistiques ayant la forme:

Si (prémisse) , Alors (action)

- Une interface de sortie ("défuzzification") permettant la conversion de la sortie de l'ensemble des règles en une action de supervision réelle.

VI. 3 AJUSTEMENT DES CONTROLEURS CLASSIQUES PAR LOGIQUE FLOUE

Notre schéma d'ajustement par logique floue est basé sur les valeurs des paramètres obtenues par les techniques de synthèse des régulateurs classiques existantes. L'idée est de changer les valeurs durant la transition du système afin d'assurer les caractéristiques du cahier de charge. La règle utilisée est empirique [16] et évolue une matrice de commande floue 14×14 . Les principales issues de nos règles sont:

1. Le terme d'intégration est responsable du dépassement, une légère diminution de ce dernier quand la réponse du système atteint la valeur de consigne réduit considérablement le dépassement. D'une autre façon, la petite croissance du terme d'intégration durant la montée de la réponse conduit vers 10 à 20% d'amélioration du temps de montée.
2. Le terme de dérivation est responsable de l'uniformité du pas de la réponse, une petite augmentation de ce dernier dans le régime transitoire et permanent, provoque l'élimination des petites oscillations.
3. L'augmentation du terme proportionnel, entraîne une diminution du temps de montée et augmente les oscillations. Ainsi, ce terme doit être diminué pour éviter un comportement oscillatoire.

Les bases de notre intuition sont des observations expérimentales du contrôleur humain. Le problème est la détermination des critères pour actualiser les niveaux d'augmentation/diminution des termes proportionnel, intégral et dérivé qui sont pondérés par trois coefficients K_1 , K_2 , K_3 respectivement. Notre matrice de commande du PID flou est représentée dans la table (VI. 2), les bases des règles de commande sont l'erreur et sa variation :

$$e = X_d - X \quad (X_d \text{ c'est la sortie désirée et } X \text{ c'est la sortie réelle})$$

$$\Delta e = \Delta(X_d - X)$$

Cette table comporte 14 niveaux de quantification pour l'erreur e et la variation de l'erreur Δe . Ceci assure la poursuite de la réponse à un échelon.

Les codes linguistiques utilisés sont :

- + : changement positif ;
- : changement négatif ;
- 6 : extra large ;
- 5 : large ;
- 4 : grand ;
- 3 : moyen ;
- 2 : petit ;
- 1 : très petit ;
- 0 : zéro (nul) .

Les lois des trois termes sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{aligned}
 K_P &= K_P + CV(e, \Delta e) * K_1 && \text{(proportionnel)} \\
 K_i &= K_i + CV(e, \Delta e) * K_2 && \text{(intégral)} \\
 K_D &= K_D + CV(e, \Delta e) * K_3 && \text{(dérivé)}
 \end{aligned}$$

Les paramètres K_1 , K_2 et K_3 jouent un grand rôle dans cette procédure, car ils déterminent le degré de variation du terme correspondant. Par exemple, si certaines méthodes d'ajustements assurent un très petit temps de montée et un grand dépassement, le terme d'intégration doit avoir un large rang de variation, tandis que les autres termes restent inchangés. Ce rang de variation est fait dans le but de garantir la stabilité. Donc, les valeurs de K_1 , K_2 et K_3 sont déterminées par l'analyse de la stabilité et les caractéristiques de la réponse du processus en boucle fermée. En général, les paramètres K_1 , K_2 et K_3 fournissent une large flexibilité et peuvent être utilisés conjointement avec tous les algorithmes des régulateurs PID disponibles.

Généralement, la matrice de la commande floue ($CV(e, \Delta e)$) utilisée, donnée par la Table (VI.2) est calculée par le logarithme népérien de la valeur absolue $|CV_0(e, \Delta e)|$ sans changement de signe :

$$CV(e, \Delta e) = \text{sign}(CV_0(e, \Delta e)) \cdot \ln |CV_0(e, \Delta e)|$$

Tel que CV_0 est la fonction représentée par la Table (VI.1). Cette table est obtenue par la table d'origine de Mac Vicar, développée au chapitre IV (fig. IV.8). Ceci assure plus de stabilité autour du point de fonctionnement et une transition plus lisse d'une valeur à l'autre. Les résultats obtenus utilisant cette table sont généralement satisfaisants, mais les valeurs de K_1 , K_2 et K_3 sont de préférence choisie plus large, afin d'obtenir les performances désirées.

$\Delta e \backslash e$	-6	-5	-4	-3	-2	-1	-0	+0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
-6	-6	-6	-5	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0
-5	-6	-5	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0
-4	-5	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0	0
-3	-5	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0	+1	+1
-2	-4	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0	+1	+1	+2
-1	-4	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0	+1	+1	+2	+2
-0	-3	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0	+1	+1	+2	+2	+3
+0	-3	-2	-2	-1	-1	0	0	0	+1	+1	+2	+2	+3	+3
+1	-2	-2	-1	-1	0	0	0	+1	+1	+2	+2	+3	+3	+4
+2	-2	-1	-1	0	0	0	+1	+1	+2	+2	+3	+3	+4	+4
+3	-1	-1	0	0	0	+1	+1	+2	+2	+3	+3	+4	+4	+5
+4	-1	0	0	0	+1	+1	+2	+2	+3	+3	+4	+4	+5	+5
+5	0	0	0	+1	+1	+2	+2	+3	+3	+4	+4	+5	+5	+6
+6	0	0	+1	+1	+2	+2	+3	+3	+4	+4	+5	+5	+6	+6

Table VI.1 Matrice initiale de la commande floue (CV_0)

$\Delta e \backslash e$	-6	-5	-4	-3	-2	-1	-0	+0	+1	+2	+3	+4	+5	+6
-6	-1.792	-1.792	-1.609	-1.609	-1.386	-1.386	-1.099	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0
-5	-1.792	-1.609	-1.609	-1.386	-1.386	-1.099	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0
-4	-1.609	-1.609	-1.386	-1.386	-1.099	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0	0
-3	-1.609	-1.386	-1.386	-1.099	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0	0	0
-2	-1.386	-1.386	-1.099	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0	0	0	0.693
-1	-1.386	-1.099	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0	0	0	0.693	0.693
-0	-1.099	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099
+0	-1.099	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099	1.099
+1	-0.693	-0.693	0	0	0	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099	1.099	1.386
+2	-0.693	0	0	0	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099	1.099	1.386	1.386
+3	0	0	0	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099	1.099	1.386	1.386	1.609
+4	0	0	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099	1.099	1.386	1.386	1.609	1.609
+5	0	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099	1.099	1.386	1.386	1.609	1.609	1.792
+6	0	0	0	0	0.693	0.693	1.099	1.099	1.386	1.386	1.609	1.609	1.792	1.792

Table VI.2 Matrice de contrôle PID flou (CV)

La difficulté de l'application de cette technique réside dans la quantification adéquate de l'erreur (e) et sa variation (Δe) assurant des performances meilleures au système sous contrôle. Nous utilisons la quantification logarithmique pour avoir plus de succès. Le niveau de quantification utilisé est $Q = 0.1$ pour l'erreur, et $\Delta Q = 0.1$ pour la variation de l'erreur (Si e est supérieure à Q est quantifié entre +1 et +6 et si elle est inférieure à $-Q$ on l'a quantifié dans l'intervalle [-6, -1], si $0 < e < Q$ elle est quantifiée par 0^+ et si $-Q < e < 0$ elle est quantifiée par 0^- . La même quantification est appliquée sur Δe).

VI. 4 APPLICATION

En général, les superviseurs ont un grand intérêt lorsque les boucles de régulation en question fonctionnent dans un environnement perturbé. Les systèmes électromécaniques représentent un bon exemple de ce type d'environnement. La boucle de régulation de vitesse d'un moteur asynchrone est choisie comme application.

Dans cette étude nous utilisons les paramètres des régulateurs calculés au chapitre 3, comme valeurs initiales de réglage, pour les deux types de régulateur PI et IP .

La consigne est choisie variable. Ce choix à deux avantages :

- Le premier est de faire apparaître des zones de transitions ou l'ajustement des paramètres semble très nécessaire.
- Le second est de s'assurer de la poursuite de la consigne par la sortie du système.

VI. 5 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

Les résultats ainsi obtenus montrent:

- D'une part, une poursuite de la consigne;
- D'autre part, l'adaptation des paramètres du régulateur pour des transitoires de la sortie.

La conséquence de cette adaptation est la limitation des oscillations à la fin de chaque transition; ceci est dû essentiellement à la variation de la constante de temps intégrale (T_i).

La comparaison des résultats Fig. III . 7, 8, 9 avec Fig. VI . 2, 3, 4 pour un régulateur *PI* et Fig. III . 10, 11, 12 avec Fig. VI . 5, 6, 7 pour un régulateur *IP*, nous montrons les performances de la commande floue supervisée par rapport au réglage classique :

- Une diminution du temps de montée de 0,4s (sans supervision) à 0,2s environs (dans le cas de la supervision floue);
- Assure un démarrage sans dépassement;
- Un bon rejet de la perturbation;
- La sortie suit bien la consigne choisie.

Dans le chapitre 3, les résultats montrent qu'un régulateur *IP* donne des performances meilleures qu'un *PI*. Mais la commande supervisée corrige cette différence, et les résultats de ce chapitre montrent qu'il n'y a pas des différences remarquables entre ces deux types de régulateur, lorsque nous utilisons la supervision floue.

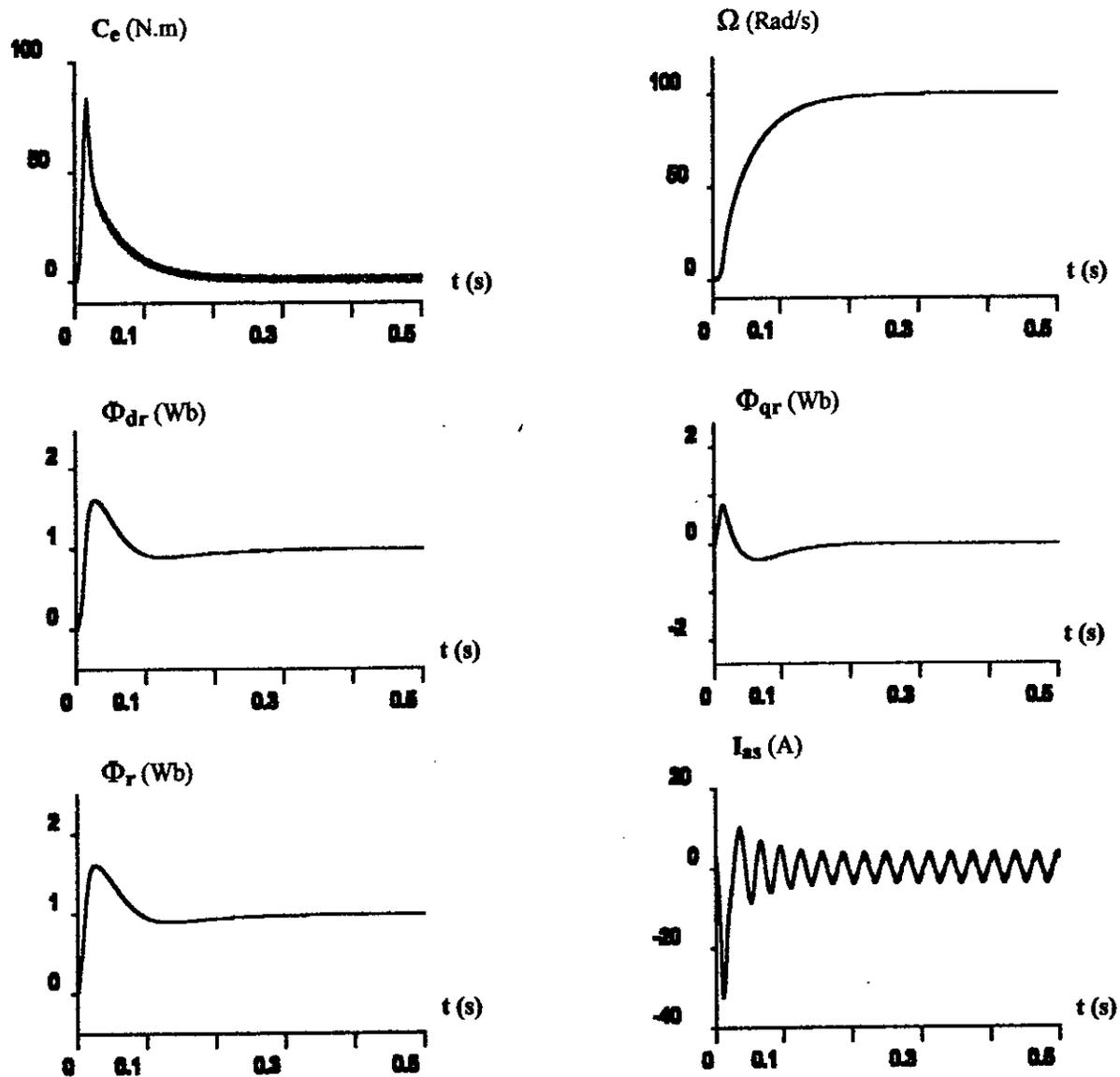


Fig VI. 2 Réglage de la vitesse avec un contrôleur PI supervisé
« Démarrage à vide »

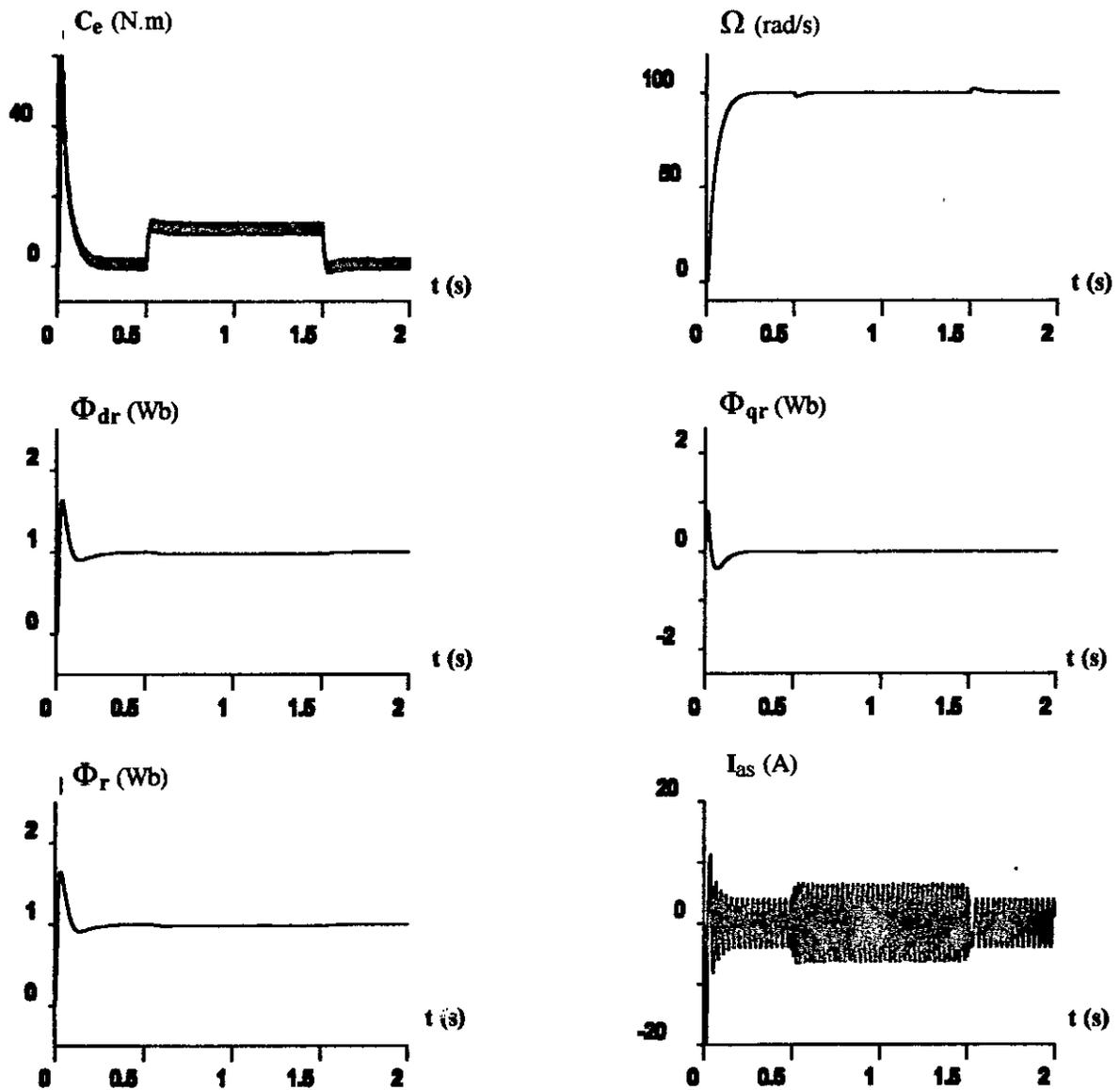


Fig. VI.3 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI supervisé
« Application d'une charge »

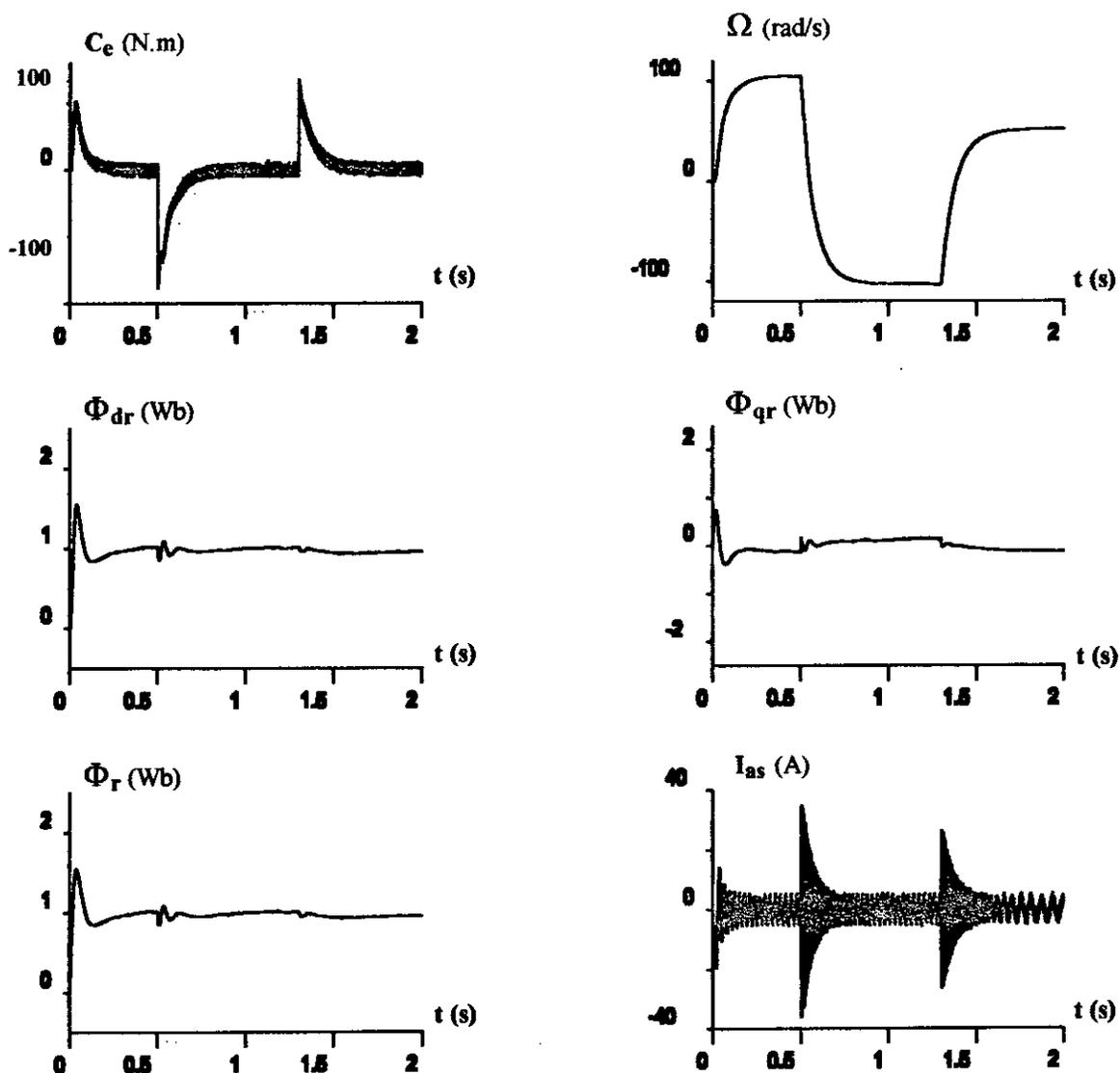


Fig. VI.4 Réglage de la vitesse avec un régulateur PI supervisé
« Inversion du sens de rotation »

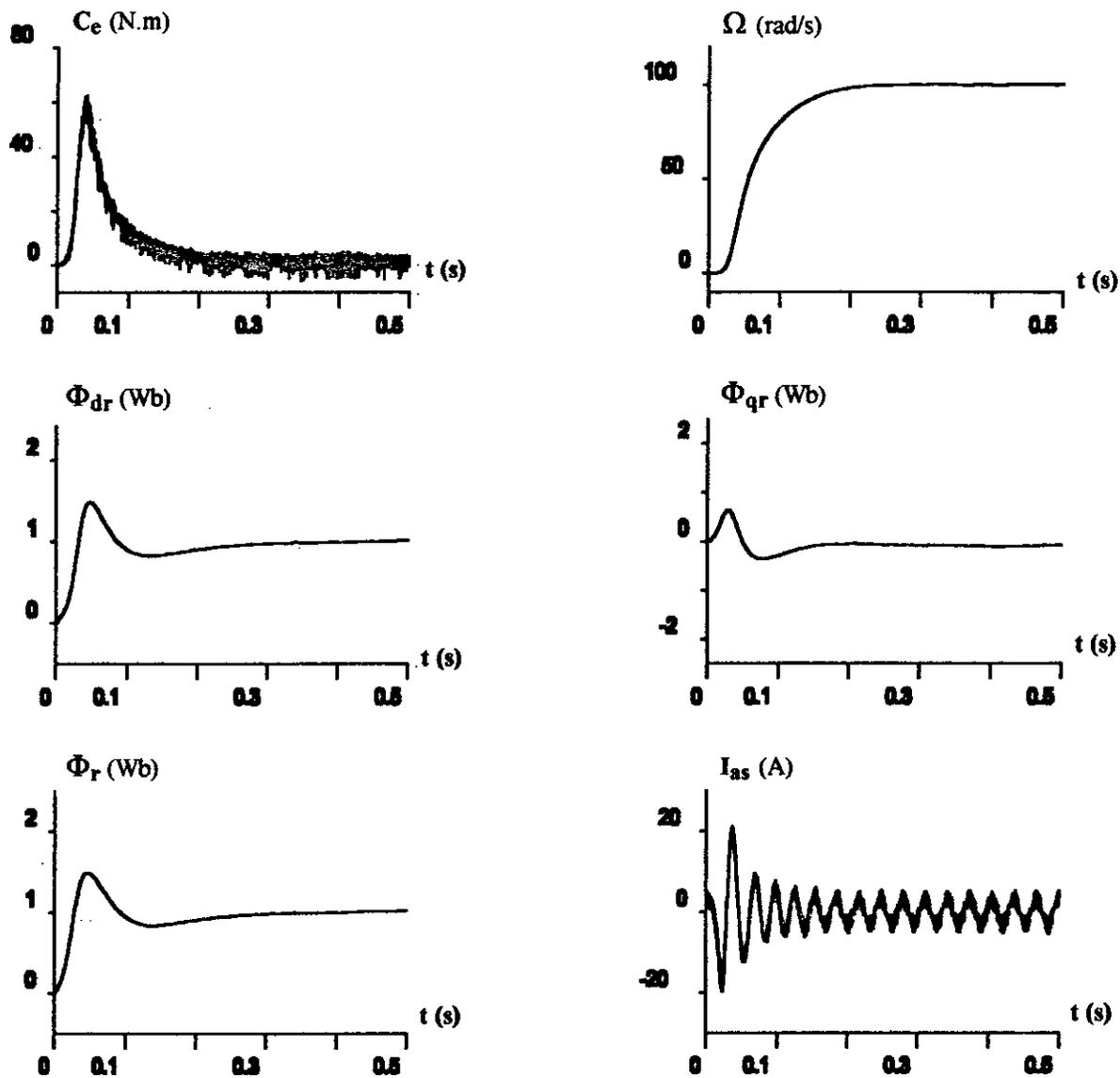


Fig. VI.5 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP supervisé
« Démarrage à vide »

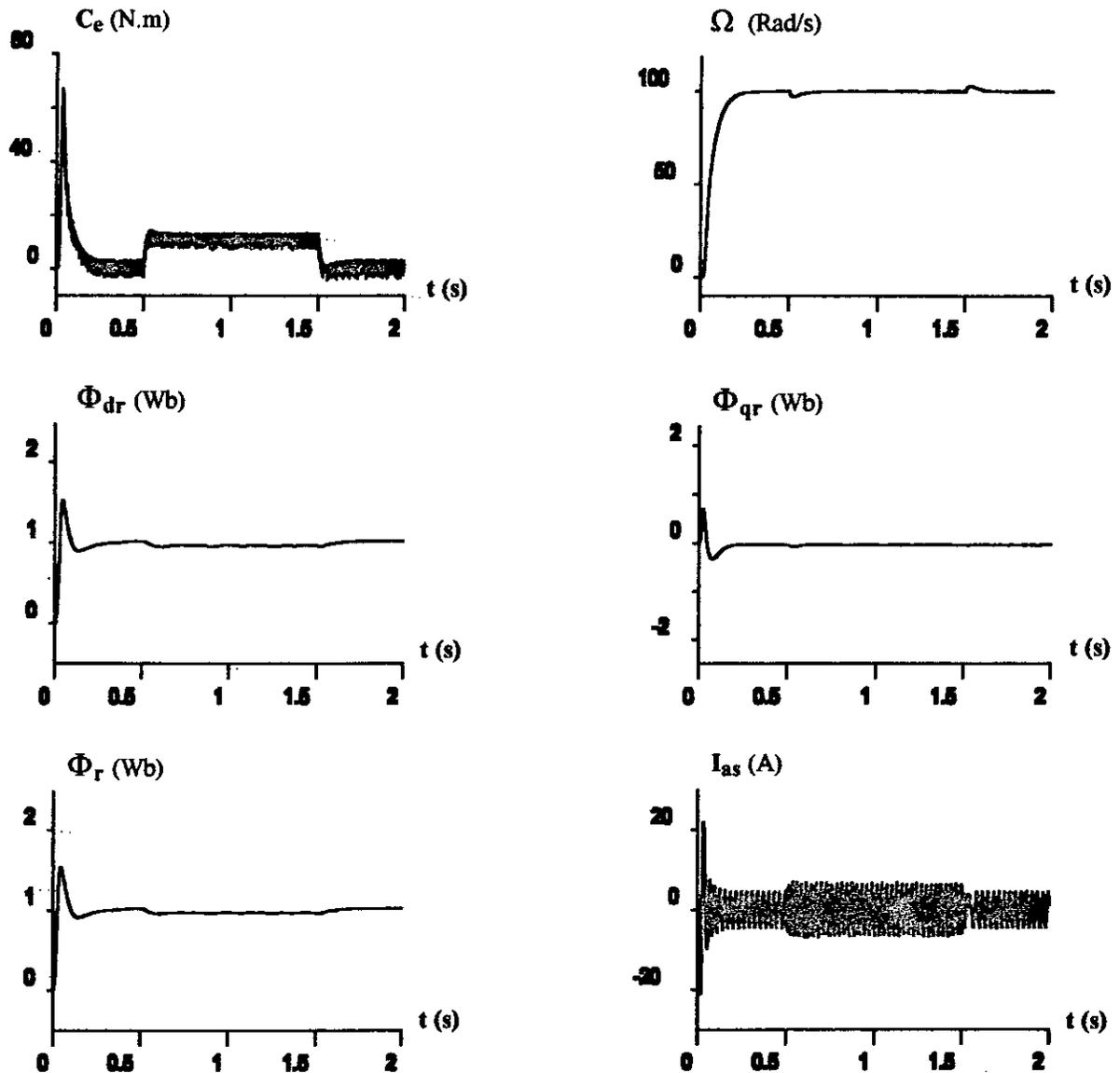


Fig. VI.6 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP supervisé
« Application d'une charge »

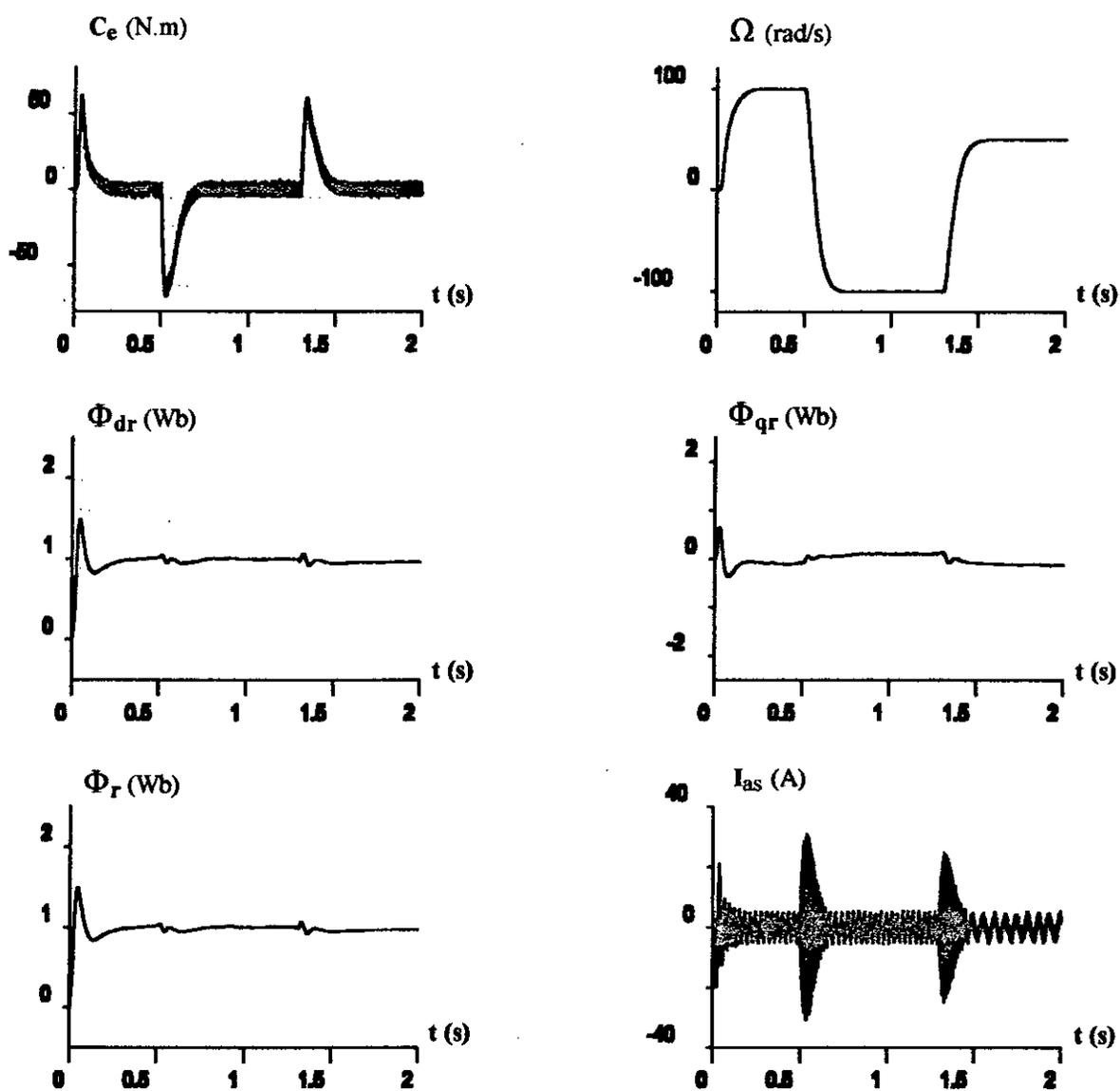


Fig. VI.7 Réglage de la vitesse avec un régulateur IP supervisé
« Inversion du sens de rotation »

CONCLUSION

La majorité des chaînes industrielles de régulation sont à base des régulateurs classiques. Ces régulateurs nécessitent une légère capacité d'adaptation de leurs paramètres pour obtenir des performances souhaitées. Pour ce faire, l'une des méthodes les plus utilisées consiste à ajouter une boucle supplémentaire (superviseur) permettant l'adaptation des paramètres (K_P , T_i , T_d) du régulateur.

Partant, d'une part de la souplesse de la logique floue, qui nous permet de résumer en un ensemble de règles linguistiques, les stratégies de contrôle de l'opérateur humain basées sur l'intuition et l'expérience, et d'autre part du modèle mathématique simple des régulateurs PID. On a jugé utile la combinaison flou/conventionnel pour améliorer les performances des régulateurs classiques.

Cette technique dite "Supervision floue" rend le régulateur classique intelligent, avec un minimum de temps de calcul, et diminue la dépendance au modèle mathématique du processus à commander, qui n'est pas toujours facile à obtenir, car les processus comportent des non-linéarités et peuvent posséder des paramètres variables dans le temps.

Grâce à cette nouvelle technique, qui exige une logique de décision, on a pu réguler la vitesse du moteur asynchrone tout en adaptant les paramètres des régulateurs (PI,IP). Les résultats obtenus sont très encourageants et nous poussent à investir plus pour une étude plus approfondie du sujet.

CHAPITRE VII



ADAPTATION DE LA RÉSISTANCE ROTORIQUE À LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

VII.1 SENSIBILITE DE LA COMMANDE AUX VARIATIONS DE LA RESISTANCE ROTORIQUE

INTRODUCTION

Le modèle mathématique de la machine asynchrone fait apparaître la constante de temps rotorique T_r et l'inductance mutuelle entre stator et rotor. Que ce soit dans la machine asynchrone à cage ou à rotor bobiné, on rencontre une difficulté pour identifier ces paramètres, qui varient au cours du fonctionnement de la machine. Ces variations sont dues à des phénomènes tels que la saturation magnétique, l'effet pelliculaire ou la variation de la température. Donc l'erreur entre les paramètres utilisés dans l'algorithme de la commande vectorielle indirecte et les paramètres réels de la machine se traduit par une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi.

VII.1.1 Présentation du problème

Comme on l'a déjà vu, la commande vectorielle impose aux enroulements statoriques trois grandeurs de consigne qui sont i_{ds} , i_{qs} et ω_{gl} . Les valeurs de ces grandeurs montrent que l'algorithme de la commande vectorielle indirecte est sensible à la variation des deux paramètres de la machine, qui sont l'inductance mutuelle entre stator et rotor L_m et la résistance rotorique R_r .

Dans notre étude, Nous intéressons plus précisément à la sensibilité vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique, au cours du fonctionnement de la machine.

$$\text{On pose : } k = \frac{R_r}{R_{ro}} \quad (\text{VII-1})$$

avec :

R_r : paramètre réel de la machine.

R_{ro} : la valeur utilisée dans la commande.

$$\text{d'où : } T_r = \frac{T_{ro}}{k} \quad \text{et} \quad \omega_{gl} = \frac{1}{T_{ro}} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$$

$$\text{alors : } \omega_{gl} T_r = \frac{1}{k} \frac{i_{qs}}{i_{ds}}$$

Des équations (I.13) et (I.14), nous avons [7] :

$$\begin{aligned} \Phi_{dr} &= L_m \frac{i_{ds} + \omega_{gl} T_r i_{qs}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \\ \Phi_{qr} &= L_m \frac{i_{qs} + \omega_{gl} T_r i_{ds}}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \end{aligned} \quad (\text{VII-2})$$

$$C_e = \frac{P}{L_r} \left(L_m^2 \omega_{gl} T_r i_{ds}^2 \right) \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \quad (\text{VII-3})$$

$$\Phi_r = L_m i_{ds} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + (\omega_{gl} T_r)^2} \quad (\text{VII-4})$$

Les rapports de couple et de flux réels sur couple et flux estimés sont :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{ro}} = \left(\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \right)^{1/2} \quad (\text{VII-5})$$

$$\frac{C_e}{C_{eo}} = \frac{1}{k} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} = \frac{1}{k} \left(\frac{\Phi_r}{\Phi_{ro}} \right)^2 \quad (\text{VII-6})$$

Les expressions des erreurs sur les composantes directe et en quadrature du flux rotorique sont données par :

$$\Delta \Phi_{dr} = \Phi_{ro} \frac{\frac{1}{k} \left(1 - \frac{1}{k} \right) \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\frac{1}{k} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (\text{VII-7})$$

$$\Delta \Phi_{qr} = \Phi_{ro} \frac{\left(1 - \frac{1}{k} \right) \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)}{1 + \left(\frac{1}{k} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}$$

$$\text{Si } R_r < R_{ro} \text{ (} k < 1 \text{) alors } \begin{cases} \Delta \Phi_{dr} < 0 \\ \Delta \Phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \Phi_r \text{ diminu}$$

$$\text{Si } R_r > R_{r0} \text{ (} k > 1 \text{) alors } \left\{ \begin{array}{l} \Delta\Phi_{dr} > 0 \\ \Delta\Phi_{qr} > 0 \end{array} \right. \Rightarrow \Phi_r \text{ augmente}$$

Donc, une diminution de la résistance rotorique de la machine ($R_r < R_{r0}$), engendre une diminution de l'amplitude et une variation de la phase du flux rotorique.

Pour une augmentation de la résistance rotorique, à cause de l'échauffement par exemple, la composante en quadrature du flux rotorique augmente d'où une augmentation de l'amplitude et une variation de la phase du flux rotorique.

Dans les deux cas on peut s'attendre à une dégradation des performances de la commande vectorielle, qui peut conduire à une instabilité du système quand l'erreur est importante.

VII.1.2 Simulations et interprétations

Afin de montrer l'influence de la variation de la R_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée (avec contrôleur flou à gain adaptatif puis avec un PI supervisé) de la MAS, commandée par la méthode indirecte, nous avons varié la résistance rotorique de + 50% en régime permanent et en charge. Les résultats de simulations (fig. VII.1), (fig. VII.2) montrent :

- La grande sensibilité du découplage aux variations de la résistance rotorique, au moment de la variation de R_r , la composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} augmente et se fixe à une valeur non nulle. Le flux rotorique n'est plus aligné sur l'axe direct, le découplage est perdu.

- La robustesse des régulateurs non conventionnels (flou à gain adaptatif, PI supervisé), car la variation de la R_r n'influe pas sur la dynamique de la vitesse, malgré l'application d'une charge.

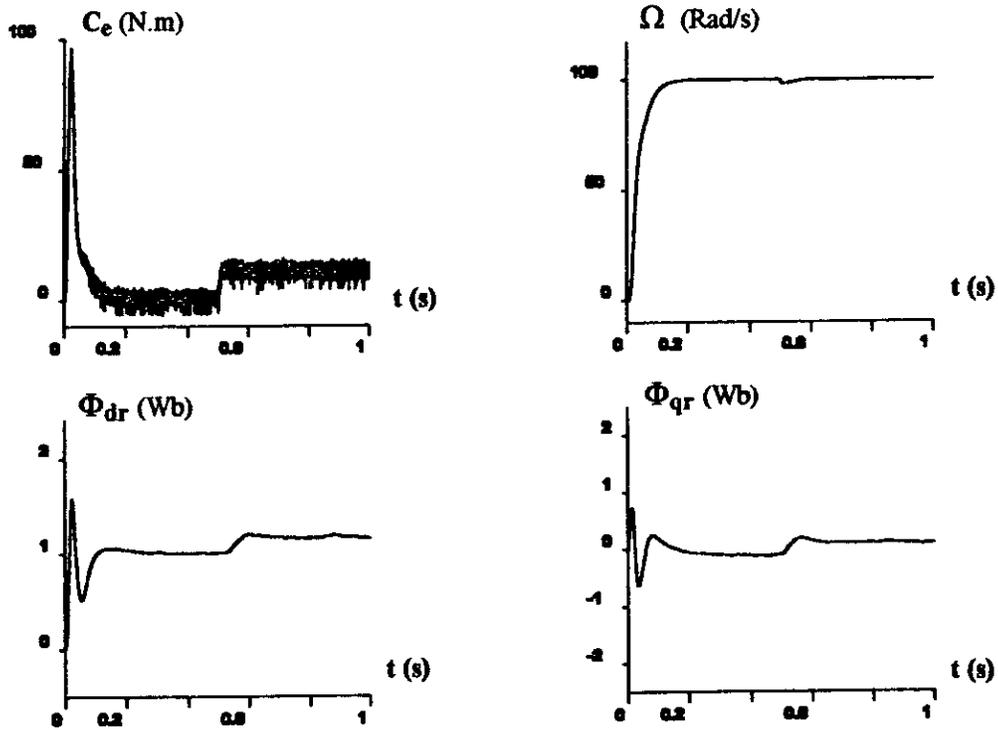


Fig. VII.1 Influence de la variation de R_r sur le découplage et le réglage avec contrôleur flou à gain adaptatif

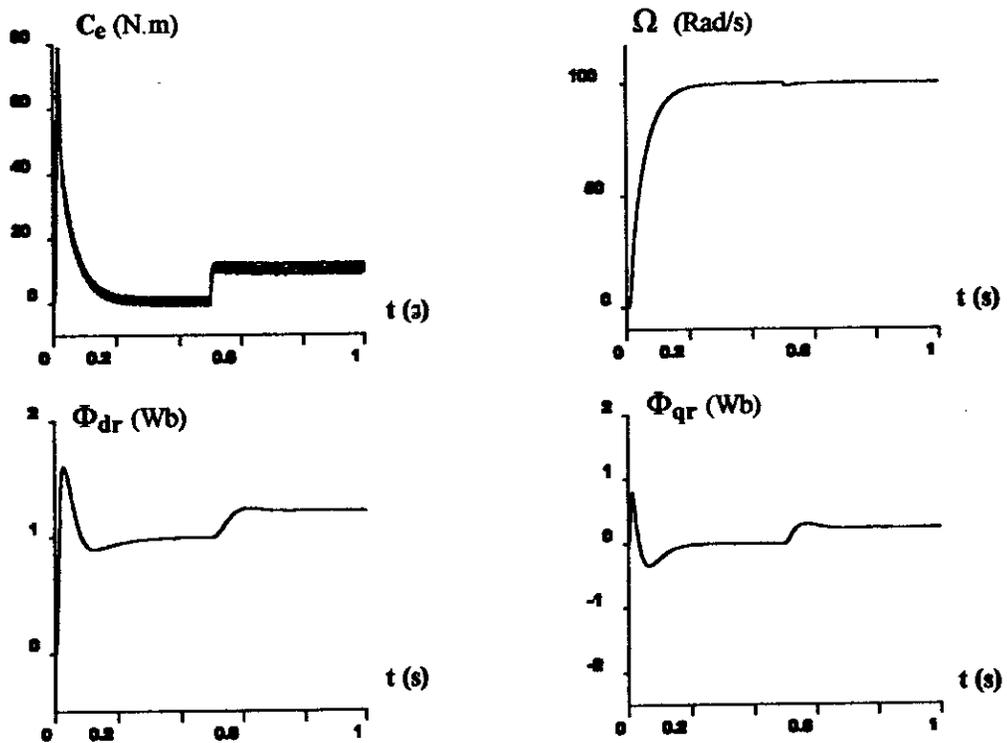


Fig. VII.2 Influence de la variation de R_r sur le découplage et le réglage avec contrôleur PI supervisé

VII.2 ADAPTATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE DE LA MAS

La nécessité de l'adaptation de la résistance rotorique en temps réel, dans la commande vectorielle indirecte, a été mise en évidence dans le paragraphe traitant de la sensibilité aux paramètres. Une erreur sur l'estimation de la résistance rotorique R_r peut entraîner des erreurs sur le couple électromagnétique, sur l'amplitude et sur la position du flux rotorique en régime permanent et déclenche des oscillations en régime transitoire. Ceci a pour conséquences d'augmenter les pertes dans la machine et de réduire l'efficacité du système de contrôle. Donc l'intégration d'un algorithme d'adaptation de R_r en temps réel s'avère importante pour le bon fonctionnement de la commande.

Pour tenir compte de ces variations, plusieurs travaux de recherche ont été entrepris dans les années précédentes, ils ont donné naissance à de très nombreuses publications. Ces travaux ont été menés dans deux axes différents que nous pouvons classer en deux catégories différentes:

- Les méthodes d'adaptation directes qui utilisent des expressions analytiques, issues du modèle général ou simplifié de la machine et donnent directement le paramètre à identifier.
- Les méthodes d'adaptation indirectes qui utilisent les moyens basés sur des procédés d'automatique, comme la méthode du modèle de référence adaptatif, la méthode des moindres carrés, le filtre de Kalman ...etc.

Dans ce qui suit, on propose une méthode d'adaptation de R_r de chaque catégories (directes et indirectes).

VII.2.1 Méthode d'adaptation analytique de R_r proposée par C. C. Chan et H. Wang (Méthode directe)

VII.2.1.1 Principe de la méthode

Le principe de la méthode d'identification en ligne de la résistance rotorique consiste à estimer la valeur de celle-ci, durant le fonctionnement du variateur, à partir des grandeurs mesurables de la machine et de calculer la valeur de commande de la fréquence de glissement grâce à cette valeur estimée.

Des travaux de recherche effectués récemment ont conduit à plusieurs publications relatives à l'identification de T_r , les plus connues consistent à corriger les variations de R_r par comparaison du flux rotorique calculé indépendamment de R_r , avec celui calculé à partir d'un modèle faisant intervenir R_r . Nous avons étudié et mis en oeuvre l'une des plus récentes développées par CC. Chang et H. Wang [21].

Cette méthode utilise une expression analytique de la résistance rotorique. L'obtention de cette expression se fait par orientation de l'axe « d » suivant le vecteur du courant statorique.

La méthode d'identification adoptée, est basée sur un choix approprié du référentiel (d-q). En combinant les équations : (I-12), (I-13), en obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s s & -L_s \omega_s & L_m s & -L_m \omega_s \\ L_s \omega_s & R_s + L_s s & L_m \omega_s & L_m s \\ L_m s & -(\omega_s - \omega_r) L_m & R_r + L_r s & -(\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) L_m & L_m s & (\omega_s - \omega_r) L_r & R_r + L_r s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{VII-8})$$

Dans la commande vectorielle, l'axe « d » coïncide généralement avec le vecteur du flux rotorique (Φ_r), dans la méthode d'identification retenue l'axe « d » coïncide et tourne au synchronisme avec le vecteur courant statorique I_s , soit :

$$\begin{aligned} i_{ds} &= |I_s| \\ i_{qs} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{VII-9})$$

Le système d'équations (VII-8) se réduit à :

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s + L_s s & 0 & L_m s & -L_m \omega_s \\ L_s \omega_s & 0 & L_m \omega_s & L_m s \\ L_m s & 0 & R_r + L_r s & -(\omega_s - \omega_r) L_r \\ (\omega_s - \omega_r) L_m & 0 & (\omega_s - \omega_r) L_r & R_r + L_r s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} |I_s| \\ 0 \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{VII-10})$$

Pratiquement, la constante de temps de la variation de la résistance rotorique, est plus grande que celle du moteur asynchrone et par conséquent, nous utilisons le modèle de la MAS en régime permanent pour l'identification de la résistance rotorique.

Les équations (VII-10) en régime permanent deviennent :

$$\begin{pmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & -L_m \omega_s \\ L_s \omega_s & L_m \omega_s & 0 \\ 0 & R_r & -L_r \omega_{gl} \\ L_m \omega_{gl} & L_r \omega_{gl} & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} |I_s| \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{pmatrix} \quad (\text{VII-11})$$

Soient les dernières équations du système (VII-11) :

$$\begin{aligned} L_s \omega_s |I_s| + L_m \omega_s i_{dr} &= V_{qs} \\ R_r i_{dr} - \omega_{gl} L_r i_{qr} &= 0 \\ \omega_{gl} L_m |I_s| + L_r \omega_{gl} i_{dr} + R_r i_{qr} &= 0 \end{aligned} \quad (\text{VII-12})$$

En considérant R_r , i_{dr} , i_{qr} comme inconnues, la résolution des équations ci-dessus donne:

$$R_r^2 = (\omega_s - \omega_r)^2 L_r \left(\frac{\omega_s L_m^2 |I_s|}{\omega_s L_s |I_s| - V_{qs}} - L_r \right) \quad (\text{VII-13})$$

Où, V_{qs} est la projection de la tension V_s , sur l'axe « q » obtenue comme suit :

$$V_{qs} = |V_s| \sin \gamma = |V_s| \frac{|I_s| \times |V_s|}{|I_s| \cdot |V_s|} \quad (\text{VII-14})$$

Son expression en fonction des grandeurs des axes α, β est :

$$V_{qs} = \frac{V_{\beta s} i_{\alpha s} - V_{\alpha s} i_{\beta s}}{|I_s|} \quad (\text{VII-15})$$

En substituant (VII-15) dans (VII-13) nous obtenons l'expression de la résistance rotorique estimée suivante :

$$R_r = (\omega_s - \omega_r) \sqrt{\frac{L_r \omega_s L_m^2 |I_s|^2}{L_s \omega_s |I_s|^2 - (V_{\beta s} i_{\alpha s} - V_{\alpha s} i_{\beta s})}} - L_r^2 \quad (\text{VII-16})$$

$$\text{soit : } \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r} = (\omega_s - \omega_r) \sqrt{\frac{\omega_s L_m^2 |I_s|^2}{(L_s \omega_s |I_s|^2 - (V_{\beta s} i_{\alpha s} - V_{\alpha s} i_{\beta s}))} - 1}$$

A partir de cette valeur estimée de la résistance rotorique, on peut calculer la vitesse de glissement (ω_{gl}) au niveau de la commande de la machine.

Les équations du modèle de la machine sont établies dans un référentiel (d-q) lié au champ tournant et orienté suivant le flux rotorique (Φ_r).

Le calcul de la constante de temps rotorique est alors possible à partir des grandeurs connues, L_r, L_s, L_m (supposées constantes), et mesurées ($V_{\beta s}, V_{\alpha s}, i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \omega_s, \omega_r$).

Les grandeurs électriques doivent être transformées au niveau du programme, dans un référentiel lié au stator, afin d'appliquer la méthode d'identification de la résistance rotorique proposée et cela grâce à la matrice de transformation de rotation inverse suivante:

$$\mathfrak{R} = \begin{pmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{pmatrix} \quad (\text{VII-17})$$

avec : $\theta_s = \int (\omega_{gl} + \omega_r) dt$ position du flux rotorique.

VII.2.1.2 Simulations et interprétations :

Afin d'évaluer les performances de la machine avec identification en ligne de la résistance rotorique, la figure (III.1) est utilisée avec un régulateur flou à gain adaptatif (V.9).

Les résultats de simulation donnés par la figure (VII.3), montrent clairement que la variation de la résistance rotorique de la machine n'influe pas sur la vitesse, même avec l'application d'une charge.

Le découplage est maintenu ($\Phi_{qr} = 0$) en régime permanent.

La résistance rotorique identifiée en ligne suit très bien la résistance réelle de la MAS, qu'on a fait varier en échelon de +50 %.

Les performances d'identification de (R_r) requises par cette méthode ne sont valables qu'en régime établi et en charge.

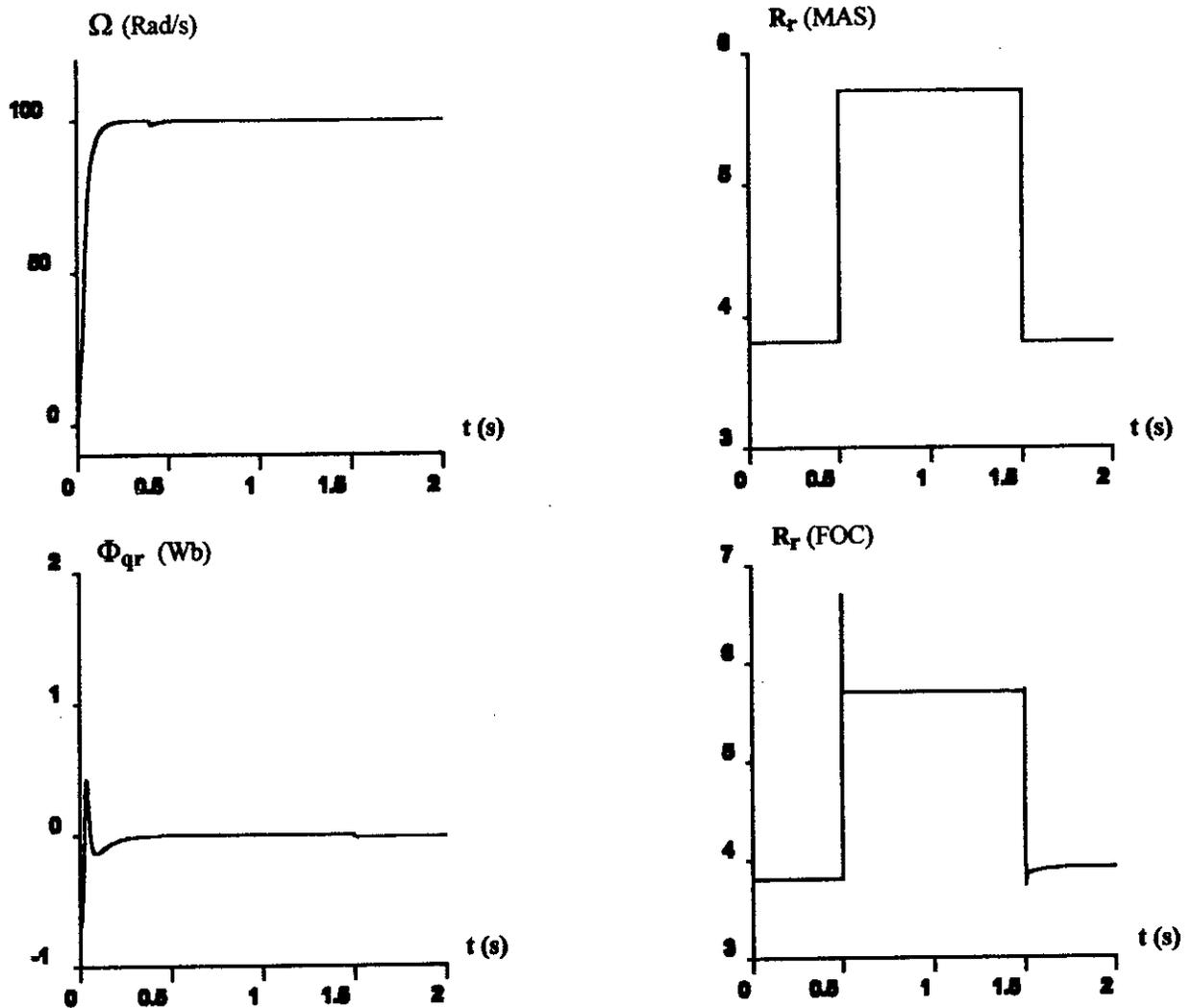


Fig. VII.3 Adaptation de R_r par la méthode de C. C. Chan et H. Wang (méthode direct)

VII.2.2 METHODE D'ADAPTATION DE LA RESISTANCE ROTORIQUE BASEE SUR LE CALCUL DE LA PUISSANCE REACTIVE (METHODE INDIRECTE)

VII.2.2.1 Principe de la méthode

Cette méthode d'adaptation a été développée par L.J. Garcès [22], elle est basée sur le calcul de la puissance réactive de la machine en régime permanent, un changement de la valeur actuelle de T_r se reflète sur l'énergie réactive de la machine. En modifiant la valeur estimée de la constante de temps rotorique, on peut minimiser le changement de l'énergie réactive.

La puissance réactive de la machine en régime permanent est donnée par l'expression suivante :

$$Q_r = V_{ds} i_{qs} - V_{qs} i_{ds} \quad (\text{VII-18})$$

Les expressions des tensions V_{ds} et V_{qs} sont données par :

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \sigma L_r \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{qr} \quad (\text{VII-19})$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \sigma L_r \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{dr}$$

On remplace les expressions des tensions dans l'expression de l'énergie réactive :

$$Q_r = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} i_{ds} - \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \quad (\text{VII-20})$$

En faisant l'égalité entre (VII.18) et (VII.20), on définit la fonction F en regroupant les termes dépendants uniquement des tensions et des courants :

$$F = \left(V_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} \right) i_{qs} - \left(V_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} \right) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (\text{VII-21})$$

La fonction F peut être exprimée en fonction des flux rotorique comme suit :

$$F = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\Phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\Phi_{qr} i_{qs} + \Phi_{dr} i_{ds}) \quad (\text{VII-22})$$

Nous exprimons F en fonction des tensions et des courants dans le repère (a, b, c) comme suit :

$$F = \sqrt{3} \left(V_{as} - \sigma L_s \frac{di_{as}}{dt} \right) i_{bs} - \sqrt{3} \left(V_{bs} - \sigma L_s \frac{di_{bs}}{dt} \right) i_{as} \quad (VII-23)$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique dans l'équation (VII.22), on définit la fonction F_o :

$$F_o = \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\Phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \right) \quad (VII-24)$$

En régime permanent, la fonction F_o devient :

$$F_o = -\frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_{dr} i_{ds} \quad (VII-25)$$

L'estimation de $\Delta F = F - F_o$, à partir des grandeurs mesurées, ne pose aucun problème mathématique. En régime permanent et à flux constant ΔF est exprimée :

$$\Delta F = \omega_s \omega_{gl}^2 \frac{\Phi_{dr}^2}{L_r} \Delta T_r \frac{T_{ro} + T_r}{1 + (\omega_{sg} T_t)^2} \quad (VII-26)$$

Cela montre qu'une erreur sur T_r cause une autre sur F, d'où, ΔF est utilisé pour la correction de l'expression de T_r .

Plusieurs études ont proposé [7], [9], la correction de T_r par des régulateurs (PI, I...). Nous proposons l'utilisation du contrôleur flou pour effectuer cette correction. La table de règle utilisée est la même que celle du régulateur de vitesse (Tab. V.1), cependant les gains de normalisation et d'adaptation changent.

Le schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique utilisé est le suivant :

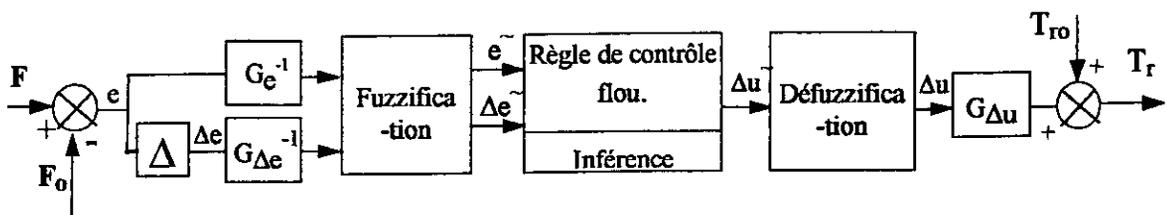


Fig. VII.4 Schéma d'adaptation de T_r

VII.2.2.2 Simulations et interprétations :

Afin d'évaluer les performances de la machine avec adaptation de la constante de temps rotorique. Nous avons appliqué l'algorithme d'adaptation de T_r , dont le schéma est représenté (Fig. VII.4), pour corriger la valeur de la résistance rotorique dans le bloc de commande.

Les résultats de simulation (Fig. VII.5) montrent que :

- La résistance rotorique adaptée converge vers la valeur réelle (de référence) de la machine. A l'instant $t=1$ s nous augmentons la valeur de R_r de 50% sa valeur nominale. La réponse à cette variation au niveau de l'algorithme d'adaptation est très rapide et efficace.

- La régulation de vitesse reste robuste malgré l'application d'une charge et la variation de résistance rotorique.

- La composante en quadrature du flux rotorique est maintenue nulle, ce qui améliore le découplage perdu au par avant et corrige la sensibilité de la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique vis-à-vis de la variation de la résistance rotorique.

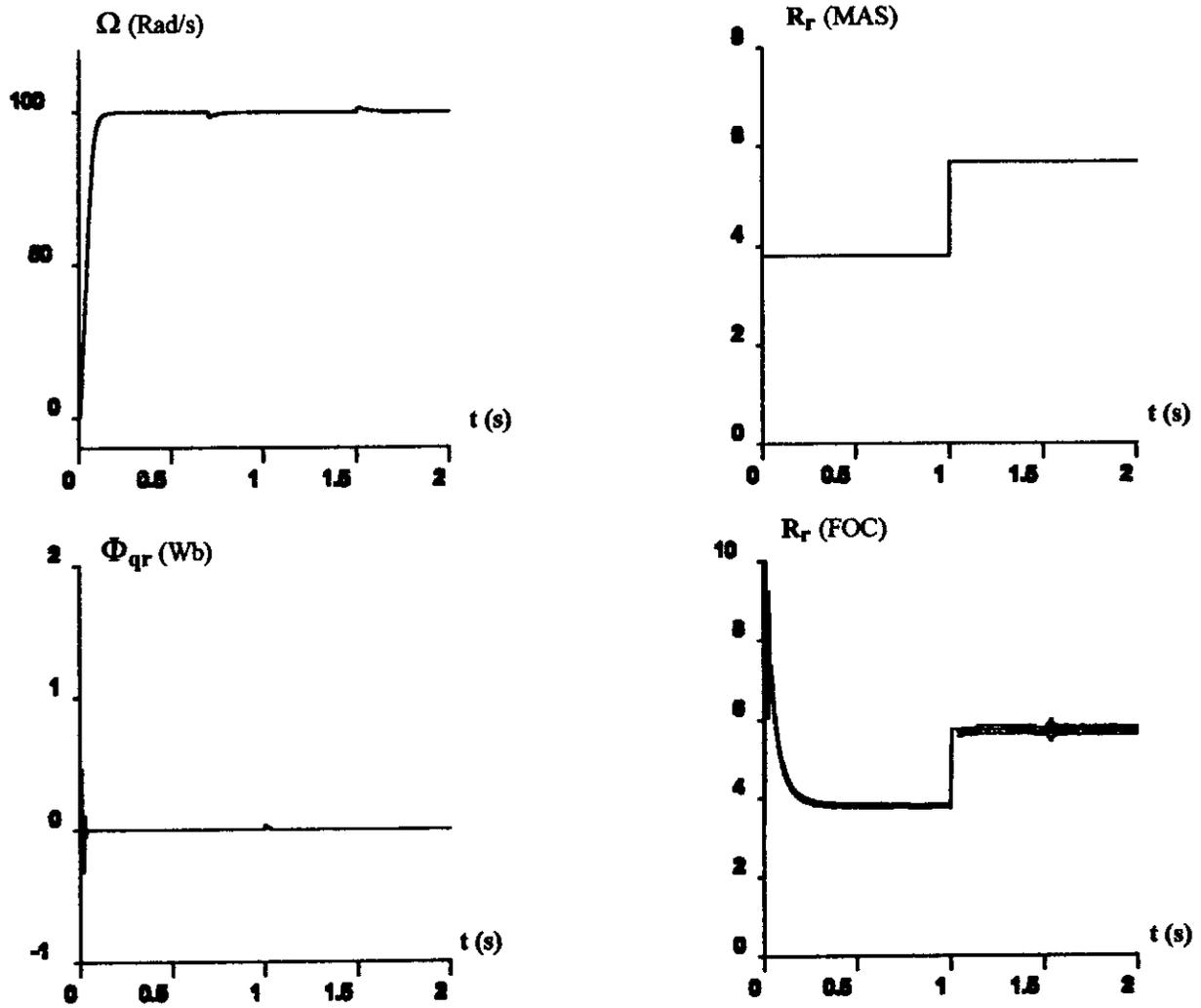


Fig. VII.5 Adaptation de R_r par la méthode de L. J. Garcès (méthode indirecte)

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons montré :

- La robustesse des régulateurs non conventionnels (flou à gain adaptatif et PI supervisé) aux variations de la résistance rotorique.

- La sensibilité de la méthode indirecte d'orientation du flux rotorique aux variations de la résistance rotorique, ces variations détériorent le découplage entre le flux et le couple, le flux rotorique n'est plus aligné sur l'axe direct.

Pour tenir compte de ces variations, nous avons proposé deux méthodes d'adaptation de la résistance rotorique :

- La première est une méthode directe, elle identifie en ligne la résistance rotorique (expression analytique de R_r). Les résultats obtenus avec cette méthode sont très satisfaisants en régime permanent et en charge, au démarrage et en fonctionnement à vide cette méthode n'est plus valable.

- La deuxième est une méthode indirecte basée sur la correction de la constante de temps rotorique à partir de l'erreur et la variation de l'erreur entre deux expressions de l'énergie réactive. Nous avons utilisé un contrôleur flou pour effectuer cette correction. Les résultats obtenus avec cette méthode sont satisfaisants pour une adaptation en régime permanent. Elle n'est pas valable en régime dynamique de la machine et à vide.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce mémoire, nous avons appliqué à la machine asynchrone des méthodologies concernant deux stratégies de commande différentes : conventionnelles et non conventionnelles et établi les avantages et les inconvénients de chaque technique.

Dans le premier chapitre, nous avons élaboré un modèle mathématique de l'association onduleur machine asynchrone. L'onduleur étant commandé en courant par la stratégie à hystérésis (delta).

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la commande du flux orienté. Une orientation du flux rotorique par la méthode indirecte est effectuée. Le découplage entre le couple et le flux est maintenu. Avec cette commande l'association onduleur machine asynchrone présente des performances dynamiques similaires à ceux de la machine à courant continu à excitation séparée.

Dans le troisième chapitre, nous avons abordé le réglage de vitesse en boucle fermée de cette association par des régulateurs du type classique (PI, IP). Les résultats obtenus montrent l'apport du régulateur IP dans le rejet de la perturbation, ainsi que la dépendance très forte de ce type de régulateur aux paramètres de la machine et la nécessité d'une modélisation fiable du processus à commander.

Dans le quatrième chapitre, nous avons présenté un ensemble de méthodologies du contrôleur flou. Une justification des règles du contrôle flou est établie, ce qui conduit à l'élaboration d'une table d'inférences floues dite «Table de Mac Vicar » utilisé par la suite dans les contrôleurs flous pratiques.

Le cinquième chapitre a été consacré aux développements d'algorithmes flous pour la commande en boucle fermée de l'ensemble onduleur machine asynchrone.

- Un premier contrôleur flou a été élaboré. Les résultats de simulation obtenus montrent une amélioration de la réponse dynamique du système au niveau du temps de réponse ainsi qu'au rejet de la perturbation.
- L'onduleur à hystérésis est remplacé par un onduleur à logique flou, dit (onduleur flou). Son association à la machine asynchrone présente des résultats similaires au premier, mais avec une marge de réglage plus grande.
- A la fin de ce chapitre, nous avons contribué à l'amélioration du contrôleur flou typique. Une table de décision sur le gain de la commande est établie. Le contrôleur flou amélioré est nommé contrôleur flou à gain adaptatif. Les résultats de simulation obtenus avec l'association onduleur machine asynchrone présente des performances dynamiques excellentes, temps de réponse très faible (sans dépassement) et rejet efficace et rapide de la perturbation, le gain de la commande est adapté à toutes les situations du réglage.

Dans le sixième chapitre, nous avons présenté une combinaison des deux méthodes classique et flou. L'application proposée est la supervision des paramètres des régulateurs classiques par la logique floue. Nous avons élaboré un régulateur PI supervisé et un régulateur IP supervisé. Les résultats de simulation montrent les améliorations apportées

aux régulateurs classiques, que ce soit au temps de réponse qu'au rejet de la perturbation. L'ajout d'une couche de supervision floue a rendu les régulateurs classiques intelligents et moins dépendant des paramètres de la machine.

Dans le dernier chapitre, nous avons testé la sensibilité du découplage et des régulateurs non conventionnels à la variation de la résistance rotorique. Nous avons constaté que les régulateurs non conventionnels (flou à gain adaptatif et PI supervisé) sont robustes vis-à-vis à cette variation paramétrique, cependant le découplage est fortement affecté.

Nous avons proposé deux méthodes d'adaptation de la résistance rotorique :

- La première est une méthode directe, l'identification et l'adaptation de la résistance rotorique se fait à partir d'une expression analytique correspondante. Cette méthode présente des résultats satisfaisants.
- La deuxième est une méthode indirecte basée sur la comparaison de deux expressions de l'énergie réactive de la machine. Dans cette méthode, nous avons proposé l'utilisation de contrôleur flou pour la correction de la constante de temps rotorique. Les résultats obtenus sont également satisfaisants.

Cependant, les deux méthodes ne sont valables que pour une adaptation en régime permanent et en charge. D'où un travail reste à faire pour étendre l'application de ces méthodes aux autres situations dynamiques du système, ou bien l'élaboration de nouvelles méthodes encore plus efficaces.

Comme suite à notre travail, nous proposons le développement d'un régulateur flou autonome intelligent, dit : auto ajustable (self organised control), permettant la génération et l'optimisation des règles de décision quel que soit le système à contrôler et les exigences de l'opérateur.

ANNEXES



CALCUL DE LA FONCTION DE TRANSFERT EN BOUCLE OUVERTE DU MODELE DE LA MAS

La fonction de transfert en boucle ouverte par rapport à la commande C_e^* est donnée par $F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)}$.

Pour obtenir l'expression finale de $F_o(s)$, nous utilisons les équations de la machine suivantes :

$$\begin{aligned}
 T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} &= T_r \omega_{gl} \Phi_{qr} + M i_{ds} \\
 T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} &= -T_r \omega_{gl} \Phi_{dr} + M i_{qs} \\
 J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega &= C_e - C_r \\
 C_e &= p \frac{M}{l_r} (i_{qs} \Phi_{dr} - i_{ds} \Phi_{qr})
 \end{aligned} \tag{A1-1}$$

Les commandes i_{qs} , i_{ds} et ω_{gl} sont données par la structure de commande (II-10).

On a : $\Phi_r^* = \text{constante}$ donc i_{ds} également.

C_e^* est un échelon donc i_{qs} également.

D'où on a les équations suivantes :

$$\begin{aligned}
 i_{ds} &= i_{ds}^* = \frac{\Phi_r^*}{L_m} \\
 i_{qs} &= i_{qs}^* \varepsilon(t) = \frac{L_r}{p L_m} \frac{C_e^*}{\Phi_r^*} \varepsilon(t) \\
 \omega_{gl} &= \omega_{gl}^* = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\Phi_r^*}
 \end{aligned} \tag{A1-2}$$

On a aussi $\frac{d i_{ds}}{dt} = 0$ et $\frac{d i_{qs}}{dt} = 0$ en régime permanent.

Pour éliminer i_{ds} et i_{qs} des équations (A1-1), on les dérive par rapport au temps, d'où :

$$\begin{aligned}
 T_r \frac{d^2 \Phi_{dr}}{dt^2} + \frac{d \Phi_{dr}}{dt} &= T_r \omega_{gl} \frac{d \Phi_{qr}}{dt} \\
 T_r \frac{d^2 \Phi_{qr}}{dt^2} + \frac{d \Phi_{qr}}{dt} &= -T_r \omega_{gl} \frac{d \Phi_{dr}}{dt}
 \end{aligned}
 \tag{A1-3}$$

Ces équations exprimées dans le domaine fréquentiel avec les conditions initiales suivantes :

$\Phi_{dr}(0) = 0$ et $\Phi_{qr}(0) = 0$, nous donnent :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{dr}(s) &= \frac{(1 + sT_r) \Phi_r^* + T_r \omega_{gl}^* L_m i_{qs}^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \\
 \Phi_{qr}(s) &= \frac{(1 + sT_r) L_m i_{qs}^* - T_r \omega_{gl}^* \Phi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}
 \end{aligned}
 \tag{A1-4}$$

A partir de ces expressions, nous pouvons déduire la transformé de LAPLACE du couple électromagnétique :

$$\begin{aligned}
 C_e(s) &= p \frac{L_m}{L_r} \frac{(1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2) \Phi_r^*}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} i_{qs}^* \\
 C_e^*(s) &= p \frac{L_m}{L_r} \Phi_r^* i_{qs}^*
 \end{aligned}$$

D'où :

$$C_e(s) = \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_e^* \tag{A1-5}$$

A partir de l'équation mécanique, nous calculons la transformé de LAPLACE de la vitesse de rotation :

$$\Omega(s) = \frac{1}{k_f + Js} \left(\frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} C_e^*(s) - C_r(s) \right) \tag{A1-6}$$

D'où la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$F_o(s) = \frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{1}{k_f + Js} \frac{1 + (T_r \omega_{gl}^*)^2}{(1 + sT_r)^2 + (T_r \omega_{gl}^*)^2} \quad (\text{A1-7})$$

Le schéma fonctionnel correspondant est :

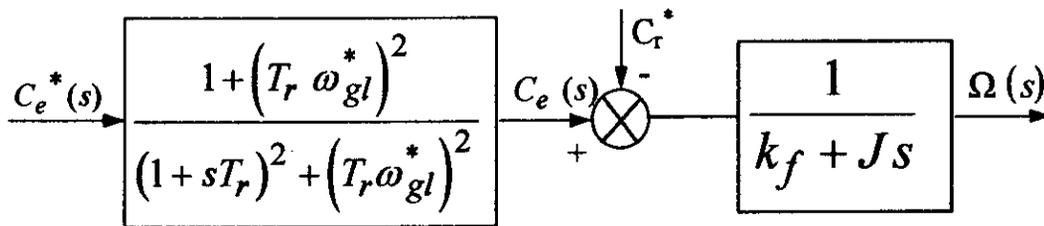
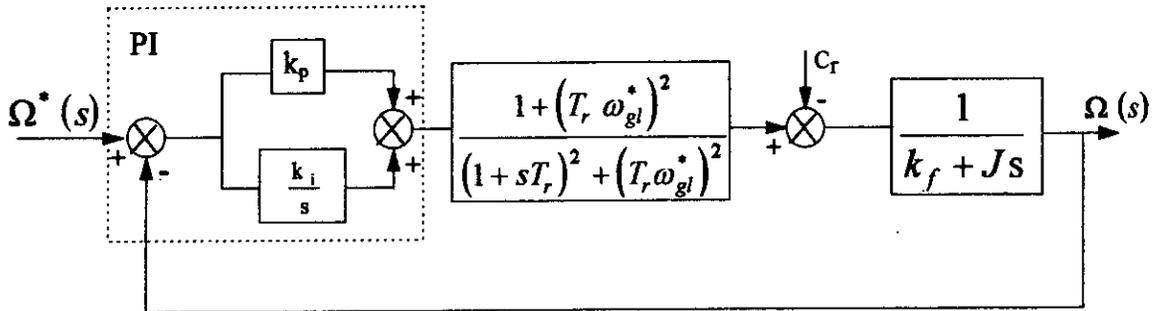


Fig. A1.1 Schéma fonctionnel du système à réguler

CALCUL DES PARAMETRES DU REGULATEUR CLASSIQUE PI

On a le système en boucle fermé représenté comme suit :



On prend :

$$\omega_{gl}^* = \omega_{gl\ nom} = \frac{r_r}{p} \frac{C_{e\ nom}}{\Phi_{r\ nom}^2} \quad (\text{A2-1})$$

$$G_o(s) = \frac{1 + T_n s}{T_i s} \frac{k}{(1 + T_d s)(1 + T_p s)} \quad (\text{A2-2})$$

Avec : $T_n = \frac{k_p}{k_i}$, $T_i = \frac{1}{k_i}$.

AN:

$$T_d = 3.875, T_p = 0.0078 \text{ et } k = 125$$

On a aussi :

$$\frac{1 + T_n s}{(1 + T_d s)(1 + T_p s)} \approx \frac{1}{1 + T_{eq} s} \quad (\text{A2-3})$$

avec $T_{eq} = T_d + T_p - T_n$

T_{eq} : constante de temps équivalente correspondant à une approximation de la fonction transfert précédente en fonction du premier ordre déterminé à partir de la surface de réglage.

D'où on a :

$$G_{bf}(s) \approx \frac{1}{1 + \frac{T_i}{k} s + \frac{T_i T_{eq}}{k} s^2} \quad (\text{A2-4})$$

On identifie $G_{bf}(s)$ avec la fonction de transfert du second ordre suivante :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_n} s + \frac{1}{\omega_n^2} s^2} \quad (\text{A2-5})$$

Tel que ζ et ω_n représente respectivement l'amortissement et la pulsation propre du système.

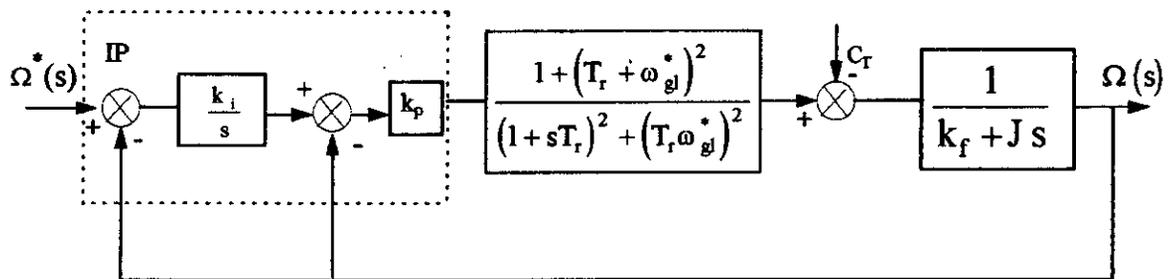
On choisi : $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et $\omega_n = 20$ rad/s

D'où on a :

$$K_i = 0.1131 \text{ et } k_p = 0.4352$$

CALCUL DES PARAMETRES DU REGULATEUR CLASSIQUE IP

Le calcul des paramètres du régulateur IP ont été fait à partir du schéma fonctionnel suivant :



En négligeant le terme du second ordre de $\frac{C_e(s)}{C_e^*(s)}$ on aura :

$$\frac{\Omega(s)}{C_e^*(s)} = \frac{k}{(1 + T_d s)(1 + T_p s)} \quad (\text{A3-1})$$

On calcul la fonction de transfert en boucle fermé globale, on aboutit à :

$$G_{\text{bf}}(s) = \frac{k k_p k_i}{(T_d + T_p) s^2 + (1 + k k_p) s + k k_p k_i} \quad (\text{A3-2})$$

$$G_{\text{bf}}(s) = \frac{\frac{k k_p k_i}{T_d + T_p}}{s^2 + \frac{1 + k k_p}{T_d + T_p} s + \frac{k k_p k_i}{T_d + T_p}} \quad (\text{A3-3})$$

Par identification à un système du second ordre de fonction de transfert $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2 \zeta \omega_n s + \omega_n^2}$

tel que ζ et ω_n représente respectivement l'amortissement et la pulsation propre du système.

On choisi $\zeta = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et $\omega_n = 20$ rad/s

d'où on a :

$$k_i = 14.2815 \text{ et } k_p = 0.8705$$

ANNEXE 4

TERMINOLOGIE

1- NORME TRIANGULAIRE: Pour tout x et y appartenant à $[0,1]$.

Intersection: $x \wedge y = \min(x,y)$

Produit algébrique $x \cdot y = xy$

Produit borne: $x \otimes y = \max(0, x+y-1)$

Produit drastique: $x \oslash y =$

- * x Si $y=1$
- * y Si $x=1$
- * 0 Si $x<1$ et $y<1$

2- CO-NORME TRIANGULAIRE: Pour tout x et y appartenant à $[0, 1]$.

Union: $x \cup y = \max(x, y)$

Somme algébrique: $x + y = x+y-xy$

Somme bornée: $x \oplus y = \min(1, x+y)$

Somme drastique: $x \cup y =$

- * x Si $y = 0$
- * y Si $x = 0$
- * 1 Si $X > 0$ et $Y > 0$

Somme disjointe: $x \Delta y = \max(\min(x, 1-y), \min(1-x, y))$

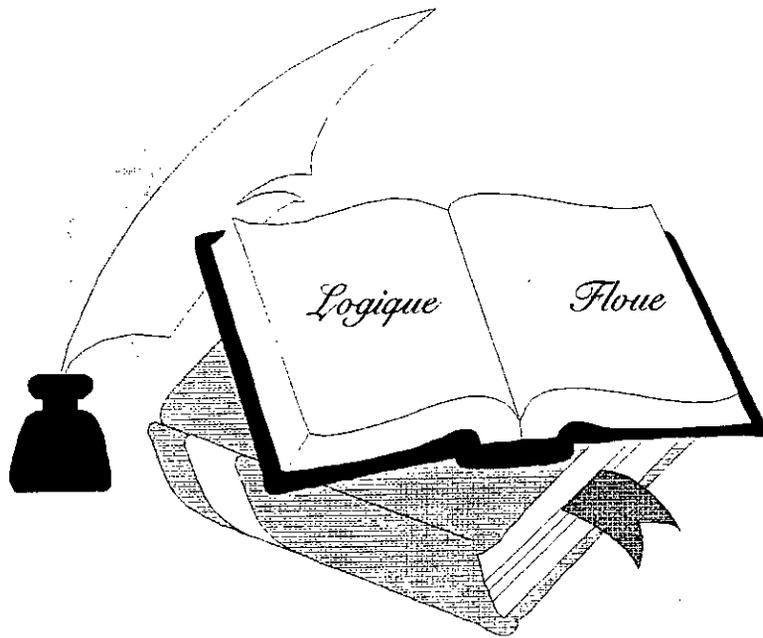
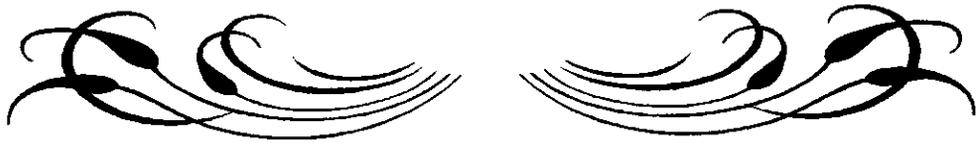
ANNEXE 5**IMPLICATION FLOUE**

μ_R	VALEUR DE VÉRITÉ	NOM
μ_{RR}	$1 - \mu_A(x) + \mu_A(x) \mu_B(x)$	Reichenbach
μ_{RRW}	$\max(1 - \mu_A(x), \min(\mu_A(x), \mu_B(x)))$	Wilnoth
μ_{RKD}	$\max(1 - \mu_A(x), \mu_B(x))$	Dienes
μ_{RBG}	1 Si $\mu_A \leq \mu_B$ μ_B Sinon	Brown Gödel
μ_{RG}	$\min(\mu_A/\mu_B, 1)$ Si $\mu_A \neq 0$ μ_B Sinon	Göguen
μ_{RL}	$\min(1 - \mu_A + \mu_B, 1)$	Lukasiewicz
μ_{RM}	$\min(\mu_A, \mu_B)$	Mamdani
μ_{RP}	$\mu_A \mu_B$	Larsen

PARAMÈTRES DE LA MACHINES :

Puissance nominale	1.5 kW
Tension nominale	220 / 380 V
Rendement nominal	0.78
Facteur de puissance nominal	0.8
Vitesse nominale	1420 trs/mn
Fréquence nominale	50 Hz
Courant nominal	3.64 A (Y) et 6.31 A (Δ)
Résistance statorique	4.85 Ω
Résistance rotorique	3.805 Ω
Inductance cyclique du stator	0.274 H
Inductance cyclique du rotor	0.274 H
Inductance mutuelle cyclique	0.258 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.031 kg.m ²
Coefficient de frottement	0.008 N.m.s / rad

BIBLIOGRAPHIE



- [1] L. Maret, " Régulation automatique ", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne 1987.
- [2] H. Buhler, " Electronique de réglage et de commande ", Dunot, 1989.
- [3] J. P. Hautier, P. J. Faucher, J. P. Caron, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", Edition Technip - Paris 1995.
- [4] H. Buhler, " Réglage par logique floue ", Presses Polytechniques et universitaires Romandes 1994.
- [5] D. Driankev, H. Hellendoorn, M. Reinfrank, " Introduction to fuzzy control ", springer verlog 1993.
- [6] A. M. Trzynadlowski, " The field orientation principle in control of induction motors ", University of Nevada, Reno 1994.
- [7] A. Faidalah, " Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones ", Thèse de doctorat de l'INPL, France, Fev 1995.
- [8] A. Maali, M. N. Tradi, " Commande optimale en position d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté ", PFE INITA 1994.
- [9] D. Lalili, D. Alliaoui, " Influence de la saturation magnétique sur la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en tension ", PFE, ENP, Juillet 1996.
- [10] E. Berkouk, " Contribution à la conduite des machines asynchrones monophasé et triphasées alimentées par des convertisseurs directs et indirects. Application aux gradateurs et aux onduleurs multiniveaux ", Thèse de doctorat du CNAM Paris 1995.
- [11] A. Benbellil, " Commande vectorielle d'un moteur asynchrone ", PFE, ENP, Juin 1994.
- [12] R. Ketata, " Méthodologies de régulation numérique incluant la logique floue ", Thèse de doctorat, CNRS, Toulouse, Juillet 1992.
- [13] A. Salhi, Z. Fodil, " Application de la commande floue et de la commande neurolinguistique aux onduleurs ", PFE, ENP 1995.
- [14] N. Madani, " Contribution à l'étudé de la commande vectorielle avec réglage linéaire et par mode de glissement d'une machine asynchrone ", Thèse de magistère, Université de Mouloud Mammeri, Tizi-ouzou 1996.

- [15] S. Rehahla, " Etude de la commande d'une machine asynchrone triphasée par la technique du flux orienté ", Thèse de magistère, ENP, 1996.
- [16] S. Tzafestas, N. P. Papnikolopoulos, " Incremental fuzzy expert PID control ", IEEE, Industrial Electronics, Vol 37, No 5, October 1990.
- [17] O. P. Barrat, Y. Léclusee, " Exemple d'application de la logique floue : commande de la température d'un four pilote ", Techniques de l'ingénieurs, R7428, 1996.
- [18] L. A. Zadeh, " Fuzzy sets ", Information and control, vol 8, pp.338 - 353, 1965.
- [19] Y. F. Li, C. C. Lau, " Development of fuzzy algorithmes for servo-systems ", IEEE, Control systems magazine, pp 65-79, April 1989.
- [20] J. Litt, " An expert system to perform on-line coontroller tuning ", IEEE, control systems, pp. 18-23, Avril 1991.
- [21] C. C. Chan, H. Wang, " An effective methode for rotor resistance identification for high-prformance induction motor vector control ", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol 37, No 6, Dec 1990.
- [22] L.J. Garces, " Parameter adaption for the speed controlled static A drive with squirrel-cage induction mtor ", IEEE, Trans. on Ind. Appl, Vol IA-16, No 2, PP. 173-178, March/Aprril 1980.
- [23] H. Ohnich, Y. Ueda, K. Miyachi, " Model refernce adaptative system against rotor resistance variation in induction motor drive ", IEEE Transaction on industrial electronics, Vol IE-33, No 3, August 1986.
- [24] W. Ghariieb, M. A. Sheirah, " Fuzzy retuning PI controller ", IFAC-IFIP-IMACS Conference, Fnace 20-22 May 1997.
- [25] S. Shao, " Fuzzy self-organizing controller and its applications for dynamic processes ", Elsevier science publishers B.V. 1988.
- [26] C. M. Liaw, J. B. Wang, Y. C. Chang, " A fuzzy adapted mechanism for induction motor drive ", IEEE Trans. on energy conversions, vol. 11, No 1, March 1996.
- [27] P. Guillemin, " Fuzzy logic applied to motor control ", IEEE transaction on Industy Applications, Vol.32, No 1, January/February 1996.
- [28] W. Chi So, C.K. Tse, Y. S. Lee, " Development of a fuzzy logic controller for DC/DC converters: Design, computer simulation and experimental evaluation ", IEEE, Transaction on power electronics, Vol. 11, January 1996.

- [29] R. M. Hilloowala, A. M. Sharf, " A rule-based fuzzy logic controller for a PWM Inverter in a stand a lone Wind energy conversion scheme ", IEEE. Transactions on Industry applications, vol.32. No 1, January/February 1996.
- [30] M. PIETRAZAK-DAVID, B. de FORNEL, " Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle ", Journée d'études Mercredi 2 décembre Lille 1992.
- [31] C. C. LEE, "Fuzzy logic in control systems : fuzzy logic controller Part I ", IEEE, Transactions, sustems,Manand Cybernetics, Vol. 20, No. 2, PP 404-418, Mar/Apr 1990.
- [32] C. C. LEE, " Fuzzy logic in control systems : fuzzy logic controller Part II ", IEEE, Transactions, sustems,Manand Cybernetics, Vol. 20, No. 2, PP 410-434, Mar/Apr 1990.
- [33] S. A. MIR, D. S. ZINGER, M. E. ELBULUK, "Fuzzy controller for inverter fed induction machines ", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, January/Febreary 1994.
- [34] M. MIZUMOTO, " Realization of PID controls by fuzzy control methods ", Osaka Electro-Communication University, 171-182, No. 2-3 1995.
- [35] P. GRAHAM, R. B. NEWELL, " Fuzzy adaptive control of a first order process ", Elsevier Sciece Publishers B.V, 0165-0114/89/53-50 1989.
- [36] A. SYITNO, J. FUJIKAWA, H. KOBAYASHI, Y. DOTE, " Variable structured robust controller by fuzzy logic for servomotors", IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, February 1993.